

ГЛАВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ СЛУЖБЫ
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

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

06
Т78

Т Р У Д Ы

ВЫПУСК 240

АППАРАТУРА
ДЛЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ
ПОВЕРКА ПРИБОРОВ

232089

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

БИБЛИОТЕКА
Ленинградского
Гидрометеорологического
Института



ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

ЛЕНИНГРАД · 1969

В статьях сборника рассматриваются новые автоматические приборы, вопросы автоматизации метеорологических измерений и поверки приборов. Описываются новые типы датчиков и автономных приборов (измерение прозрачности атмосферы нефелометрическим методом, компенсационный датчик и прибор для измерения давления, акустические методы измерения скорости ветра и др.). Рассматриваются схемы и методика расчета ряда узлов автоматических метеостанций и некоторые вопросы надежности автоматических систем.

Приводятся результаты экспериментальных исследований по поверке метеорологических приборов и описывается новая контрольно-поверочная аппаратура. Некоторые статьи посвящены методам обработки первичных данных, рассчитанным на применение в автоматических станциях.

Сборник может быть полезен работникам, занимающимся разработкой, производством, эксплуатацией и поверкой гидрометеоприборов, а также студентам, специализирующимся по гидрометприборам.

ПРИВЕДЕНИЕ ДАВЛЕНИЯ К УРОВНЮ МОРЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ АВТОМАТИЧЕСКИХ МЕТЕОСТАНЦИЙ

На метеостанциях, расположенных на высоте до 500 м над ур. м. (а таких станций подавляющее большинство), давление приводится к уровню моря с помощью таблиц, составленных для каждой станции на основе полной гипсометрической формулы Лапласа [1]:

$$\lg \frac{p_0}{p} = \frac{H}{18400(1 + 0,00366t)} \left(1 - 0,377 \frac{e_m}{p_m} \right) \times \\ \times (1 - 0,002644 \cos 2\varphi) (1 - 157 \cdot 10^{-9} H), \quad (1)$$

где p_0 — давление, приведенное к уровню моря в миллибарах; p — наблюдаемое давление в миллибарах; $p_m = \frac{p_0 + p}{2}$; H — высота барометра над уровнем моря в миллибарах; t — средняя температура столба воздуха в градусах (обычно для упрощения принимается, что на каждые 100 м высоты температура падает на $0,5^\circ$; при этом $t = t_1 + 0,0025 H$, где t_1 — наблюдаемая на станции температура воздуха в градусах); e_m — средняя влажность (парциальное давление паров воды) столба воздуха в миллибарах принимается равной $e(1 + 0,002 H)$; e — влажность (парциальное давление) на станции в миллибарах; φ — географическая широта станции.

При использовании автоматических станций, имеющих вычислительное устройство, например станций типа УАТГМС-1, задача приведения давления к уровню моря может решаться вычислительным устройством. Однако применять таблицы в данном случае нецелесообразно, так как это потребовало бы слишком большого объема памяти, и, кроме того, эти таблицы являются индивидуальными для каждого географического места расположения станции. Полная формула (1) слишком сложна для использования ее в станции с простым вычислительным устройством. В связи с этим встает вопрос о возможно простой и вместе с тем достаточно точной аппроксимации зависимости $p_0 = f(p; t; H; e)$, определяемой формулой (1).

К аппроксимирующей формуле с точки зрения удобства ее использования в автоматической станции типа УАТГМС-1 нужно предъявить следующие требования:

1. Погрешность аппроксимации (по сравнению с точной формулой (1)) должна лежать в пределах $\pm 0,1$ мб.
2. Необходимо стремиться к уменьшению числа констант, меняющихся в зависимости от места расположения станции. Формула (1) содержит две таких константы: H и φ , но целесообразно свести их к одной.
3. Желательно, чтобы не использовалась операция деления, которая отсутствует в системе команд станции УАТГМС-1.

4. При расположении станции на уровне моря измеренное давление должно совпадать с приведенным, т. е. аппроксимирующая формула не должна обладать погрешностью при $H=0$.

При $0 \text{ м} \leq H \leq 500 \text{ м}$, $-50^\circ \leq t \leq 50^\circ$; $0 \text{ мб} \leq e \leq 125 \text{ мб}$ величина, стоящая в правой части формулы (1), изменяется от 0 до $\sim 0,0333$, и в соответствии с этим отношение $\frac{p_0}{p}$ изменяется от 1 до 1,08.

Пусть

$$\frac{p_0}{p} = 1 + \Delta, \quad (2)$$

где Δ — поправка на приведение к уровню моря, которая, вообще говоря, зависит от всех величин, входящих в формулу (1):

$$\Delta = f(p; H; t; e; \varphi). \quad (3)$$

Поскольку $p \approx 1000$ мб, необходимо, чтобы погрешность аппроксимации не превышала 0,0001. При этом погрешность в определении p_0 не будет превышать 0,1 мб.

Было проверено несколько типов аппроксимирующих формул, и найдено, что удовлетворительные результаты дает формула следующего вида:

$$\Delta = K(1 + a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3)(1 + b_1 e), \quad (4)$$

где t и e — температура в градусах и влажность в миллибарах (упругость паров воды), измеренные на станции; a_1, a_2, a_3 и b_1 — постоянные коэффициенты;

$$K = 10 \frac{H(1 - 0,002644 \cos 2 \varphi)(1 - 157 \cdot 10^{-9} H)}{18400(1 + 9,15 \cdot 10^{-6} H)} - 1 \quad (5)$$

— единственная константа, которая должна быть найдена один раз для каждого места установки станции. Численно значение K равно величине поправки Δ при $t=0$ и $e=0$.

Из (4) и (2) получаем окончательную формулу:

$$p_0 = p[1 + K(1 + a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3)(1 + b_1 e)], \quad (6)$$

при этом значения коэффициентов следующие:

$$\begin{aligned} a_1 &= -3,767 \cdot 10^{-3}; & a_3 &= -5,118 \cdot 10^{-8}; \\ a_2 &= 1,463 \cdot 10^{-5}; & b_1 &= -4,140 \cdot 10^{-4}. \end{aligned}$$

Если использовать более точные значения коэффициентов:

$$\begin{aligned} a_1 &= -3,767452 \cdot 10^{-3}; & a_3 &= -5,117685 \cdot 10^{-8}; \\ a_2 &= 1,463388 \cdot 10^{-5}; & b_1 &= -4,139791 \cdot 10^{-4}, \end{aligned}$$

то получаемое при этом уточнение не превышает 0,03 мб. Погрешность формулы (6) по сравнению с погрешностью формулы (1) для $-100 \text{ м} \leq H \leq 500 \text{ м}$ и во всем возможном диапазоне значений t и e не превышает 0,1 мб.

Формула (6) может найти применение при составлении программ автоматических станций, содержащих вычислительное устройство, или при централизованной обработке на ЦВМ данных, поступающих от простых автоматических метеостанций. Кроме того, ее можно использовать при составлении таблиц поправок для приведения давления к уровню моря или (в отдельных случаях) для непосредственного вычисления приведенных значений p_0 .

Таблица 1

Значения полинома $A \cdot 10^3 = (a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3) \cdot 10^3$

t	$A \cdot 10^3$	$\Delta A \cdot 10^3$	t	$A \cdot 10^3$	$\Delta A \cdot 10^3$
-50	231,35		-10	39,19	
-49	225,76	-5,59	-9	35,13	-4,06
-48	220,21	-5,55	-8	31,10	-4,03
-47	214,71	-5,50	-7	27,10	-4,00
-46	209,25	-5,46	-6	23,14	-3,96
-45	203,83	-5,42	-5	19,21	-3,93
-44	198,46	-5,37	-4	15,31	-3,90
-43	193,13	-5,33	-3	11,44	-3,87
-42	187,84	-5,29	-2	7,59	-3,84
-41	182,59	-5,25	-1	3,78	-3,81
-40	177,39	-5,20	0	0,00	-3,78
-39	172,22	-5,16	1	-3,75	-3,75
-38	167,10	-5,12	2	-7,48	-3,72
-37	162,02	-5,08	3	-11,17	-3,70
-36	156,98	-5,04	4	-14,84	-3,67
-35	151,98	-5,00	5	-18,48	-3,64
-34	147,02	-4,96	6	-22,09	-3,61
-33	142,10	-4,92	7	-25,67	-3,58
-32	137,22	-4,88	8	-29,23	-3,56
-31	132,38	-4,84	9	-32,76	-3,53
-30	127,58	-4,80	10	-36,26	-3,50
-29	122,81	-4,76	11	-39,74	-3,48
-28	118,09	-4,73	12	-43,19	-3,45
-27	113,40	-4,69	13	-46,62	-3,43
-26	108,75	-4,65	14	-50,02	-3,40
-25	104,13	-4,61	15	-53,39	-3,38
-24	99,56	-4,58	16	-56,74	-3,35
-23	95,02	-4,54	17	-60,07	-3,33
-22	90,51	-4,50	18	-63,37	-3,30
-21	86,04	-4,47	19	-66,65	-3,28
-20	81,61	-4,43	20	-69,90	-3,26
-19	77,22	-4,40	21	-73,14	-3,23
-18	72,85	-4,36	22	-76,35	-3,21
-17	68,53	-4,33	23	-79,53	-3,19
-16	64,24	-4,29	24	-82,70	-3,16
-15	59,98	-4,26	25	-85,84	-3,14
-14	55,75	-4,22	26	-88,96	-3,12
-13	51,56	-4,19	27	-92,06	-3,10
-12	47,41	-4,16	28	-95,14	-3,08
-11	43,28	-4,12	29	-98,20	-3,06
		-4,09			-3,04

t	$A \cdot 10^3$	$\Delta A \cdot 10^3$	t	$A \cdot 10^3$	$\Delta A \cdot 10^3$
30	-101,23		40	-130,56	
31	-104,25	-3,02	41	-133,39	-2,83
32	-107,25	-3,00	42	-136,21	-2,82
33	-110,23	-2,98	43	-139,01	-2,80
34	-113,19	-2,96	44	-141,80	-2,78
35	-116,13	-2,94	45	-144,57	-2,77
36	-119,05	-2,92	46	-147,32	-2,75
37	-121,95	-2,90	47	-150,06	-2,74
38	-124,84	-2,89	48	-152,78	-2,72
39	-127,71	-2,87	49	-155,49	-2,71
		-2,85	50	-158,19	-2,69

Для облегчения расчетов, производимых „вручную”, приводятся две таблицы. В табл. 1 содержатся значения полинома $A \cdot 10^3 = f(t) = [a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3] \cdot 10^3$ для значений температуры через 1° . Значения A для температур, заданных с точностью до $0,1^\circ$, находятся путем линейной интерполяции, для чего в табл. 1 даны интерполяционные разности ΔA .

В табл. 2 приведены значения $K = 10^x - 1$ [K определяется по формуле (5)]

$$x = \frac{H(1 - 0,002644 \cos 2\varphi)(1 - 157 \cdot 10^{-9} H)}{18\,400(1 + 9,15 \cdot 10^{-6} H)} = \quad (7)$$

$$= \frac{H}{18\,400} (1 - 0,002644 \cos 2\varphi)(1 - 157 \cdot 10^{-9} H)$$

при $-0,006 \leq x \leq 0,030$ с шагом $0,001$. Величины K для промежуточных значений x могут быть найдены путем линейной интерполяции с помощью интерполяционных разностей, приведенных в последней графе табл. 2.

Приведем примеры вычислений с помощью табл. 1 и 2.

1. Определить константу K для станции с географической широтой $\varphi = 58^\circ$, расположенной на высоте $H = 320$ м над ур. м.

По формуле (7) (с округлением до 5-го знака после запятой):

$$x = \frac{320(1 - 0,002644 \cos 116^\circ)(1 - 157 \cdot 10^{-9} \cdot 320)}{18\,400(1 + 9,15 \cdot 10^{-6} \cdot 320)} =$$

$$= 0,01738 = 0,017 + 0,00038.$$

Из табл. 2 находим, что для $x_1 = 0,017$ $K_1 = 0,03992$. Вносим поправку $\delta_x = 0,00038 \cdot 1000 = 0,38$. Интерполяционная разность $\Delta K = 0,00240$.

$$K_2 = \delta_x \Delta K = 0,38 \cdot 0,00240 = 0,000912.$$

С учетом этой поправки

$$K = K_1 + K_2 = 0,03992 + 0,000912 = 0,04083.$$

Найденным значением K можно пользоваться при всех дальнейших расчетах для данной станции.

2. Определить давление, приведенное к уровню моря, на станции, для которой дан расчет в примере 1, при $p = 970,4$ мб, $t = 13,6^\circ$, $e = 9$ мб.

Таблица 2

Значения $K=10^x - 1$

x	K	ΔK	x	K	ΔK
-0,006	-0,01372	0,00227	0,013	0,03039	0,00238
-0,005	-0,01145	0,00228	0,014	0,03276	0,00238
-0,004	-0,00917	0,00228	0,015	0,03514	0,00239
-0,003	-0,00688	0,00229	0,016	0,03753	0,00239
-0,002	-0,00459	0,00229	0,017	0,03992	0,00240
-0,001	0,00230	0,00230	0,018	0,04232	0,00240
0,000	0,00000	0,00231	0,019	0,04472	0,00241
0,001	0,00231	0,00231	0,020	0,04713	0,00241
0,002	0,00462	0,00232	0,021	0,04954	0,00242
0,003	0,00693	0,00232	0,022	0,05196	0,00243
0,004	0,00925	0,00233	0,023	0,05439	0,00243
0,005	0,01158	0,00233	0,024	0,05682	0,00244
0,006	0,01391	0,00234	0,025	0,05925	0,00244
0,007	0,01625	0,00234	0,026	0,06170	0,00245
0,008	0,01858	0,00235	0,027	0,06414	0,00245
0,009	0,02094	0,00235	0,028	0,06660	0,00246
0,010	0,02329	0,00236	0,029	0,06905	0,00246
0,011	0,02565	0,00236	0,030	0,07152	
0,012	0,02802	0,00237			

Примечания. 1. Значения x вычисляются до 5-го знака после запятой (6-й знак округляется).

2. Отрицательные значения x соответствуют отрицательным значениям H для станций, расположенных ниже уровня моря.

По табл. 1 находим для $t_1 = 13^\circ$ $A_1 = -46,62 \cdot 10^{-3}$. Интерполяционная разность $\Delta A = -3,40 \cdot 10^{-3}$. Поэтому

$$A = A_1 + 0,6 \cdot \Delta A = -46,62 \cdot 10^{-3} - 0,6 \cdot 3,40 \cdot 10^{-3} = \\ = -(46,62 + 2,04) \cdot 10^{-3} = -0,04866.$$

По формуле (4)

$$\Delta = 0,04083(1 - 0,04866)(1 - 4,140 \cdot 10^{-4} \cdot 9) = 0,03870.$$

Наконец, по формуле (2).

$$p_0 = 970,4 \cdot (1 + 0,03870) = 970,4 + 37,6 = 1008,0.$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Домбровский В. К. Применение барометрических формул для приведения давления к уровню моря. Гидрометеониздат, 1949.
2. Нечаев И. Н. Сравнение методов приведения давления к уровню моря. Труды ГГО им. А. И. Воейкова, вып. 174, 1965.
3. Наставления гидрометеорологическим станциям и постам, вып. 10, ч. I, Гидрометеониздат, 1957.

ОБ ОДНОЙ ВОЗМОЖНОСТИ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

Измерительная система включает в себя в общем случае четыре основных узла: датчик, согласующий элемент, преобразователь, вычислительное устройство (рис. 1).

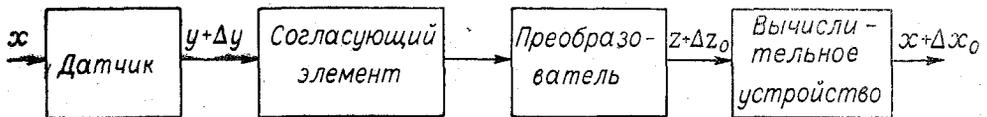


Рис. 1. Блок-схема измерительной системы.

Согласующий элемент служит для согласования сигналов на выходе датчика и входе преобразователя. Вычислительное устройство может отсутствовать, необходимые вычислительные операции в этом случае должен производить оператор.

Каждый узел системы вносит определенную ошибку в результат измерения. Нам будут интересовать условия, при которых погрешность линейного преобразователя дает наименьший вклад в общую погрешность определения входной величины. Линейная зависимость между выходом и входом преобразователя встречается наиболее часто (особенно в крупных измерительных системах), когда один преобразователь может последовательно подключаться к группе датчиков. Кроме того, в дальнейшем пренебрежем погрешностями, возникающими в результате включения согласующего элемента и вычислительного устройства, полагая, что они могут быть значительно меньшими, чем погрешности датчика и преобразователя.

Введем следующие обозначения: x — измеряемая величина; y — сигнал на выходе датчика; z — результат измерения на выходе преобразователя; Δx_0 — погрешность определения параметра; Δz_0 — погрешность на выходе преобразователя; Δy — погрешность датчика, Δz — погрешность преобразователя, Δx — погрешность определения параметра, возникающая из-за ошибки преобразователя, x_1 — минимальное значение параметра, x_2 — максимальное значение параметра.

При относительно малых значениях погрешностей датчика и преобразователя можно записать:

$$\Delta z_0 = \frac{dz}{dy} \Delta^2 y + \Delta z;$$

$$\Delta x_0 = \frac{dx}{dz} \Delta z_0 = \frac{dx}{dy} \Delta y + \frac{dx}{dz} \Delta z. \quad (1)$$

Как видно из (1), величина Δx_0 определяется двумя составляющими. Первая составляющая зависит только от погрешности датчика, характера связи измеряемого параметра и величины на выходе датчика и не зависит от выбора промежуточного преобразования $x = \psi(z)$. Вторая составляющая $\frac{dx}{dz} \Delta z = \Delta x$ зависит от погрешности преобразователя и вида преобразования $x = \psi(z)$. В дальнейшем рассматривается возможность минимизации этой составляющей за счет рационального выбора преобразования $\psi(z)$.

В общем случае интересуют не абсолютная погрешность Δx , а абсолютная погрешность, взятая с некоторым весом, в зависимости от величины x

$$\delta(x) = \Delta x \cdot \varphi(x) = \frac{dx}{dz} \cdot \varphi(x) \cdot \Delta z,$$

где $\varphi(x) > 0$ при $x_1 \leq x \leq x_2$.

Например, относительная погрешность будет получена при $\varphi(x) = \frac{1}{x}$. Полагая, что текущее значение погрешности преобразователя вдоль его шкалы нормировано формулой $\Delta z = F(z)$, получим

$$\delta(x) = \frac{dx}{dz} \cdot \varphi(x) \cdot F(z). \quad (2)$$

Представляет интерес такое преобразование $x = \psi(z)$, при котором будет получен минимум максимальной погрешности $\delta(x)$. Произведя в (2) разделение переменных и интегрируя в пределах изменения измеряемой величины, получим

$$\int_{z_1}^{z_2} \frac{dz}{F(z)} = \int_{x_1}^{x_2} \frac{\varphi(x)}{\delta(x)} dx.$$

Когда $\delta(x)$ — непрерывная функция, что выполняется в большинстве случаев, можно воспользоваться обобщенной теоремой о среднем:

$$\int_{z_1}^{z_2} \frac{dz}{F(z)} = \frac{1}{\delta(x_0)} \int_{x_1}^{x_2} \varphi(x) dx, \quad (3)$$

где $x_1 \leq x_0 \leq x_2$.

Можно доказать, что минимум максимальной погрешности $\delta(x)$ будет получен при $\delta(x) \equiv \delta(x_0)$.

Обозначим $\delta(x_0)$ через δ . Из (3) получим

$$\delta = \frac{\int_{x_1}^{x_2} \varphi(x) dx}{\int_{z_1}^{z_2} \frac{dz}{F(z)}}. \quad (4)$$

Используя (4) при известной зависимости $\Delta z = F(z)$, можно вычислить величину минимума максимальной погрешности $\delta(x)$, а из соотношения

$$\int_{z_1}^z \frac{dz}{F(z)} = \frac{1}{\delta} \int_{x_1}^x \varphi(x) dx$$

определить преобразование $x = \psi(z)$, необходимое для получения этого минимума. Это преобразование не зависит от связи параметра на выходе датчика с измеряемым параметром.

В табл. 1 приведены зависимости $x = \psi(z)$ и величина δ для наиболее распространенных методов нормирования погрешности преобразователя [1].

Таблица 1

$\varphi(x)$	$\Delta z = F(z)$	δ	$x = \psi(z)$
1	a	$\frac{a(x_2 - x_1)}{z_2 - z_1}$	$x_1 + \frac{x_2 - x_1}{z_2 - z_1} (z - z_1)$
$\frac{1}{x}$	a	$\frac{a(\ln x_2 - \ln x_1)}{z_2 - z_1}$	$x_1 \exp \left[\frac{\ln x_2 - \ln x_1}{z_2 - z_1} (z - z_1) \right]$
1	bz	$\frac{b(x_2 - x_1)}{\ln z_2 - \ln z_1}$	$x_1 + \frac{x_2 - x_1}{\ln z_2 - \ln z_1} (\ln z - \ln z_1)$
$\frac{1}{x}$	bz	$\frac{b(\ln x_2 - \ln x_1)}{\ln z_2 - \ln z_1}$	$x_1 \left(\frac{z}{z_1} \right)^{\frac{\ln x_2 - \ln x_1}{\ln z_2 - \ln z_1}}$
1	$a + bz$	$\frac{b(x_2 - x_1)}{\ln \frac{a + bz_2}{a + bz_1}}$	$x_1 + \frac{x_2 - x_1}{\ln \frac{a + bz_2}{a + bz_1}} \ln \frac{a + bz}{a + bz_1}$
$\frac{1}{x}$	$a + bz$	$\frac{b(\ln x_2 - \ln x_1)}{\ln \frac{a + bz_2}{a + bz_1}}$	$x_1 \left(\frac{a + bz}{a + bz_1} \right)^{\frac{\ln x_2 - \ln x_1}{\ln \frac{a + bz_2}{a + bz_1}}}$

Наиболее часто используется два частных случая измерительной системы:

1. $z=y$. Измеряемый параметр вычисляется по формуле $x=\psi(y)$. Техническая реализация такой системы обычно наиболее проста.

2. $x=z$. Для получения измеряемого параметра не требуется производить вычислительные операции.

Погрешность преобразователя при этом часто вносит значительно больший вклад в общую погрешность измерения по сравнению со случаем, когда используется оптимальное в смысле минимума максимальной погрешности преобразование $x=\psi(z)$.

В качестве примера рассмотрим случай определения метеорологической дальности видимости S датчиком, выход которого $y=\tau^l$ связан с S соотношением

$$S = \frac{l \ln \varepsilon}{\ln \tau^l},$$

где τ — коэффициент прозрачности атмосферы, l — база прибора, ε — порог контрастной чувствительности глаза.

Дальность видимости S соответствует x в формулах (1—4).

Пусть погрешность преобразователя нормирована формулой $F(z) = 0,005z_2 + 0,001z$, измеряемая величина изменяется от $S_1=200$ м до $S_2=6000$ м. Допустим, кроме того, что этому соответствует изменение величины на выходе преобразователя от $z_1=200$ до $z_2=6000$ единиц кода. При использовании оптимального преобразования в соответствии с табл. 1 относительная погрешность $\delta \approx 0,033$. В то же время в двух частных случаях, отмеченных выше, максимальная относительная погрешность δ_m за счет ошибки преобразования приблизительно равна 0,15 при использовании вычислительного устройства (случай 1) и 0,085 при реализации в согласующем элементе зависимости $z \equiv \frac{l \ln \varepsilon}{\ln y}$ (случай 2).

ЛИТЕРАТУРА

- Новицкий П. В. Основы информационной теории измерительных устройств. Изд. «Энергия», Л., 1968.

ОБРАБОТКА ДАННЫХ ВЛАЖНОСТИ АВТОМАТИЧЕСКИМИ МЕТЕОСТАНЦИЯМИ

Введение

В автоматических метеостанциях, содержащих вычислительное устройство, или при обработке данных, поступающих от простых сетевых автоматических метеостанций, в центральных органах Гидрометслужбы на ЦВМ среди других задач возникает задача обработки данных влажности. Применение таблиц (например, психрометрических) или даже общеизвестных формул для таких расчетов оказывается неудобным, так как приводит к излишней загрузке памяти машины и увеличению машинного времени. В связи с этим встает вопрос о поиске аппроксимирующих формул, удобных для машинных вычислений и вместе с тем дающих достаточную точность.

В данной статье приводится один из возможных вариантов таких формул и алгоритм вычислений для различных типов датчиков влажности. Кроме того, рассматриваются погрешности вычисления параметров влажности разными методами, связанные с ошибками измерений.

§ 1. Основные типы датчиков влажности и задачи обработки

В автоматических станциях применяются в основном три типа датчиков влажности: гигрометр, измеряющий относительную влажность (r), психрометр, дающий на выходе температуру сухого и смоченного термометров (t и t'), и датчик температуры точки росы (τ). При любом из этих датчиков после обработки данных необходимо получить относительную влажность, температуру точки росы и упругость паров воды, находящихся в воздухе (e), которая используется для приведения атмосферного давления к уровню моря. Для определения этих характеристик при использовании психрометра необходимо знать атмосферное давление, а при использовании гигрометра или датчика точки росы — температуру воздуха. Эти параметры входят в состав параметров, измеряемых автоматической станцией.

Связь между различными характеристиками влажности определяется общеизвестными формулами:

$$r = \frac{e(\tau)}{e(t)}; \quad (1)$$

$$e(\tau) = e(t') - Ap(t - t'); \quad (2)$$

$$e(t) = E_0 \cdot 10^{\frac{at}{b+t}}. \quad (3)$$

Здесь r — относительная влажность ($0 \leq r \leq 1$); τ , t , t' — температура точки росы, воздуха и смоченного термометра в психрометре соот-

ветственно в градусах; p — атмосферное давление в миллибарах; A — психрометрическая постоянная; $e(t)$ — упругость насыщающих паров воды в миллибарах при температуре t .

Реальная упругость паров воды, находящихся в воздухе, соответствующая упругости насыщения при температуре τ , в дальнейшем обозначается через e .

Формула Магнуса (3), устанавливающая зависимость между упругостью насыщающих паров e и температурой t , отчасти носит эмпирический характер. Это объясняется тем, что коэффициенты a и b подобраны экспериментально [1]. Однако при значениях $a=7,45$; $b=235$ и $E_0=6,1$ мб погрешность формулы (3) не превышает 0,1 мб для температуры от -60 до 50° .

Расчетные формулы для определения параметров r , τ , e легко получаются из (1), (2), (3), причем в зависимости от типа датчика влажности возможны три случая.

Случай 1. При использовании гигрометра:

$$\tau = \frac{b \left(\lg r + \frac{at}{b+t} \right)}{a - \lg r - \frac{at}{b+t}}; \quad (4)$$

$$e(\tau) = r E_0 \cdot 10^{\frac{at}{b+\tau}}; \quad (5)$$

r измеряется непосредственно.

Случай 2. При использовании психрометра:

$$r = \frac{E_0 \cdot 10^{\frac{at'}{b+t'}} - Ap(t-t')}{E_0 \cdot 10^{\frac{at}{b+t}}}; \quad (6)$$

$$\tau = \frac{b \lg \left[10^{\frac{at'}{b+t'}} - \frac{Ap}{E_0} (t-t') \right]}{a - \lg \left[10^{\frac{at'}{b+t'}} - \frac{Ap}{E_0} (t-t') \right]}; \quad (7)$$

$e=e(\tau)$ определяется по формуле (2).

Случай 3. При использовании датчика температуры точки росы:

$$r = 10^{a \left(\frac{\tau}{b+\tau} - \frac{t}{b+t} \right)}; \quad (8)$$

τ измеряется непосредственно; e определяется по формуле (3), в которой аргументом является τ .

Из приведенных формул видно, что наиболее просто расчет выполняется при использовании датчика точки росы.

§ 2. Аппроксимирующие формулы

Непосредственное вычисление по формулам (1) — (8) возможно (с использованием подпрограмм для вычисления 10^x и $\lg x$), однако программа при этом получается довольно громоздкой. Это особенно «чувствительно» для малого вычислительного устройства, которым располагает, например, автоматическая станция типа УАТГМС-1. Поэтому желательно применять более удобные аппроксимирующие формулы. Для определения всех трех параметров влажности (r , τ , e) при любом из перечисленных выше типов датчиков достаточно двух таких формул: поли-

нома для представления 10^x на участке $0 \leq x \leq 1$ и формулы для представления τ , в виде разложения по степеням r и t .

Аппроксимация зависимости (3). При изменении t от -60 до 50° величина x изменяется от $-2,5$ до $1,31$

$$x = \frac{at}{b+t}. \quad (9)$$

Аппроксимация функции 10^x во всем этом диапазоне с необходимой точностью привела бы к слишком сложному выражению. Поэтому целесообразно предварительно уменьшить участок аппроксимации от 0 до 1 с помощью формулы

$$10^{K+x} = 10^K \cdot 10^x, \quad (10)$$

где K может принимать значения $-3, -2, -1, 0, +1$.

Для аппроксимации показательной функции 10^x можно использовать полином

$$10^x \approx \left[\sum_{k=0}^4 a_k x^k \right]^2, \quad 0 \leq x \leq 1 \quad (11)$$

($a_0=1, a_1=1,1499196, a_2=0,6774323, a_3=0,2080030, a_4=0,1268089$), приведенный в [2].

Относительная погрешность (ϵ) формулы (11) не превышает $8 \cdot 10^{-5}$. Если значения коэффициентов a_k округлить до 4-го десятичного знака, то $\epsilon \leq 10^{-3}$.

Аппроксимация зависимости (4). В выражении (4) величина τ зависит от двух аргументов: r и t . Были опробованы аппроксимирующие формулы нескольких типов. Наибольшая точность желательна при больших значениях относительной влажности, особенно при значениях, близких к $r=1$, так как это существенно для прогнозирования туманов. Поэтому выдвигалось требование, чтобы при $r=1$, погрешность аппроксимации равнялась нулю и формула обращалась в $\tau=t$.

В результате была выбрана формула вида:

$$\tau = f(r; t) \cong t - (t + a_1)(1 + a_2 t + a_3 t^2)(1 - r) \times \\ \times [b_0 + b_1(1 - r) + b_2(1 - r)^2 + b_3(1 - r)^3]. \quad (12)$$

Значения коэффициентов, входящих в (12), следующие: $a_1=235,00, a_2=0,492 \cdot 10^{-2}, a_3=0,324 \cdot 10^{-5}, a_4=-0,04184; b_1=0,1669, b_2=0,3321, b_3=-0,2832$.

Вопрос о погрешности аппроксимирующего выражения (12) рассмотрен ниже. На основе аппроксимирующих формул (11) и (12) строится алгоритм определения всех трех характеристик **влажности**. При этом в зависимости от типа датчика возможны три варианта алгоритма.

1. Последовательность расчета при использовании гигрометра

1. Относительная влажность r является выходным параметром датчика.

2. Температура точки росы τ определяется по формуле (12) в зависимости от влажности r и температуры воздуха t .

3. Для определения упругости водяных паров e находим x (формула (9)). Затем 10^x (формулы (10) и (11)) и, наконец,

$$e = r E_0 \cdot 10^x = r \cdot E_0 10^{\frac{at}{b+t}}, \quad (13)$$

где $E_0=6,11$ мб.

II. Последовательность расчета при использовании психрометра

1. По измеренным значениям t' (температура смоченного термометра) и t определяем $e(t')$ и $e(t)$ по формулам (3), (9), (10) и (11).
2. По формуле (2) находим упругость водяного пара в воздухе $e=e(\tau)$.
3. По формуле (1) находим r .
4. По формуле (12) находим τ .

III. Последовательность расчета при использовании датчика температуры точки росы

1. τ является выходной величиной датчика.
2. На основании формулы (8), $r=10^x$ (для вычисления используются формулы (10) и (11)), причем $x=x_1(\tau) - x_2(t)$. Величины $x_1(\tau)$ и $x_2(t)$ определяются по формуле (9).
3. e определяется по формулам (3); (9); (10) и (11), причем в формуле (9) аргументом является τ .

§ 3. Погрешности определения параметров влажности

Погрешность определения параметров влажности по приведенной выше методике складывается из погрешностей измерения исходных параметров (Δr и Δt для гигрометра;

Δt , $\Delta t'$ и Δp для психрометра; $\Delta \tau$ и Δt для датчика температуры точки росы) и из погрешностей вычислений, включая и погрешность аппроксимирующих формул. При использовании дискретного вычислительного устройства собственно вычислительная погрешность, связанная с ограниченной разрядной сеткой и округлениями для данных задач, может быть сделана достаточно малой.

Поэтому ее можно не учитывать и принимать во внимание только погрешность аппроксимации.

Рассмотрим составляющую погрешности, обусловленную неточностью измерений. Погрешность измерения исходных параметров обычно лежит в пределах $\pm 10\%$ для датчика типа гигрометра, $\pm 0,2^\circ$ для температуры воздуха, $\pm (0,5-1,0^\circ)$ для датчика температуры точки росы. Вопрос о погрешности психрометрического метода достаточно подробно рассмотрен в [3] и поэтому здесь не затрагивается. При использовании гигрометра погреш-

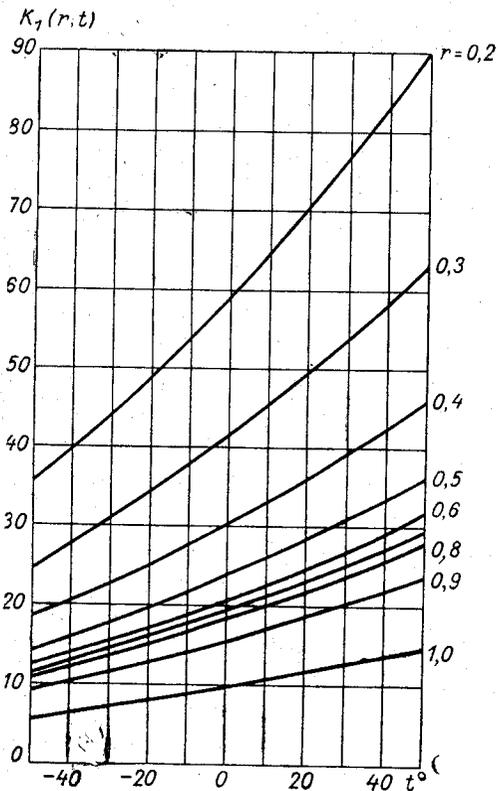


Рис. 1. График функции K_1 .

ность определения относительной влажности r соответствует исходной погрешности гигрометра Δr . Найдем погрешность определения r и e . Используя (4) или (12), получим:

$$\Delta \tau = K_1(r; t) \Delta r + K_2(r; t) \Delta t, \quad (14)$$

где

$$K_1(r; t) = \left| \frac{\partial \tau}{\partial r} \right|; \quad K_2(r; t) = \left| \frac{\partial \tau}{\partial t} \right|.$$

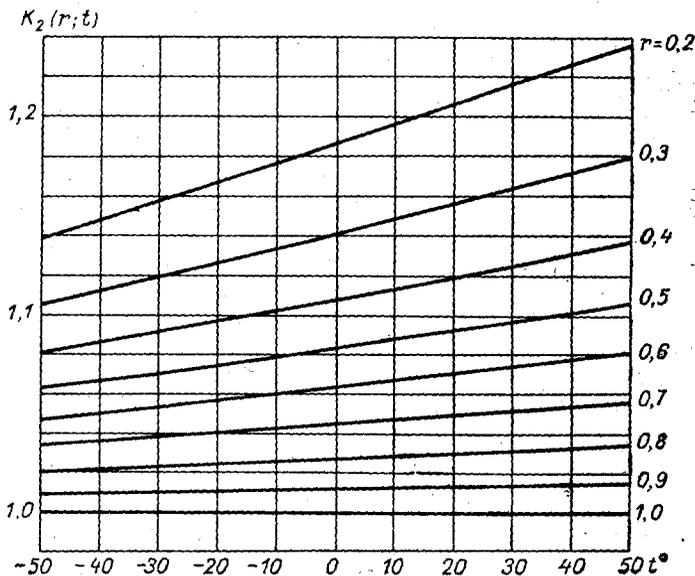


Рис. 2. График функции K_2 .

Значения множителей K_1 и K_2 , являющихся функциями r и t , представлены на рис. 1 и 2. Как видно из рис. 2, значение K_2 меняется мало, $1 \leq K_2 \leq 1,25$. Значение K_1 сильно зависит от r и t и достигает наибольшего значения при $t=50^\circ$ и $r=0,2$. Аналогично, используя (13), получим

$$\Delta e = K_3(t) \Delta r + K_4(r; t) \Delta t, \quad (15)$$

где

$$K_3(t) = \frac{\partial e}{\partial r} = E_0 \cdot 10^{\frac{at}{b+t}} = e(t);$$

$$K_4(r; t) = \frac{\partial e}{\partial t} = r \cdot e(t) \cdot \frac{ab}{(b+t)^2} \ln 10.$$

Множитель K_3 представляет собой упругость насыщающих паров при температуре t , его значение можно найти по таблицам, приведенным во многих источниках, например [4, 5]. Этот множитель сильно меняется в зависимости от t и может достигать 120 мб (при $t=50^\circ$). В связи с этим первая составляющая погрешности в формуле (15) может достигать $120 \cdot 0,1 = 12$ мб. На рис. 3 приведены значения $K_4(r; t)$, множитель K_4 тоже сильно зависит от температуры и достигает 6 при $t=50, r=1$. Соот-

3
(рис
П
 $\Delta \tau, \Delta$
любы
по из-
польза
(4). П

Пример 1. Найти $\Delta\tau$ и Δe при использовании гигрометра, если $r=0,8$ (80%), $t=-10^\circ$, $\Delta r=0,05$ (5%) и $\Delta t=0,1^\circ$.

Согласно (14) $\Delta\tau=K_1(r; t)\Delta r+K_2(r; t)\Delta t$. По рис. 1 и 2 для $r=0,8$, $t=-10^\circ$ находим, что $K_1=17$, $K_2=1,03$.

$$\Delta\tau = 17 \cdot 0,05 + 1,03 \cdot 0,1 = 0,95^\circ.$$

По формуле (15) $\Delta e=K_3(t)\Delta r+K_4(r; t)\Delta t$. Для $t=-10^\circ$, $K_3(t)=e(t)=2,9$ мб.

По рис. 3 находим, что $K_4=0,24$.

$$\Delta e = 2,9 \cdot 0,05 + 0,24 \cdot 0,1 = 0,17 \text{ мб.}$$

Пример 2. Найти Δr и Δe при использовании датчика температуры точки росы, если $t=20^\circ$, $\tau=12^\circ$, $\Delta t=0,1^\circ$, $\Delta\tau=0,5^\circ$.

Согласно (16) $\Delta r=K_5(r; \tau)\Delta\tau+K_5(r; t)\Delta t$. Определим значение r , пользуясь рис. 5, для данных t и τ ; $r=0,6$ (60%). Затем находим значения $K_5(r; \tau)$ и $K_5(r; t)$, пользуясь графиком на рис. 4:

$$K_5(0,6; 12^\circ) = 0,040;$$

$$K_5(0,6; 20^\circ) = 0,037.$$

Тогда

$$\Delta r = 0,040 \cdot 0,5 + 0,037 \cdot 0,1 = 0,020 + 0,004 = 0,024 (2,4\%).$$

Согласно (17) $\Delta e=K_6(\tau)\Delta\tau$.

Пользуясь рис. 3, находим:

$$K_6(12^\circ) = 0,9 \text{ для } r=1.$$

Откуда $\Delta e=0,9 \cdot 0,5=0,45$ мб.

Рассмотрим теперь погрешности, связанные с аппроксимацией. Погрешность формулы (11) непосредственно приводит к ошибкам в определении e (формулы (3) и (13)) и r по датчику росы (формула (8)). Кроме того, эта погрешность сказывается на результатах вычисления r , а следовательно, и τ (формулы (1) и (12)) при использовании психрометра.

Легко показать, что относительная погрешность δe определения e по формулам (3) и (13) при любом значении $x = \frac{at}{b+t}$ равна относительной погрешности $\varepsilon \leq 8 \cdot 10^{-5}$ формулы (11) для диапазона $0 \leq x \leq 1$:

$$\delta e = \frac{\Delta e}{e} \leq 8 \cdot 10^{-5}.$$

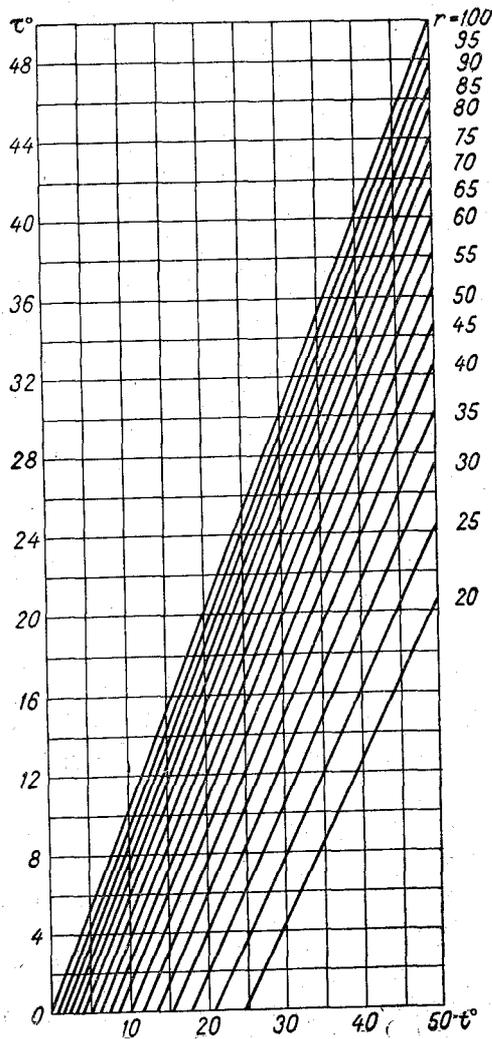


Рис. 5. График функции $\tau(r; t)$ для $\tau > 0$. (r дано в процентах)

Отсюда $\Delta e \leq 8 \cdot 10^{-5} e$.

Упругость водяных паров в атмосфере ограничена значением $e_{\text{макс}} = 120 \text{ мб}$ (при $t = 50^\circ$), поэтому максимальная погрешность

$$\Delta e_{\text{макс}} \leq 120 \cdot 8 \cdot 10^{-5} = 0,01 \text{ мб}.$$

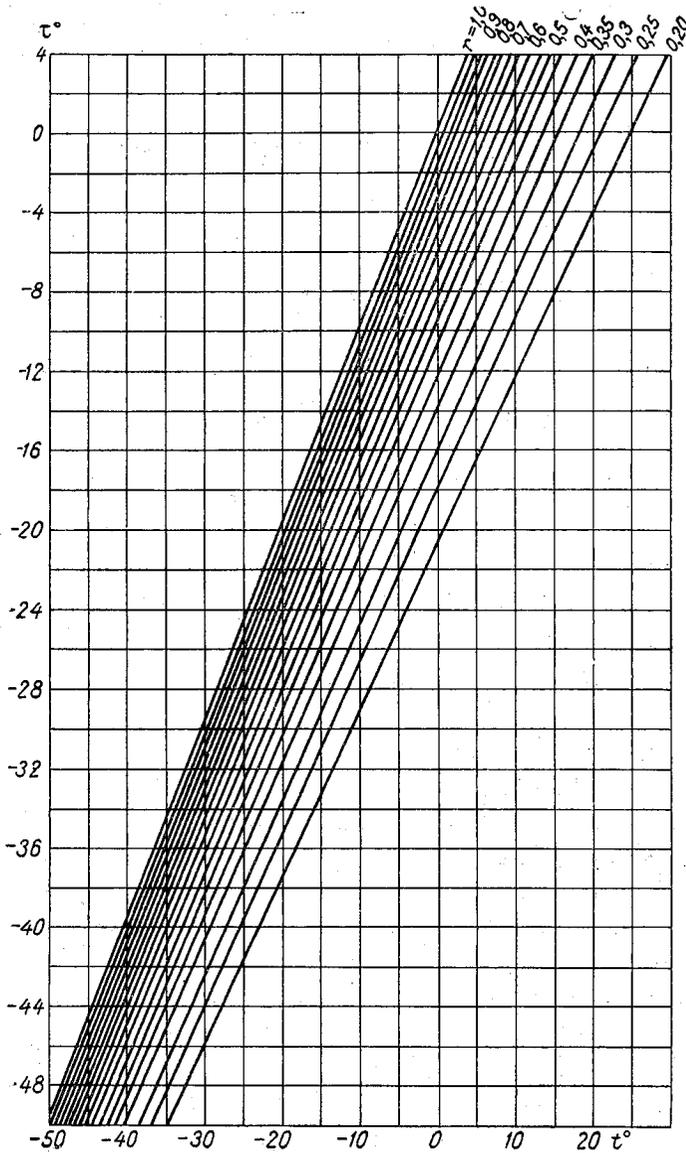


Рис. 6. График функции $\tau(r; t)$ для $\tau \leq 0$.

На основании аналогичных соображений найдем, что погрешность определения r по формуле (8), обусловленная погрешностью аппроксимирующей формулы (11), равна:

$$\frac{\Delta r}{r} \leq 8 \cdot 10^{-5}; \quad \Delta r \leq r \cdot 8 \cdot 10^{-5} \leq 8 \cdot 10^{-5}.$$

Рассмотрим влияние погрешности аппроксимации (11) на определение r методом психрометра (формула (1)). Поскольку нас сейчас интересует только составляющая погрешности, обусловленная неточностью аппроксимирующей формулы (11), из (2) следует:

$$\Delta [e(\tau)] = \Delta [e(t')] = e(t') \delta e(t').$$

Из (1) имеем:

$$\begin{aligned} \Delta r &\leq \frac{\partial r}{\partial [e(\tau)]} \Delta e(\tau) + \left| \frac{\partial r}{\partial [e(t)]} \right| \Delta e(t) = \\ &= \frac{1}{e(t)} e(t') \delta e(t') + \frac{e(\tau)}{[e(t)]^2} e(t) \delta e(t), \end{aligned}$$

или, учитывая, что $\tau \leq t' \leq t$ и $\frac{e(\tau)}{e(t)} \leq \frac{e(t')}{e(t)} \leq 1$,

$$\Delta r \leq \delta e(t') + \delta e(t) = 2 \cdot 8 \cdot 10^{-5} = 1,6 \cdot 10^{-4}.$$

Можно показать, что при использовании e для приведения давления к уровню моря ошибка $\Delta e = 0,01$ мб в определении влажности приводит к совершенно незначительной погрешности приведенного давления P_0 . Например, для станций, расположенных на высоте $H \leq 500$ м, эта составляющая ошибки составит $\Delta P_0 \leq 10^{-4}$ мб. Таким образом, аппроксимирующая формула (11) обеспечивает точность, совершенно достаточную для любых целей, и вносимой погрешностью можно пренебречь.

Таблица 1

Погрешность аппроксимирующей формулы (12)
 $\Delta \tau$ при различных значениях r и t

$r \backslash t$	-50	-40	-30	-20	-10	0	+10	+20	+30	+40	+50
0,2	-0,8	-0,6	-0,9	-0,7	-0,4	0,0	+0,3	+0,4	+0,8	+1,1	+1,1
0,3	-0,8	-0,7	-0,6	-0,6	-0,4	-0,2	-0,1	0,0	+0,3	+0,6	+0,8
0,4	-0,4	-0,1	-0,4	-0,4	-0,4	-0,2	-0,1	+0,0	+0,2	+0,4	+0,5
0,5	-0,5	-0,4	-0,4	-0,3	-0,2	0,0	0,0	+0,3	+0,2	+0,2	+0,4
0,6	+0,1	-0,2	0,0	-0,1	0,0	+0,1	+0,2	+0,2	+0,3	+0,4	+0,5
0,7	-0,1	0,0	0,0	0,0	+0,0	+0,1	+0,2	+0,2	+0,2	+0,2	+0,3
0,8	+0,2	0,0	0,0	-0,1	-0,1	0,0	0,0	0,0	-0,1	+0,1	+0,2
0,9	+0,1	0,0	-0,1	-0,2	-0,2	-0,2	-0,2	-0,2	-0,2	+0,1	+0,1
1	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0

$$\tau = \tau_{\text{выч.}} - \Delta \tau$$

В табл. 1 приведены значения погрешности аппроксимирующей формулы (12) при различных r и t . Из этой таблицы видно, что в области наиболее часто встречающихся значений r и t ($0,4 \leq r \leq 1$; $-30^\circ \leq t \leq 30^\circ$) погрешность аппроксимации не превышает $0,5^\circ$. При уменьшении влажности до 0,2 и изменении температуры до $\pm 50^\circ$ погрешность возрастает,

достигая в некоторых точках $1,0^\circ$. Этот результат можно считать удовлетворительным, поскольку ошибки, связанные с неизбежной погрешностью измерений, при соответствующих значениях r и t , существенно больше.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тверской П. Н. Курс метеорологии. Гидрометеоздат, Л., 1962.
2. Люстерник Л. А., Червоненкис О. А., Анпольский А. Р. Математический анализ. Вычисление элементарных функций. Физматгиз. М., 1963.
3. Усольцев В. А. Измерение влажности воздуха. Гидрометеоздат, Л., 1959.
4. В. А. Савич. Психрометрические таблицы. Гидрометеоздат, Л., 1963.
5. Стернзат М. С., Сапожников А. А. Метеорологические приборы, наблюдения и их обработка. Гидрометеоздат, Л., 1959.

О ВОЗМОЖНОСТИ СОЧЕТАНИЯ АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ ПРИ ПОСТРОЕНИИ АППАРАТУРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТУРБУЛЕНТНЫХ ПЕРЕНОСОВ

Вертикальный перенос в фиксированной точке атмосферы некоторой субстанции (примесь, теплосодержание и т. д.), количество которой в единице массы равно q , осуществляется через единицу горизонтальной поверхности со скоростью $\rho\omega q$, где ρ — плотность, а ω — вертикальная скорость воздуха. Используя черту сверху для обозначения осреднения на некотором временном интервале T_n и штрихи для обозначения мгновенных отклонений от средних, представим полный, средний вертикальный поток следующим образом:

$$\overline{\rho\omega q} = \overline{\rho\omega} \cdot \overline{q} + \overline{(\rho\omega)'} \cdot \overline{q'}. \quad (1)$$

Первый член правой части (1) содержит величину $\overline{\rho\omega}$ (средний вертикальный перенос массы), которая становится достаточно малой при соответствующем выборе условий наблюдения [1, 2].

Последний член уравнения (1) обычно определяют как турбулентный поток F_q , который может быть представлен в различных формах [3]:

$$F_q = \overline{(\rho\omega)' \cdot q'} = \overline{(\rho\omega - a)(q - b)} - \overline{(\rho\omega - a)} \overline{(q - b)}, \quad (2)$$

где a и b — постоянные на интервале осреднения.

Таким образом, непосредственное измерение вертикального турбулентного потока, а если $\rho\omega = 0$, то и полного потока, может производиться с помощью приборов, чувствительных к флуктуациям величин $\rho\omega$ и q относительно некоторых произвольно устанавливаемых уровней a и b , причем не требуется, чтобы эти уровни были равны соответствующим средним $\rho\omega$ и q , которые невозможно точно предугадать. Последнее обстоятельство сильно облегчает построение аппаратуры, т. к. избавляет от необходимости иметь записи процессов, а к вычислениям приступать по окончании интервала наблюдения; вычисления, напротив, могут производиться в естественном масштабе времени автоматически с помощью аппаратуры, содержащей, кроме датчиков флуктуаций, которые вырабатывают текущие величины $(\rho\omega - a)$ и $(q - b)$, одно множительное устройство для получения текущего произведения $(\rho\omega - a)(q - b)$ и три интегратора, включенные по структурной схеме, изображенной на рис. 1. На выходах интеграторов накапливаются величины

$$S_1 = \int_0^{T_n} (\rho\omega - a) d\tau = T_n \overline{(\rho\omega - a)}; \quad (3)$$

$$S_2 = \int_0^{T_n} (\rho\omega - a)(q - b) d\tau = T_n \overline{(\rho\omega - a)(q - b)}; \quad (4)$$

$$S_3 = \int_0^{T_n} (q - b) d\tau = T_n \overline{(q - b)}, \quad (5)$$

где τ — текущее время, отсчитываемое от начала интервала интегрирования.

Чтобы получить величину турбулентного потока F_q , производят вычисление вручную по очевидной формуле

$$F_q = \frac{S_2}{T_n} - \frac{S_1 S_3}{T_n^2}. \quad (6)$$

Первая публикация о разработке подобной аппаратуры появилась в 1958 г. [4]. Разработанный автоматический прибор использовался для измерения переносов тепла и влаги [3] и оказался достаточно точным и полезным. В 1965 г. [5] было опубликовано описание более совершенного, в значительной мере переработанного варианта прибора, получившего название «эвапотрон».

В этом оригинальном устройстве для получения произведений и одновременно интегралов используются индукционные счетчики электроэнергии, скорость вращения диска которых, как известно, пропорциональна произведению действующих значений переменных токов, протекающих через обмотки, если сдвиг фаз между ними не меняется; интеграл произведения отсчитывается по числу оборотов диска. Если произведение получать не нужно, то один из входных

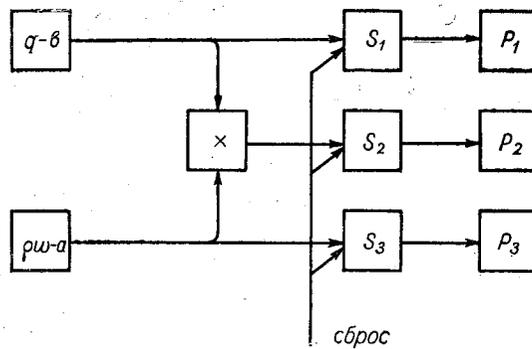


Рис. 1. Блок-схема устройства для автоматического вычисления членов формулы (2).

токов делается постоянным (по амплитуде) и электросчетчик выполняет функции интегратора. Положительным свойством этой аппаратуры является то, что точность интегрирования никак не связана с длительностью наблюдения. Другим положительным свойством является то, что выходы измерительных схем используемых проволочных датчиков (термоанемометр и психрометр) представлены напряжением переменного тока некоторой стандартной частоты (выбрана частота 400 гц) и естественным образом стыкуются со входами электросчетчиков.

Однако прибору присущи определенные недостатки, обусловленные ограниченной точностью электромеханического интегрирования и невозможностью прямо использовать датчики, выходные параметры которых не представлены амплитудой переменного напряжения. В частности, весьма совершенный по сравнению с термоанемометром акустический анемометр [6], имеющий на выходе или напряжение постоянного тока, или длительность импульсов постоянной частоты, нуждался бы в преобразователе выходного параметра в амплитуду переменного напряжения, в результате чего его преимущества по точности были бы потеряны.

Ниже рассматривается, каким образом можно создать устройство из обычных электронных элементов, позволяющее включать акустический анемометр, в котором, так же как и в «эвапотроне», погрешность интегрирования не будет зависеть от интервала наблюдения T_n .

Для вычисления турбулентного потока, как показано выше, необходимо получить три суммы S_1, S_2, S_3 , каждая из которых представляет собой определенный интеграл, взятый на общем временном интервале от соответствующих функций времени. О самих функциях известно, что их спектр простирается от единиц и даже десятков герц до величин, ограниченных интервалом осреднения $T_{\text{н}}$.

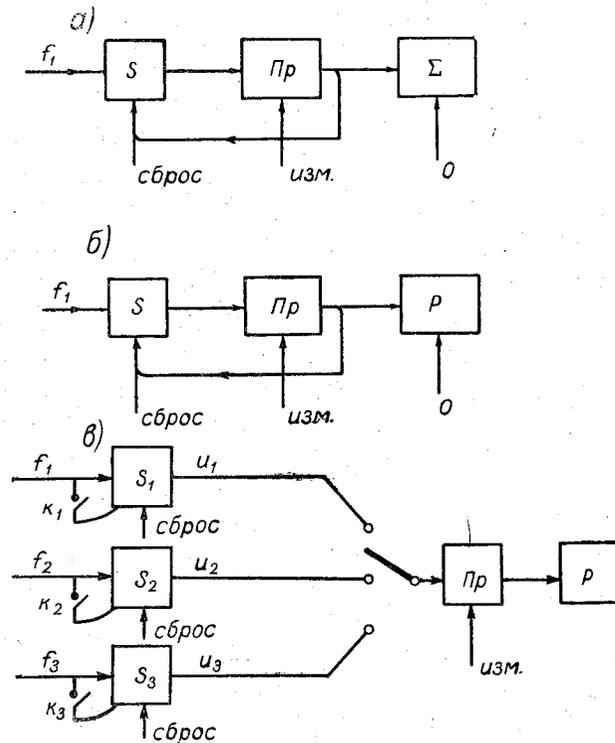


Рис. 2. Аналого-цифровой интегратор.

Об интервале осреднения известно, что он сравнительно большой (от нескольких минут до часа и возможно более). При большом интервале рационально применять цифровое интегрирование, точность которого не зависит от его продолжительности. Но процессы на входах быстроменяющиеся, что предполагает быстродействующие преобразователи аналог-цифра и сумматоры. Аппаратура этого типа дорогая. Чисто аналоговые интеграторы способны воспринимать быстроменяющиеся процессы, но обеспечивают необходимую точность при ограниченном времени интегрирования.

Если разбить интервал осреднения на произвольно ограниченные участки, можно использовать аналого-цифровое интегрирование. Блок-схема аналого-цифрового интегратора изображена на рис. 2 а. Она состоит из трех элементов: аналогового интегратора, преобразователя аналог-цифра и сумматора. Перед началом интегрирования входной функции времени делается «сброс» аналогового интегратора на нуль, а также запись нуля в сумматор. С этого момента начинается отсчет интервала интегрирования. Периодически (или непериодически) на управляющий вход преобразователя «изм» подаются внешние сигналы, причем промежутки времени между двумя соседними сигналами должны быть ограни-

чены максимально допустимым для аналогового интегратора временем работы. Преобразователь передает частные интегралы в цифровой форме в сумматор и одновременно сбрасывает аналоговый интегратор на нуль. Последний сигнал «изм» подается в момент окончания временного интервала $T_{и}$. В результате в сумматоре накапливаются интегралы от входной функции. Сумматор в этой схеме может быть заменен регистратором (например, перфоратором) рис. 2 б.

Для вычисления турбулентного потока нужно получать интегралы от трех функций времени. Структурная схема устройства, позволяющего осуществлять эту операцию, изображена на рис. 2 в. Это устройство за счет введения коммутатора позволяет использовать общие преобразователь аналог-цифра и регистратор. Схема работает следующим образом. Перед началом интегрирования ключи k_1, k_2, k_3 закрыты, аналоговые интеграторы разряжены. По сигналу извне ключи одновременно открываются и аналоговые интеграторы начинают интегрировать входные величины f_1, f_2, f_3 . Спустя некоторое время выходы интеграторов поочередно подключаются к преобразователю, из которого величины u_1, u_2, u_3 в цифровой форме поступают в регистратор. После каждого единичного преобразования производится разряд соответствующего интегратора (входы «сброс»).

Некоторое время опять интегрируют аналоговые интеграторы, а затем включается коммутатор. Так происходит до конца интервала $T_{и}$, когда закрываются ключи (вентили) k_1, k_2, k_3 . После этого последний раз опрашиваются выходы аналоговых интегралов через коммутатор. На этом работа устройства заканчивается.

Схемы на рис. 2 б и в фактически не позволяют производить цифрового интегрирования, но дают возможность неограниченно увеличивать время интегрирования. Собственно цифровое интегрирование осуществляется позднее путем суммирования зарегистрированных промежуточных результатов либо вручную, либо на вычислительной машине.

На рис. 3 приведена диаграмма, поясняющая работу схемы на рис. 2 в. Из нее хорошо видно, что все три аналоговых интегратора в момент начала интегрирования включаются одновременно. Также одновременно

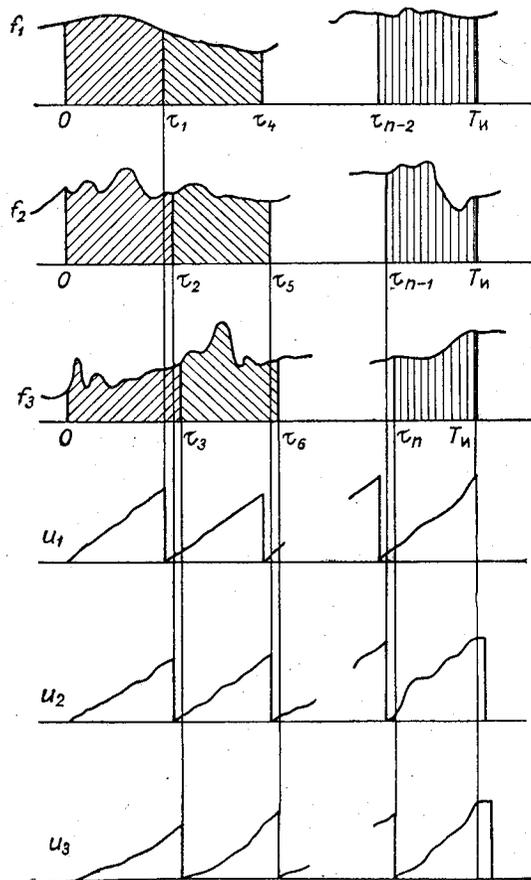


Рис. 3. Графики, иллюстрирующие работу аналого-цифрового интегратора на три входа.

они заканчивают интегрирование, но только второму и третьему интеграторам приходится некоторое время помнить величину последнего частного интеграла, пока коммутатор последовательно не подключит к ним преобразователь. Существенно, что в рассмотренной схеме могут применяться простейшие аналоговые интеграторы и медленнодействующие преобразователь и коммутатор.

Полная структурная схема устройства для измерения турбулентного потока, в котором используется аналого-цифровое интегрирование, изображена на рис. 4. Дополнительно к узлам схемы на рис. 2 в она содержит датчики, множительное устройство и устройство управления (УУ).

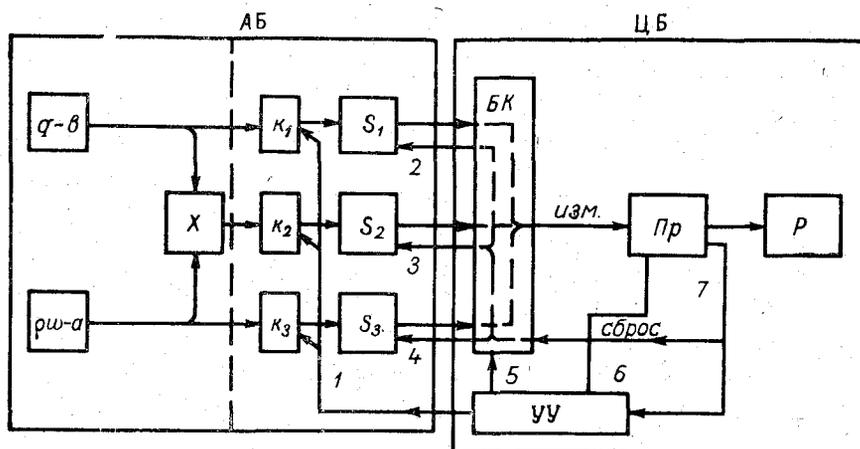


Рис. 4. Блок-схема устройства для измерения турбулентного потока.

Аппаратура состоит из двух блоков: аналогового (АБ) и цифрового (ЦБ). К аналоговому блоку отнесены датчики, интеграторы с вентилями на входе и множительное устройство. Выходные параметры датчиков поступают на простое время-аналоговое множительное устройство, образующее текущее произведение, и на входы вентилях κ_1 и κ_3 . Произведение подается на вход вентиля κ_2 . Когда аппаратура не работает, вентили закрыты. Они одновременно открываются в момент начала интегрирования и закрываются в конце. Управление вентилями осуществляется по связи 1. По цепям сброса 2, 3, 4 осуществляется управление интеграторами — установка их выходных величин на нуль.

Цифровой блок содержит коммутатор (БК), преобразователь аналог-цифра (Пр) и регистратор (Р). Отнесенное также к цифровому блоку устройство управления (УУ) обеспечивает взаимодействие всех узлов аппаратуры. Блок коммутации двойной. Он подключает один из интеграторов ко входу преобразователя (цепь «изм») и к цепи «сброс».

Работа устройства аналогична работе схемы на рис. 2 в. По связи 1 экспериментатором подается команда начала интегрирования, по которой открываются вентили, а управляющее устройство начинает вырабатывать периодически повторяющуюся последовательность сигналов, поступающих в коммутатор (связь 5) и преобразователь (связь 6) и обеспечивающих опрос выходов интеграторов.

В конце каждого преобразования происходит «сброс» подключенного аналогового интегратора (связь 7).

В конце интервала T_H вмешивается оператор и закрывает вентили κ_1 и κ_3 . После этого происходит последний цикл опроса выходов интеграторов и УУ выключается. Зафиксированные в регистраторе числа извле-

каются, группируются по принадлежности к интеграторам и суммируются в каждой группе. Далее по формуле (6) вычисляется турбулентный поток.

Таким образом, рассмотренная аппаратура, хотя и не производит вычисление турбулентного потока, но подготавливает материал для такого вычисления — составляющие сумм S_1 , S_2 , S_3 в цифровой форме, гарантирующей точность последующей обработки и позволяющей прямо использовать цифровую машину, если регистрация выполнена на удобном для ввода носителе. То, что регистрируется в сравнительно большом объеме промежуточная информация, с одной стороны, недостаток, но, с другой стороны, преимущество, так как это позволяет упростить цифровую часть аппаратуры.

К преимуществам рассмотренной структуры следует отнести и то, что аналоговые интеграторы могут быть упрощены за счет малого времени интегрирования, которое определяется длительностью одного цикла измерений.

Цифровой блок имеет определенное сходство с центральным устройством (ЦУ) автоматической метеостанции УАТГМС-1, содержащей коммутатор, преобразователь, устройство управления, регистратор (т. е. все узлы ЦБ, изображенного на рис. 4) и дополнительные блоки: запоминающее и арифметическое устройство, нужные для хранения чисел и «программы» и для обеспечения вычислительных функций. В случае использования центрального устройства УАТГМС-1 цифровое интегрирование может быть автоматически выполнено в ходе эксперимента, а вычисление — сразу по окончании интервала интегрирования. Бесспорно, включение вычислительной машины в физический эксперимент (ЦУ УАТГМС-1 — специализированная вычислительная машина) открывает широкие возможности постановки комплексного исследования. В частности, подключив дополнительные необходимые датчики, можно организовать теплораспределительные наблюдения, одновременные градиентные наблюдения, наблюдения на ряде уровней и т. д. При этом следует иметь в виду, что только в свете подобной перспективы применение ЦУ УАТГМС-1 экономически оправдано.

ЛИТЕРАТУРА

1. Swinbank W. C. The Measurement of Vertical Transfer of Heat and Water Vapour by Eddies in the Lower Atmosphere. *Journ. of Met.*, v. 8, No 3, 1951.
2. Пристли С. Х. Б. Турбулентный перенос в приземном слое атмосферы. Перевод с англ. Гидрометеониздат, Л., 1964.
3. Dyer A. J. Measurements of Evaporation and Heat Transfer in the Lower Atmosphere by an Automatic Eddy-Correlation Technique. *Quart. Journal of the Royal Met. Society*, v. 87, No. 373, 1961.
4. Taylor R. J. and Dyer A. J. An Instrument for Measurement of Evaporation from Natural Surfaces. *Nature*, v. 181, pp. 408—409, 1958.
5. Dyer A. J., Maher F. J. The Evapotron—an Instrument for the Measurement of Eddy Fluxes in the Lower Atmosphere. *C.S.I.R.O. Div. of Met. Physics, Technical Paper*, N 15, 1965.
6. Турвич А. С. Acoustic Microanemometer. *Proc. Intern. Congress of Acoustic*, Stuttgart, 1960.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ВОЗДУХА НАД ВЗЛЕТНО-ПОСАДОЧНОЙ ПОЛОСОЙ (ВПП)¹

По существующим в настоящее время требованиям должна определяться температура воздуха над взлетно-посадочной полосой (ВПП) на высоте 3 м (высота, на которой расположены двигатели самолета при взлете). Требуемая точность измерения относительно мала ($\pm 1^\circ, 0$).

Взлетно-посадочная полоса имеет достаточно большие размеры, и стратификация воздуха над полосой может в ряде случаев отличаться от стратификации окружающего ВПП воздуха. Это имеет место в случаях, когда температура поверхности ВПП отличается от температуры подстилающей поверхности, окружающей ВПП (при слабых ветрах и интенсивной радиации). Температура воздуха над ВПП на некоторой высоте может быть выражена равенством

$$T(z, x) = T + \Delta T(z, x), \quad (1)$$

где $T(z, x)$ — температура воздуха над ВПП на высоте z на расстоянии x от края полосы по направлению передвижения воздуха (ось x совпадает с направлением ветра); T — температура воздуха вне ВПП на этой же высоте z ; $\Delta T(z, x)$ — разность между температурой воздуха над полосой на высоте z и расстоянии x от края ВПП и температурой воздуха на этой высоте вне полосы.

Теоретические и экспериментальные исследования трансформации воздушных масс под воздействием подстилающей поверхности позволяют дать количественную оценку отличия температуры воздуха над ВПП на высоте 3 м от температуры воздуха, измеряемой на метеорологической станции (вне зоны влияния ВПП).

Так, например, эта оценка может быть получена на основании формулы

$$\Delta T(z, x) \cong \Delta T_0 \cdot P(\chi^2; n), \quad (2)$$

где $\Delta T_0 = T'_0 - T_0$; T'_0 — температура поверхности ВПП; T_0 — температура подстилающей поверхности вне полосы; $P(\chi^2; n)$ — функция Е. Е. Слуцкого² и

$$\chi^2 = \frac{2z_1^2}{(1 + \varepsilon + m)^2} \frac{u_1}{k_1 x} \left(\frac{z}{z_1} \right)^{1 + \varepsilon + m}; \quad n = \frac{2\varepsilon}{1 + m + \varepsilon}.$$

¹ Помещенный здесь материал должен представителем ГМС СССР 1—5 апреля 1968 г. на заседании Рабочей комиссии ВМО по приборам и методам наблюдений на аэродромах и был рекомендован для включения в руководство.

² $P(\chi^2; n)$ — функция вероятности, выраженная через неполную гамма-функцию в виде:

$$P(\chi^2; n) = \frac{1}{2^{\frac{n-2}{2}} \Gamma\left(\frac{n}{2}\right)} \int_{\chi}^{\infty} x^{n-1} e^{-\frac{1}{2}x^2} dx.$$

Мы воспользовались функцией Е. Е. Слуцкого, так как она затабулирована [5].

Здесь: z_1 — единичная высота ($z=1$ м); u_1 — скорость ветра на высоте z_1 ; κ_1 — величина коэффициента турбулентности на высоте z_1 ; m — параметр вертикального профиля скорости ветра; ε — параметр термической устойчивости атмосферы.

Для наиболее характерных значений ε , m и k_1 при $0,5$ м/сек. $\leq u_1 \leq 10$ м/сек. и 10^2 м $\leq x \leq 10^3$ м отношение $\frac{\Delta T}{\Delta T_0} \cong P(\chi^2; n)$, полученное на основании (2), принимает значения от 0,05 до 0,16.

Таким образом, при $\Delta T_0 \sim 30 \div 40^\circ$ значения ΔT могут достигать более 6° . Измерение температуры воздуха над ВПП с помощью имеющегося на метеорологических станциях оборудования осуществить нельзя.

Можно предложить несколько способов, обеспечивающих измерение температуры воздуха над ВПП.

1. С помощью подвижной термометрической установки (например, на автомашине).

2. С помощью акустического термометра, установленного на противоположных краях ВПП (по ее ширине). Такой термометр обеспечил бы измерение средней температуры слоя воздуха над ВПП на заданной высоте.

3. Расчетный способ.

Все три варианта могут быть осуществлены. Нам представляется наиболее совершенным акустический способ измерения, его следовало бы рекомендовать. Однако нам неизвестны образцы установок, которые могли бы быть использованы для этой цели. Поэтому до появления аппаратуры для прямого измерения температуры воздуха над полосой, она может с достаточной достоверностью рассчитываться на основании (1) и (2) по данным, которые могут быть получены на метеорологической станции аэропорта по формуле

$$T(z; x) \cong T + \Delta T_0 P(\chi^2; n). \quad (3)$$

Для этого должны измеряться T_0 — температура подстилающей поверхности, характерной для окружающей ВПП местности и T'_0 — температура поверхности в центре достаточно большой плиты (3×3 м) из материала, примененного для покрытия ВПП; толщина плиты должна быть такой же, как и покрытия ВПП. Величина x может вычисляться как $\frac{L}{\sin \varphi}$, где L — ширина ВПП; φ — угол между ВПП и направлением ветра.

Для наиболее характерных условий при наиболее вероятных сочетаниях значений ε , m и k_1 можно принять $\varepsilon=0,06$, $m=0,014$, $k_1=0,2$ м²/сек., тогда $n = \frac{2\varepsilon}{1+m+\varepsilon} = 0,1$.

Значение $\frac{\Delta T}{\Delta T_0}$ можно находить по величине отношения $\frac{x}{u_1}$. Специально измерять скорость ветра на высоте 1 м нецелесообразно. Лучше пользоваться имеющимися на станции данными скорости ветра на высоте 12 м (u_{12}). Значения u_1 легко вычисляются по величине u_{12} на основании степенного или логарифмического законов распределения скоростей ветра по высоте в приземном слое воздуха.

Согласно степенному закону получаем:

$$u_1 = u_{12} \frac{z_1^\varepsilon + z_0^\varepsilon}{z^\varepsilon - z_0^\varepsilon};$$

приняв $z_1=1$ м, $z=12$ м, $z_0=0,01$ м, $\varepsilon=0,06$, получаем $u_1=0,6 u_{12}$ (если воспользоваться для вычисления логарифмическим законом, то $u_1=0,65 u_{12}$).

Таким образом, $\frac{\dot{x}}{u_1} = \frac{x}{0,6 u_{12}}$.

Обычно $x \leq 1000$ м; $0,5$ м/сек. $\leq u_1 \leq 10$ м/сек.

Для выполнения расчетов можно воспользоваться графиком (рис. 1).

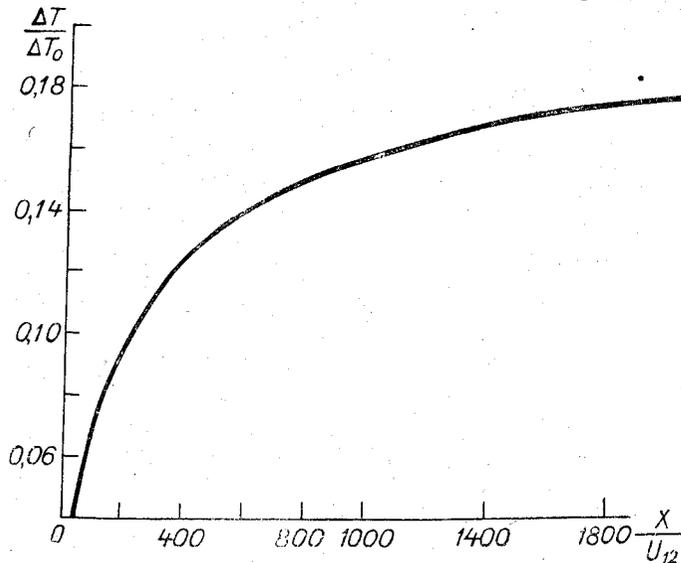


Рис. 1.

При наличии указанных сведений вычисление $T(3; x)$ сводится к нескольким простым операциям:

- 1) определяют скорость и направление ветра;
- 2) находят $\frac{x}{0,6 u_{12}} = \frac{L}{0,6 u_{12} \sin \varphi}$ и округляют до дискретных значений 100, 200... 700, 800, 1000, 1200;
- 3) по вычисленному значению $\frac{x}{0,6 u_{12}}$, пользуясь графиком, находят $\frac{\Delta T}{\Delta T_0}$.

Далее, пользуясь значением $\frac{\Delta T}{\Delta T_0}$ и данными измерений ΔT_0 , T , находят значение $T(3; x)$;

$$T(3; x) = T + \left[\frac{\Delta T}{\Delta T_0} \right] \Delta T_0.$$

В случае если производство измерений температуры воздуха на высоте 3 м затруднительно, можно воспользоваться данными метеорологической станции для высоты 2 м. Возникающая при этом погрешность будет около $0,5^\circ$; в случае необходимости эта погрешность может быть в значительной мере исключена введением поправки, данной для нескольких типов погоды.

Исходя из заданной точности измерения температуры над ВПП ($\pm 1^\circ, 0$) и учитывая погрешности предлагаемого метода ее определения производить вычисления $T(3, x)$ целесообразно только при $\Delta T_0 > 6^\circ$.

В дальнейшем следует вести разработки аппаратуры для непосредственного измерения температуры над ВПП. Кроме того, необходимо производить исследования на аэродромах для выяснения особенностей

распределения температуры воздуха над ВПП при разных погодных и различных географических условиях. Эти данные могут оказаться необходимыми и в дальнейшем при обслуживании самолетов различных типов, особенно при пользовании короткими ВПП.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лайхтман Д. Л. Физика приземного слоя. Глава IV. Изменение метеорологических полей, возникающих из-за неоднородностей деятельной поверхности. Гидрометеоздат, Л., 1961.
2. Цейтин Г. X. К вопросу об учете горизонтальной диффузии при трансформации воздушной массы. Труды ГГО, вып. 60, 1956.
3. Надежина Е. Д. Труды ГГО, вып. 187, 1966.
4. Огнева Т. А. Некоторые особенности теплового баланса деятельной поверхности. Гидрометеоздат, 1955.
5. Слуцкий Е. Е. Таблицы для вычисления неполной Γ -функции и функции вероятности λ^2 . Изд. АН СССР, М.-Л., 1950.
6. Rider, Philip, Bradley. The horizontal transport of heat and moisture—a micrometeorological study OGRMS, v. 89, No 382, 1963.
7. Sutton O. G. Micrometeorology. New York—Toronto—London, McGraw—Hill Book Company, inc., 1953.

НАДЕЖНОСТЬ ЯЧЕЕК АВТОМАТИКИ ЦЕНТРАЛЬНОГО УСТРОЙСТВА АЭРОДРОМНОЙ МЕТЕОСТАНЦИИ

Один из перспективных путей создания автоматических гидрометеорологических станций предусматривает введение в их состав специализированных цифровых вычислительных устройств, предназначенных для первичной обработки метеорологической информации. Автоматическая аэродромная метеостанция, разработанная в ГГО им. А. И. Воейкова, содержит вычислительное устройство, в котором используются логические элементы, работающие на принципе распределения тока [1].

С целью определения статистических характеристик надежности системы в Одесском гидрометеорологическом институте на специальном стенде проводятся испытания 1080 ячеек автоматики аэродромной метеостанции. Стенд представляет собой набор схем пересчета на два и на десять, дополненных устройствами индикации перемежающихся, постепенных и внезапных отказов. Пересчетные схемы и устройства индикации размещены на алюминиевых платах двух типов. Платы первого типа содержат по девять схем счета на два, соединенных последовательно, и схему контроля исправной работы; платы второго типа содержат по две схемы счета на десять и схемы индикации сбоев и отказов.

Соотношение количества ячеек автоматики различных типов и режимы их работы на стенде выбраны таким образом, чтобы они возможно более близко соответствовали тем же данным вычислительного устройства автоматической аэродромной метеостанции.

Испытательный стенд включает в себя:

Логических ферритовых ячеек 1, 2, 3-го типов	782 шт.
Диодных ячеек по 10 германиевых диодов типа Д7Г в каждой	81 шт.
Диодных ячеек по 10 кремниевых диодов типа Д226 в каждой	27 шт.
Усилительных феррит-транзисторных ячеек 1, 2, 3-го типов	190 шт.

Электрические режимы работы ячеек автоматики:

Напряжение коллекторного питания	—30 в
Напряжение смещения	1,5 в
Амплитуда тока в импульсе	1 а
Длительность импульса	25 мксек.
Общая тактовая частота	5000 гц

1. Работа испытательного стенда

Исследования надежности элементов автоматики центрального устройства проводились в течение трех лет. Полное время работы стенда составляет 19 140 час.

В процессе проведения испытаний периодически измерялись амплитуда и длительность импульсов тока, регистрировались вольт-амперные характеристики диодов.

В начальном периоде испытаний по причине некачественной пайки внутри элементов под слоем эпоксидной смолы вышли из строя три усилительных и три ферритовых ячейки. Вышедшие из строя элементы проработали 1—2 часа. Отказы, происшедшие в начальном периоде (приработка), при расчете надежности не учитывались.

Ниже приводится перечень зарегистрированных внезапных отказов.

1. Отказ феррит-транзисторной ячейки типа 1 на 2040-м часу работы. Причина отказа — короткое замыкание обмоток феррита.

2. Отказ диода Д7Г на 6620-м часу работы. Причина отказа — пробой перехода.

3. Отказ феррит-транзисторного элемента типа 2 на 10 500-м часу работы. Причина отказа — межвитковое замыкание в пусковой обмотке.

4. Отказ диода Д7Г на 11 200-м часу работы. Причина отказа — обрыв вывода $p-n$ перехода внутри корпуса диода.

5. Отказ триода П203 на 13 800-м часу работы. Причина отказа — пробой перехода. Выходу из строя предшествовало длительное, замеченное за два месяца до отказа уменьшение амплитуды выходного импульса.

6. Отказ триода П4Б на 14 100-м часу работы. Причина отказа — пробой коллекторного перехода.

За время проведения испытаний неоднократно (8 раз) отмечались сбои счета, заключающиеся в потере одного из пересчитываемых импульсов. Причиной сбоев, по-видимому, является плохое качество паяк при монтаже схем.

Тщательная перепайка схем пересчета с последующим контролем величин переходных сопротивлений позволяет устранить сбои счета.

Поскольку плохие пайки чаще обнаруживаются при повышенной температуре, с целью уточнения причин сбоев были проведены испытания одной из плат счета на десять при повышенной температуре.

График температурного режима испытаний представлен на рис. 1.

Электрический режим испытаний отличался от обычного пониженной частотой тактовых импульсов (500 гц вместо принятых на стенде 5000 гц).

При повышении температуры до 63° был замечен один сбой— потеряно три единицы счета.

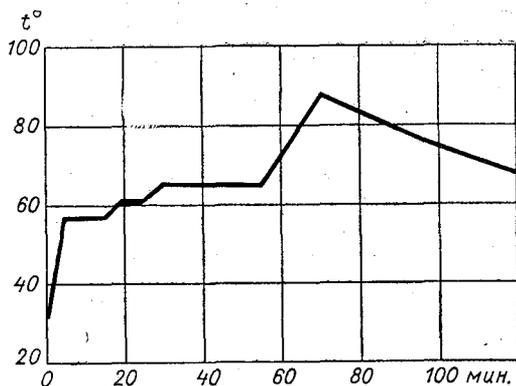


Рис. 1. График температурного режима при испытаниях надежности схем автоматики.

2. Расчет надежности по результатам испытаний

Результаты испытаний и оценка надежности элементов приведены в табл. 1. При составлении таблицы отказы элементов в начальном периоде не учитывались. Ввиду того что информация об отказах мала, при расчетах за основу была принята гипотеза постоянства частоты отказов, которой соответствует показательное распределение времени безотказной работы.

Таблица 1

Тип элемента	Логические ферритовые ячейки	Диоды германиевые Д7Г	Диоды кремниевые Д226	Ферритовые элементы усилительных ячеек	Триоды германиевые П203, П4Б
Количество испытанных образцов, шт.	782	810	270	190	190
Средняя длительность работы, часы	19140	19140	19140	19140	19140
Общий объем испытаний, приборочасы	$14,97 \cdot 10^6$	$15,50 \cdot 10^6$	$5,17 \cdot 10^6$	$3,70 \cdot 10^6$	$3,70 \cdot 10^6$
Полное количество отказов, шт.	3	2	0	5	2
Количество отказов после прохождения периода приработки, шт.	0	2	0	2	2
Статистическое значение среднего времени безотказной работы, часы	$14,97 \cdot 10^6$	$5,17 \cdot 10^6$	$5,17 \cdot 10^6$	$1,23 \cdot 10^6$	$1,23 \cdot 10^6$
Доверительный интервал среднего времени безотказной работы (при достоверности 90%), 10^6 час.	$T_{cp} > 6,9$	$18,3 > T_{cp} > 2,38$	$T_{cp} > 2,4$	$4,52 > T_{cp} > 0,59$	$4,52 > T_{cp} > 0,59$
Интенсивность отказов (при достоверности 90%), 10^{-8} час. ⁻¹	$\lambda < 14,5$	$5,5 < \lambda < 42$	$\lambda < 42$	$22 < \lambda < 170$	$22 < \lambda < 170$

Плотность распределения времени безотказной работы определяется выражением

$$f(t) = \lambda \exp[-\lambda t],$$

где λ — интенсивность отказов; t — время от начала эксплуатации.

Вычисление доверительных интервалов проводилось для χ^2 распределения с $2r$ степенями свободы [2].

$$F_{2r}(u) = \frac{u^{r-1}}{2^r(r-1)!} \exp\left[-\frac{u}{2}\right],$$

где $u = \frac{2T_r}{m_t}$ — случайная величина; T_r — интервал времени, равный сумме времен работы испытываемых устройств; m_t — математическое ожидание среднего времени безотказной работы; r — число отказов.

Выводы

1. Оценка результатов испытаний показывает, что общая надежность элементов сравнима с надежностью потенциальных счетных схем на полупроводниковых триодах малой мощности.

2. В начальном периоде работы часты отказы ячеек, содержащих ферриты: за 1—2 часа работы из 972 образцов вышли из строя шесть ячеек. Причина отказа — плохое качество паек выводов обмоток ферритов.

3. При выборе диодов для счетных схем следует отдать предпочтение кремниевым диодам типа Д226. За весь срок работы не замечено

никаких изменений параметров кремниевых диодов, в то же время для группы германиевых диодов зарегистрированы два отказа и ухудшение характеристик в обратном (непроводящем) направлении у трех образцов.

4. Причиной перемежающихся отказов (сбоев), по-видимому, является плохое качество пайки при монтаже схем. Тщательная перепайка декад с последующим контролем переходных сопротивлений контактов позволяет устранить сбой счета.

ЛИТЕРАТУРА

1. Афиногенов Л. П., Радомысльская И. И. Логические элементы на принципе распределения тока и их использование для построения дискретных схем. Труды ГГО, вып. 216, 1967.
2. Дружинин Г. В. Надежность устройств автоматики. 1964.

О НАДЕЖНОСТИ ПОЭЛЕМЕНТНОГО РЕЗЕРВИРОВАНИЯ ПО ОТНОШЕНИЮ К ОТКАЗАМ ТИПА ОБРЫВА И КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

§ 1. Введение

В литературе по вопросам надежности термин поэлементное резервирование употребляется в двух значениях. В ряде работ [1, 2] под поэлементным резервированием понимается такое соединение группы однотипных элементов или узлов, при котором функции, выполняемые всей группой, эквивалентны функциям одного элемента или узла и вся резервированная система полностью сохраняет работоспособность до тех пор, пока не откажут все ее элементы. Если вероятность отказа одного элемента меньше единицы, то, вводя достаточный резерв, можно обеспечить сколь угодно высокую надежность. При таком понимании поэлементного резервирования возможные типы отказов не дифференцируются и конкретные способы соединений, обеспечивающие необходимую работоспособность, обычно не рассматриваются. Состав резервируемого узла может быть различным — от реального физического элемента до крупного блока системы.

Другим случаем поэлементного резервирования является такой, когда путем комбинации последовательного и параллельного соединений реальных физических элементов строится схема, нечувствительная к отказу одного или нескольких элементов. При этом необходимо дифференцировать возможные типы отказов (например, обрыв и короткое замыкание элемента) и учитывать реальный способ соединения элементов в общую схему. Как при параллельном, так и при последовательном соединении элементов вероятность отказа одного типа возрастает, а другого — уменьшается. Так, для схемы *a* (рис. 1) вероятность обрыва меньше, чем для

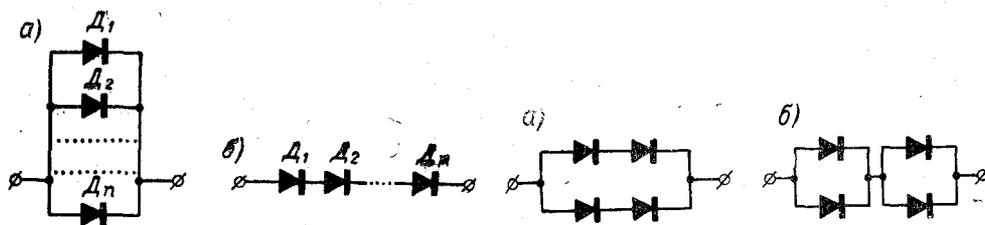


Рис. 1. Параллельное (а) и последовательное (б) соединения диодов.

Рис. 2. Последовательно-параллельное (а) и параллельно-последовательное (б) соединения четырех диодов.

одного диода, а вероятность короткого замыкания больше, для схемы *б* наоборот. В других случаях, например для схем *a* и *б* (рис. 2) и более сложных, без специального анализа нельзя определить, обладает ли резервированная схема какими-нибудь преимуществами по сравнению с одиночным нерезервированным элементом. Это объясняется тем, что при резер-

вировании растет число элементов и соответственно повышается вероятность отказа одного или нескольких из них.

В настоящей работе рассматривается надежность сложных резервированных схем, составленных путем последовательно-параллельных соединений и по своим функциям эквивалентных одному элементу. При этом предполагается, что как для одного элемента, так и для всей схемы возможны два вида отказов: обрыв и короткое замыкание. Анализ проводится применительно к диодам, хотя полученные результаты без всяких изменений могут быть перенесены на контактные и некоторые другие типы элементов.

Основная задача настоящей работы — выяснить вопрос о предельной надежности, которая достигается путем достаточного усложнения схемы. Допускаемая при этом идеализация заключается, во-первых, в том, что прямое сопротивление элементов принимается равным нулю, а обратное — бесконечности (это дает возможность считать любую схему, составленную из параллельно-последовательных цепей, в электрическом смысле эквивалентной одному элементу), а во-вторых, в том, что не учитывается экономическая сторона вопроса и рассматривается поведение схем при их «бесконечном» усложнении. Разумеется реальные диоды отличаются от «идеальных» да и контактные элементы тоже. Очевидно, также, что вопрос о том, до какой степени выгодно усложнять схему, повышая ее надежность, имеет первостепенное значение. Все же исследование поведения идеализированных схем имеет не только теоретическое, но и практическое значение, показывая, какие результаты достижимы (хотя бы в принципе), а какие не могут быть получены вообще.

Как уже отмечалось, анализ будет проводиться на примере диодных схем. Хотя интуитивно ясно, какая схема эквивалентна одному диоду, для последующего изложения необходимо все же уточнить это понятие, в связи с чем мы используем функциональное определение.

Следующие операции приводят к схемам, эквивалентным одному диоду:

1. Последовательное соединение любого числа диодов или схем, эквивалентных диоду (не обязательно одинаковых).

2. Параллельное соединение любого числа диодов или схем, эквивалентных диоду.

3. Замена любого диода схемой, эквивалентной диоду.

При этом, разумеется, для диодных схем должно учитываться направление включения; для контактных же схем это несущественно. Следует отметить, что можно построить эквивалентную диоду схему, которая не охватывается приведенным выше определением. Однако такой случай является, пожалуй, исключением и мы его не будем принимать во внимание. К тому же полученные далее результаты оказываются справедливыми для любых схем.

В качестве характеристики надежности будем пользоваться главным образом вероятностью отказа в течение некоторого периода t , обозначая:

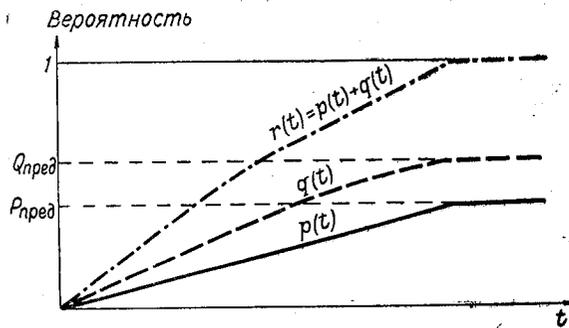


Рис. 3. Вероятность обрыва $p(t)$, короткого замыкания $q(t)$, отказа $r(t)$, как функции времени.

p — вероятность обрыва;

q — вероятность короткого замыкания;

$r = p + q$ — вероятность отказа по любой из этих причин.

Величины p , q , r являются функциями времени (рис. 3), которые обладают следующими свойствами:

1. $p(t)$ и $q(t)$ определены на промежутке $0 \leq t \leq \infty$.

2. $p(t)$ и $q(t)$ являются монотонно возрастающими, точнее, неубывающими функциями времени.

Очевидно, что вероятность отказа по любой причине

$$r(t) = p(t) + q(t) \quad (1)$$

является неубывающей функцией времени, а вероятность безотказной работы

$$s(t) = 1 - r(t) = 1 - p(t) - q(t) \quad (2)$$

является невозрастающей функцией времени. Отсюда, между прочим, следует, что для любого t $p(t) + q(t) \leq 1$.

3. Существуют пределы

$$\lim_{t \rightarrow \infty} p(t) = P;$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} q(t) = Q,$$

причем

$$P + Q = 1. \quad (3)$$

В самом деле, за достаточно большой промежуток времени откажет любая схема:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} r(t) = 1.$$

Отсюда следует (3).

В дальнейшем часто, опуская время t , мы будем пользоваться просто значениями p , q , r , понимая под этим соответствующие вероятности за некоторый промежуток времени.

Другой важной для нас характеристикой является среднее время наработки на отказ T_{cp} . Оно связано с вероятностью отказа зависимостью [1]

$$T_{cp} = \int_0^{\infty} t \cdot r'(t) dt. \quad (4)$$

§ 2. Простейшие схемы

Последовательное соединение диодов (рис. 1 б). Пусть p , q , r — вероятности обрыва, замыкания и выхода из строя (по любой причине) для одного диода и p_1 , q_1 , r_1 — соответствующие характеристики для всей схемы.

Для короткого замыкания схемы б необходимо замыкание каждого диода. Поэтому

$$q_1 = q^n. \quad (5)$$

Очевидно, что при любом q ($0 < q < 1$) $q_1 < q$.

Таким образом, по вероятности короткого замыкания последовательное соединение всегда дает выигрыш. Схема не имеет обрыва в том случае, когда нет обрыва ни в одном диоде. Отсюда:

$$\begin{aligned} 1 - p_1 &= (1 - p)^n; \\ p_1 &= 1 - (1 - p)^n. \end{aligned} \quad (6)$$

Нетрудно показать, что при любом p ($0 < p < 1$) $p_1 > p$. В самом деле: $p = 1 - (1 - p) < 1 - (1 - p)^n = p_1$. Поэтому последовательное соединение всегда дает проигрыш по вероятности обрыва.

Из (5) и (6) получим вероятность отказа:

$$r_1 = p_1 + q_1 = 1 - (1 - p)^n + q^n. \quad (7)$$

С точки зрения надежности схема 1б выгоднее одного диода в том случае, если $r_1 < r$, что приводит к условию

$$1 - (1 - p)^n + q^n < p + q. \quad (8)$$

Рассмотрим систему координат POQ (рис. 4), в которой по оси абсцисс откладывается вероятность обрыва p , а по оси ординат — вероятность замыкания q . Неравенства $p \geq 0$, $q \geq 0$, $p + q \leq 1$ ограничивают область допустимых значений p и q треугольником OAB .

Уравнению

$$r_1 = 1 - (1 - p)^n + q^n = p + q = r \quad (9)$$

соответствует граница, разделяющая области, в которых $r_1 > r$ и $r_1 < r$. Прежде всего, как нетрудно видеть, при любом n этому уравнению удовлетворяет прямая $q = 1 - p$.

Кроме того, при $n=2$ уравнение (9) удовлетворяет также прямая $q = p$. Это означает, что при $q > p$ последовательная схема с двумя диодами всегда уменьшает общую вероятность отказа r . При $q < p$ последовательная схема, наоборот, хуже одного диода.

На рис. 4 построены кривые для n , равного 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 10. Каждая из этих кривых делит треугольник OAB на две области: верхнюю, в которой $r_1 < r$, и нижнюю, где $r_1 > r$. Рассматривая кривые рис. 4, можно сделать следующие выводы:

1. Если $q=0$, то при любом p и n последовательная схема хуже одного диода;

2. Если $p=0$, то при любом q и n последовательная схема дает выигрыш в надежности.

3. Чем больше n , тем меньше область, в которой достигается выигрыш.

Рис. 4 дает представление о том, при каких значениях p , q , n схема б (рис. 1) может улучшить надежность (по сравнению с одиночным диодом), но ничего не говорит о том, какова степень достигаемого улучшения.

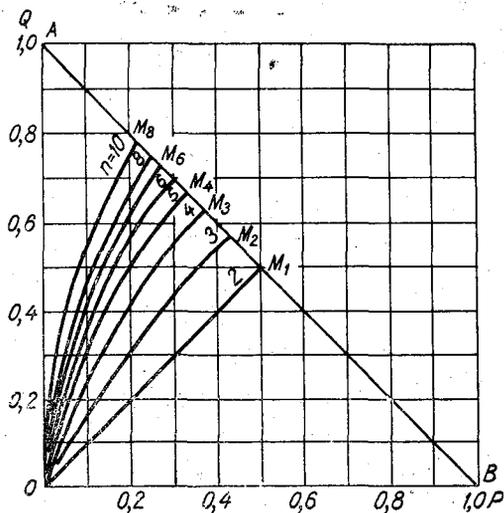


Рис. 4. Кривые $1 - (1 - p)^n + q^n = p + q$ в координатах POQ .

В областях OAM_1O ; OAM_2O ... последовательная схема дает выигрыш по сравнению с одиночным диодом.

ния. Для оценки этой величины можно было бы сравнить значения $T_{\text{ср}}$ для одного диода и для последовательной схемы, однако такой метод довольно сложен и практически неудобен, поскольку для расчета $T_{\text{ср}}$ (например, по формуле (4)) нужно знать зависимости $p=f_1(t)$ и $q=f_2(t)$. Значительно удобнее оценить выигрыш в надежности как отношение $k = \frac{r}{r_1}$, показывающее во сколько раз в резервированной схеме уменьшается вероятность отказа. В нашем случае:

$$k = \frac{p+q}{1-(1-p)^n + q^n}.$$

Величина k является функцией двух аргументов и может быть подсчитана для любых конкретных значений p и q .

Параллельное соединение диодов (рис. 1 а). Вероятности обрыва, короткого замыкания и отказа (по любой причине) для схемы а (рис. 1) равны:

$$p_1 = p^n; \quad (10)$$

$$q_1 = 1 - (1 - q)^n; \quad (11)$$

$$r_1 = p_1 + q_1 = 1 - (1 - q)^n + p^n. \quad (12)$$

Эти формулы очень похожи на (5), (6) и (7). Если в последних p и q поменять местами, то они перейдут в формулы (10), (11) и (12).

С учетом этого обстоятельства результаты, полученные для схемы б, могут быть распространены и на схему а. Так, например, на рис. 4 достаточно ось абсцисс обозначить через Q , а ось ординат — через P . При этом в областях ОАМО надежность схемы а выше, чем одиночного диода. Выводы 1 и 2, полученные для рис. 4, надо видоизменить с учетом нового обозначения осей.

Последовательно-параллельное соединение (рис. 2 а).

Для каждой ветви схемы а (рис. 2), состоящей из двух последовательных диодов, на основании (5) и (6) имеем:

$$q_1 = q^2;$$

$$p_1 = 1 - (1 - p)^2.$$

Для параллельного соединения двух ветвей с такими характеристиками, согласно (10) и (11) получим:

$$p_2 = p_1^2 = [1 - (1 - p)^2]^2; \quad (13)$$

$$q_2 = 1 - (1 - q_1)^2 = 1 - (1 - q^2)^2. \quad (14)$$

При этом общая вероятность отказа равна

$$r_2 = p_2 + q_2 = [1 - (1 - p)^2]^2 + 1 - (1 - q^2)^2. \quad (15)$$

Найдем в координатах PQ область значений p и q , в которой последовательно-параллельная схема дает увеличение надежности. Граница области определяется уравнением четвертого порядка

$$r_2 = [1 - (1 - p)^2]^2 + 1 - (1 - q^2)^2 = p + q = r \quad (16)$$

и, конечно, неравенствами:

$$p \geq 0; \quad q \geq 0; \quad p + q \leq 1,$$

которым соответствует треугольник OAB на рис. 5. Уравнению (16) прежде всего удовлетворяют точки прямой $p+q=1$. Кроме того, кривая (16) внутри OAB имеет две ветви: HL и KM . Контур $OHLKMO$ ограничивает область, в которой надежность последовательно-параллельной схемы выше надежности одного диода. Интересно отметить область значений

p и q , в которой схема a дает уменьшение как вероятности обрыва, так и короткого замыкания. Очевидно, в этой области должны выполняться сразу два условия:

$$\begin{aligned} p_2 &= [1 - (1 - p)^2]^2 < p; \\ q_2 &= 1 - (1 - q^2)^2 < q. \end{aligned} \quad (17)$$

Граница области определяется уравнениями:

$$\begin{aligned} [1 - (1 - p)^2]^2 &= p; \\ 1 - (1 - q^2)^2 &= q, \end{aligned} \quad (18)$$

решение которых дает $p \cong 0,382$; $q \cong 0,618$. Первое из уравнений (18) определяет границу MG области $OMGA0$, в которой уменьшается вероятность обрыва. Второму уравнению (18) соответствует граница HG области $OHGB0$, в которой уменьшается вероятность короткого замыкания. Прямоугольник $OHGM$ соответствует области, в которой уменьшается как вероятность обрыва, так и вероятность короткого замыкания. Диаграмма на рис. 5 позволяет сделать следующие выводы:

1. Имеется большая область значений p и q , в которой схема a надежнее одного диода.

2. В прямоугольнике

$$\begin{aligned} 0 &\leq p \leq 0,382; \\ 0 &\leq q \leq 0,618 \end{aligned}$$

достигается уменьшение как вероятности обрыва, так и вероятности короткого замыкания.

3. Имеются области значений p и q , для которых надежность схемы a меньше надежности одного диода. Тот факт, что область, в которой уменьшается вероятность обрыва и короткого замыкания, имеет форму прямоугольника не является специфическим свойством схемы a . Как будет показано ниже, это свойство сохраняется для любых схем, эквивалентных диоду. Выигрыш надежности в схеме a по сравнению с одним диодом можно охарактеризовать отношением

$$k = \frac{r}{r_2} = \frac{p + q}{[1 - (1 - p)^2]^2 + 1 - (1 - q^2)^2}. \quad (19)$$

Формула (19) позволяет найти значение k для любых p и q .

Если положить $q = mp$ ($m > 0$), то, преобразуя (19), получим:

$$k = \frac{1 + m}{p[4 + 2m^2 - 4p + p^2(1 - m^4)]}. \quad (20)$$

На рис. 6 представлена зависимость $k = f(p)$ для $m = 0,5$, $m = 1$ и $m = 2$, которым соответствуют три прямые, идущие из начала координат на рис. 5. Из (20) и рис. 6 видно, что при уменьшении p (и пропор-

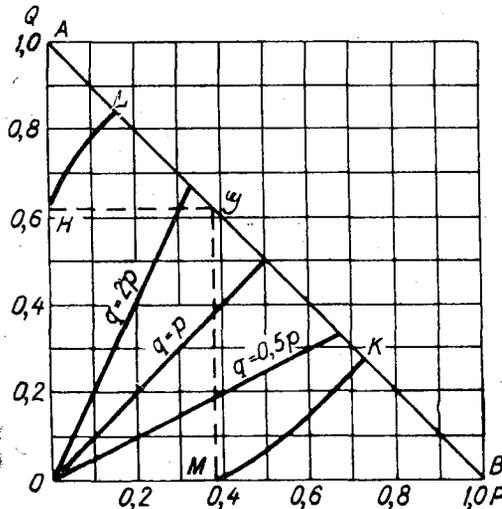


Рис. 5. Диаграмма в координатах PQ для схемы рис. 2 a .

OAB — область возможных значений p и q ; $OMGB0$ — область, в которой уменьшается вероятность обрыва; $OHGB0$ — область, в которой уменьшается вероятность короткого замыкания; $OHGM0$ — область, в которой уменьшается как вероятность обрыва, так и вероятность короткого замыкания; $OHLKMO$ — область, внутри которой уменьшается общая вероятность отказа.

циональном уменьшении q) величина k растет, причем $\lim_{\substack{p \rightarrow 0 \\ q \rightarrow 0}} k = \infty$. Таким образом, выигрыш, даваемый схемой a тем больше, чем меньше вероятности p и q для одного диода. Это обстоятельство также характерно не только для схемы a , но и для любой эквивалентной диоду схемы.

Параллельно-последовательное соединение (рис. 2б).

На схеме b (рис. 2) есть два последовательных участка, каждый из которых образован двумя параллельно соединенными диодами. Согласно формулам (10) и (11), для двух параллельно соединенных диодов:

$$p_1 = p^2;$$

$$q_1 = 1 - (1 - q)^2.$$

Применяя к последовательному соединению формулы (5) и (6), получим характеристики схемы b (рис. 2):

$$q_2 = q_1^2 = [1 - (1 - q)^2]^2; \quad (21)$$

$$p_2 = 1 - (1 - p_1)^2 = 1 - (1 - p^2)^2; \quad (22)$$

$$r_2 = p_2 + q_2 = [1 - (1 - p^2)^2] + 1 - (1 - p^2)^2. \quad (23)$$

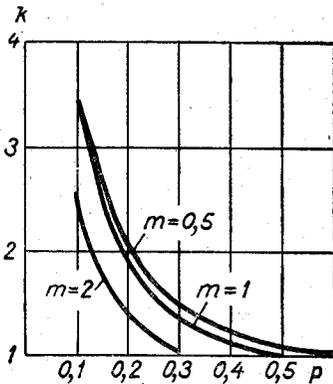


Рис. 6. Зависимость $k=f(p)$ при $q=0,5$, для m , равного 0,5.

Сопоставляя (21), (22) и (23) с (13), (14) и (15), нетрудно увидеть аналогию: формулы (21), (22) и (23) получаются из (13), (14) и (15), если в последних p и q поменять местами. Это позволяет все рассуждения и выводы, сделанные для схемы a отнести и к схеме b (с учетом перемены мест p и q). Так, в частности, график на рис. 5 может быть отнесен к параллельно-последовательной схеме при условии, что по оси абсцисс откладываются значения q , а по оси ординат p . Рисунок 6 будет представлять зависимость $k=f(q)$.

§ 3. Некоторые общие свойства резервированных схем

Вероятности обрыва P и замыкания Q для любой схемы, эквивалентной диоду, вообще говоря, являются функциями двух аргументов, p и q (вероятности обрыва и короткого замыкания одного диода)¹:

$$P = f(p; q);$$

$$Q = \varphi(p; q).$$

Вид этих функций определяется, конечно, конкретной схемой соединений, но для любой схемы функции $f(p; q)$ и $\varphi(p; q)$ обладают общими свойствами, которые рассматриваются в этом параграфе.

Общий метод доказательства перечисленных ниже свойств состоит в следующем: рассматривается последовательное (рис. 7 а) и параллель-

¹ Здесь и в дальнейшем предполагается, что по характеристикам отказа (p и q) все используемые диоды одинаковы, хотя это ограничение может быть снято.

ное (рис. 7 б) соединения двух схем, эквивалентных диоду, и показывается, что если исходные схемы обладают предполагаемым свойством, то этим свойством обладает также и результирующая схема. При последовательном соединении вероятности обрыва P и замыкания Q результирующей схемы равны:

$$P = 1 - (1 - p_1)(1 - p_2); \quad (24)$$

$$Q = q_1 q_2.$$

Для параллельного соединения эти зависимости имеют вид:

$$P = p_1 p_2;$$

$$Q = 1 - (1 - q_1)(1 - q_2). \quad (25)$$

Свойство 1. Вероятность обрыва сложной схемы P зависит только от вероятности обрыва одиночного диода p и не зависит от вероятности замыкания диода q , $P=f(p)$. Аналогично вероятность замыкания сложной схемы Q зависит только от вероятности замыкания одного диода q и не зависит от вероятности обрыва диодов p , $Q=\varphi(q)$.

В самом деле, если $p_1=f_1(p)$, $p_2=f_2(p)$, $q_1=\varphi_1(q)$, $q_2=\varphi_2(q)$, то из (24) и (25) следует:

а. Для последовательного соединения:

$$P = 1 - [1 - f_1(p)] [1 - f_2(p)] = f(p);$$

$$Q = \varphi_1(q) \cdot \varphi_2(q) = \varphi(q).$$

б. Для параллельного соединения:

$$P = f_1(p) \cdot f_2(p) = f(p);$$

$$Q = 1 - [1 - \varphi_1(q)] [1 - \varphi_2(q)] = \varphi(q).$$

Свойство 2.

Для любой схемы:

$$\begin{aligned} \text{при } p=0 \quad P=f(p) &= 0; \\ \text{при } p=1 \quad P=f(p) &= 1; \\ \text{при } q=0 \quad Q=\varphi(q) &= 0; \\ \text{при } q=1 \quad Q=\varphi(q) &= 1. \end{aligned}$$

Если свойством 2 обладают функции $p_1=f_1(p)$, $p_2=f_2(p)$, $q_1=\varphi_1(q)$, $q_2=\varphi_2(q)$, то, как нетрудно установить с помощью формул (24) и (25), этим свойством обладают также и функции $P=f(p)$ и $Q=\varphi(q)$. Справедливость свойства 2 для любой схемы интуитивно очевидна: если не откажет ни один диод ($p=0$ или $q=0$), то не откажет и вся схема, и, наоборот, при обрыве ($p=1$) или замыкании ($q=1$) всех диодов будет соответственно обрыв или замыкание и во всей схеме.

Свойство 3. Функции $P=f(p)$ и $Q=\varphi(q)$ являются монотонно возрастающими функциями своих аргументов на участках $0 < p < 1$ и $0 < q < 1$.

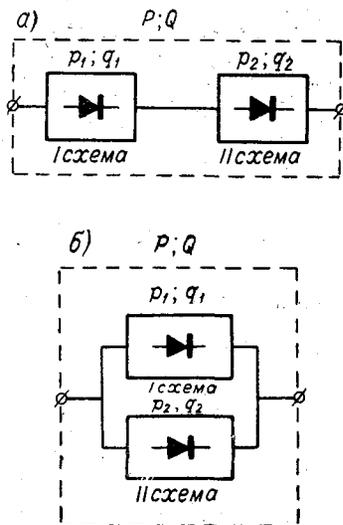


Рис. 7. Последовательное (а) и параллельное (б) соединение двух схем, эквивалентных диоду.

Свойство 3 также интуитивно очевидно: если вероятность отказа (например, обрыва) одного диода возрастает, то должна возрасти и вероятность соответствующего отказа всей схемы.

Формальное доказательство свойства 3 состоит в следующем. Во-первых, это свойство, очевидно, выполнено для одиночного диода. Для последовательной схемы, дифференцируя (24), получим:

$$\frac{df(p)}{dp} = \frac{dp_1}{dp}(1-p_2) + \frac{dp_2}{dp}(1-p_1); \quad (26)$$

$$\frac{d\varphi(q)}{dq} = \frac{dq_1}{dq}q_2 + \frac{dq_2}{dq}q_1.$$

Аналогично для параллельной схемы, дифференцируя (25), получим:

$$\frac{df(p)}{dp} = \frac{dp_1}{dp}p_2 + \frac{dp_2}{dp}p_1; \quad (27)$$

$$\frac{d\varphi(q)}{dq} = \frac{dq_1}{dq}(1-q_2) + \frac{dq_2}{dq}(1-q_1).$$

Если свойство 3 справедливо для функций $p_1=f_1(p)$, $p_2=f_2(p)$, $q_1=\varphi_1(q)$, $q_2=\varphi_2(q)$, т. е. если эти функции удовлетворяют условиям:

$$\frac{dp_1}{dp} > 0; \quad \frac{dp_2}{dp} > 0; \quad \frac{dq_1}{dq} > 0; \quad \frac{dq_2}{dq} > 0$$

при $0 < p < 1$ и $0 < q < 1$, то из (26) и (27) видно, что и

$$\frac{df(p)}{dp} > 0; \quad \text{при } 0 < p < 1;$$

$$\frac{d\varphi(q)}{dq} > 0 \quad \text{при } 0 < q < 1.$$

Свойство 4. Если вероятность отказа диода (по любой причине) равна единице, то и вероятность отказа резервированной схемы равна единице, при $r=p+q=1$ $f(p)+\varphi(q)=1$.

Выполнение этого свойства для одного диода очевидно.

Для последовательного соединения:

$$R = P + Q = 1 - (1-p_1)(1-p_2) + q_1q_2. \quad (28)$$

Если обе соединенные последовательно схемы обладают свойством 4, т. е. если при $p+q=1$ $p_1+q_1=p_2+q_2=1$, то, подставляя в (28) $1-p_1=q_1$ и $1-p_2=q_2$, получим

$$R = 1 - q_1q_2 + q_1q_2 = 1.$$

Аналогично для параллельного соединения

$$R = p_1p_2 + 1 - (1-q_1)(1-q_2).$$

Подставляя $1-q_1=p_1$ и $1-q_2=p_2$, получим

$$R = p_1p_2 + 1 - p_1p_2 = 1.$$

Свойство 5. Функции $P=f(p)$ и $Q=\varphi(q)$ удовлетворяют равенствам:

$$\begin{aligned} f(p) + \varphi(1-p) &= 1; \\ f(1-q) + \varphi(q) &= 1, \end{aligned} \quad (29)$$

Рассмотрим, например, последовательную схему (рис. 7 а).

Пусть каждая из последовательных схем удовлетворяет равенствам (29):

$$\begin{aligned} p_1 = f_1(p); \quad q_1 = \varphi_1(q); \quad f_1(p) + \varphi_1(1-p) = 1; \\ f_1(1-q) + \varphi_1(q) = 1; \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} p_2 = f_2(p); \quad q_2 = \varphi_2(q); \quad f_2(p) + \varphi_2(1-p) = 1; \\ f_2(1-q) + \varphi_2(q) = 1. \end{aligned} \quad (31)$$

Для схемы 7 а, согласно (24), получим:

$$\begin{aligned} P = 1 - [1 - f_1(p)] [1 - f_2(p)] = f(p); \\ Q = \varphi_1(q) \cdot \varphi_2(q) = \varphi(q). \end{aligned}$$

Используя (30) и (31), найдем:

$$\begin{aligned} P = f(p) = 1 - [1 - 1 + \varphi_1(1-p)] [1 - 1 + \varphi_2(1-p)] = \\ = 1 - \varphi_1(1-p) \cdot \varphi_2(1-p) = 1 - \varphi(1-p). \end{aligned}$$

Отсюда:

$$f(p) + \varphi(1-p) = 1.$$

$$\begin{aligned} Q = \varphi(q) = [1 - f_1(1-q)] [1 - f_2(1-q)] = \\ = 1 - \{1 - [1 - f_1(1-q)] [1 - f_2(1-q)]\} = 1 - f(1-q). \end{aligned}$$

Следовательно,

$$\varphi(q) + f(1-q) = 1.$$

Аналогичный результат получается и для параллельной схемы. Равенства (29) позволяют для любой схемы по одной из характеристик $f(p)$ или $\varphi(q)$ построить другую характеристику.

Рассмотрим уравнения:

$$P - p = f(p) - p = 0; \quad (32)$$

$$Q - q = \varphi(q) - q = 0, \quad (33)$$

где функции $f(p)$ и $\varphi(q)$ соответственно определяют вероятность обрыва и короткого замыкания некоторой схемы.

С в о й с т в о 6.

а. Если p_1 есть корень уравнения (32), то $q_1 = 1 - p_1$ удовлетворяет уравнению (33).

б. Если q_1 есть корень уравнения (33), то $p_1 = 1 - q_1$ удовлетворяет уравнению (32).

Докажем первое из этих утверждений. Пусть $f(p_1) - p_1 = f(p_1) - 1 + 1 - p_1 = 0$. Используя свойство 5, согласно которому $f(p_1) = 1 - \varphi(1 - p_1)$, получим

$$f(p_1) - p_1 = 1 - \varphi(1 - p_1) - 1 + p_1 = p_1 - \varphi(q_1) = 0.$$

Аналогично доказывается и второе утверждение.

Наконец, приведем без доказательства еще одно свойство.

С в о й с т в о 7.

а. Если схема такова, что обрыв одного (любого) диода не приводит к обрыву всей схемы, то уравнение

$$P - p = f(p) - p = 0$$

имеет один (единственный) корень p_1 , удовлетворяющий условию $0 < p_1 < 1$.

б. Если короткое замыкание одного (любого) диода не приводит к короткому замыканию всей схемы, то уравнение

$$Q - q = \varphi(q) - q = 0$$

имеет один (единственный) корень q_1 , удовлетворяющий условию $0 < q_1 < 1$.

Смысл требования к схеме, содержащегося в пункте «а», заключается в том, что схема не должна иметь последовательного диода, общего для

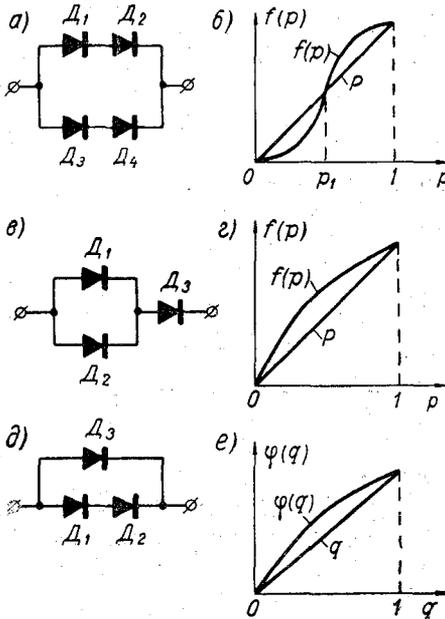


Рис. 8. Пояснение свойства 7.

всех цепей, идущих между полюсами (рис. 8 а). В этом случае график функции $f(p)$ пересекается с прямой p в одной (и только в одной) точке p_1 , расположенной внутри отрезка $0 \leq p \leq 1$ (рис. 8 б).

Точка p_1 делит отрезок $0 \leq p \leq 1$ на два участка. На одном участке ($0 < p < p_1$) резервированная схема лучше одиночного диода, а на другом ($p_1 < p < 1$) — хуже. На рис. 8 в

показан вид схемы, не удовлетворяющей требованию, сформулированному в пункте «а», так как диод D_3 является общим для всех цепей.

В этом случае кривая $f(p)$ идет выше прямой (рис. 8 г) и при любом значении p резервированная схема хуже простого диода. Смысл требования, содержащегося в пункте «б»,

заключается в том, что схема не должна иметь общего шунтирующего диода (рис. 8 а). В этом случае график функции $\varphi(q)$ аналогичен графику $f(p)$ на рис. 8 б. Кривая $\varphi(q)$ пересекается с прямой q в одной (единственной) точке q_1

внутри отрезка $0 \leq q \leq 1$, и точка q_1 делит отрезок на два участка: $0 < q < q_1$ (резервированная схема лучше одиночного диода) и $q_1 < q < 1$ (резервированная схема хуже диода).

На рис. 8 д показана схема, не удовлетворяющая этому требованию (диод D_3 шунтирует всю схему), а на рис 8 е представлен соответствующий этой схеме график.

Если резервированная схема удовлетворяет требованиям обоих пунктов свойства 7, то имеется область значений p и q , примыкающая к началу координат, в которой резервированная схема лучше одиночного диода как по вероятности обрыва, так и по вероятности короткого замыкания. Эта область имеет форму прямоугольника, так как она ограничена неравенствами $0 \leq p < p_1$; $0 \leq q < q_1$, причем, согласно свойству 6, $p_1 + q_1 = 1$.

§ 4. Процесс последовательной замены диодов схемами, эквивалентными одному диоду

Выберем какую-нибудь эквивалентную диоду элементарную схему, удовлетворяющую обоим требованиям, сформулированным в свойстве 7 § 3 (например, схему на рис. 9 а), и рассмотрим следующий процесс.

1-й шаг. Заменяем каждый диод исходной схемы самой элементарной схемой.

1-й шаг. Заменяем каждый диод исходной схемы самой элементарной схемой.

1-й шаг. Заменяем каждый диод исходной схемы самой элементарной схемой.

1-й шаг. Заменяем каждый диод исходной схемы самой элементарной схемой.

§ 4. Процесс последовательной замены диодов схемами,

эквивалентными одному диоду

Выберем какую-нибудь эквивалентную диоду элементарную схему, удовлетворяющую обоим требованиям, сформулированным в свойстве 7 § 3 (например, схему на рис. 9 а), и рассмотрим следующий процесс.

1-й шаг. Заменяем каждый диод исходной схемы самой элементарной схемой.

2-й шаг. Заменяем каждый диод исходной схемы схемой, полученной в результате 1-го шага.

Этот процесс может продолжаться, причем каждый шаг заключается в том, что диоды исходной схемы заменяются схемой, полученной в результате предыдущего шага. Например, если за исходную принята

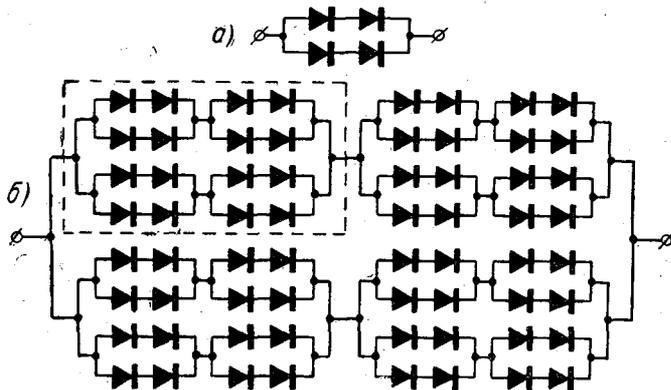


Рис. 9. Построение резервированной схемы путем последовательной замены диодов эквивалентной схемой.

схема на рис. 9 а, то после 1-го шага получится схема, обведенная на рис. 9 б пунктиром, а после 2-го шага — полная схема рис. 9 б. Рассмотрим, как зависит вероятность отказа резервированной таким образом схемы от вероятности отказа одного диода.

Пусть, например, вероятность обрыва в исходной схеме p_1 связана с вероятностью обрыва одного диода p зависимостью

$$p_1 = f(p). \quad (34)$$

Поскольку по предположению исходная схема удовлетворяет требованиям свойства 7 § 3, то на участке $0 \leq p \leq 1$ имеется единственное значение p_0 , при котором $f(p_0) = p_0$, причем, как отмечалось выше, на участке $0 \leq p < p_0$ исходная схема лучше, а на участке $p_0 \leq p \leq 1$ хуже одного диода (рис. 10, кривая 1).

После 1-го шага получаем схему, построенную так же, как исходная, с той лишь разницей, что роль диодов в ней играет взятая нами за основу элементарная схема. Поэтому для нее вероятность обрыва равна

$$p_2 = f(p_1) = f[f(p)].$$

При этом нетрудно видеть, что:

а) если p_0 — единственный корень уравнения $f(p) = p$ на участке $0 \leq p \leq 1$, то это значение p_0 является единственным корнем уравнения $f[f(p)] = p$ на том же участке;

б) если для некоторого значения $p = p^{(i)}$ $f(p^{(i)}) < p^{(i)}$ (отрезок $0 \leq p < p_0$ на рис. 10), то в силу монотонности $f(p)$ $p_2^{(i)} < p_1^{(i)} < p^{(i)}$;

в) если для $p = p^{(j)}$ $f(p^{(j)}) > p^{(j)}$, то $p_2^{(j)} > p_1^{(j)} > p^{(j)}$.

Это означает, что в точке $p = p_0$ кривые p_2 (3 на рис. 10), p_1 и прямая p пересекаются, слева же от этой точки p_2 идет ниже, чем p_1 , а справа — выше p_1 .

Аналогичные рассуждения справедливы для любого шага: каждая последующая резервированная схема «лучше» предыдущей на участке $0 \leq p < p_0$ и «хуже» на участке $p_0 < p \leq 1$. В точке же $p = p_0$ все схемы оди-

наковы. Характеристика резервированной схемы после n -го шага легко может быть построена графически. Для этого точки исходной кривой $p_1=f(p)$ надо n раз «отразить» от прямой p .

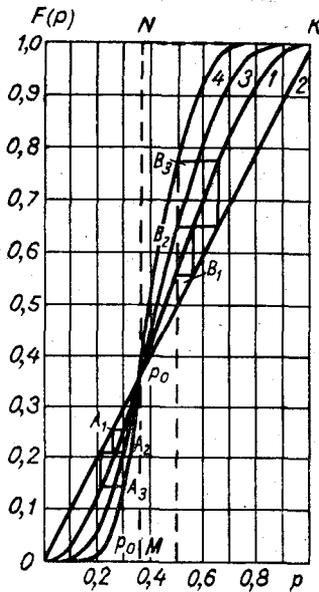


Рис. 10. Зависимость $P=f(p)$ для резервированной схемы после 1-го и 2-го шагов.

1) $F(p)=p_1=f(p)$ — характеристика исходной схемы, 2) $F(p)=p_2=f(p_1)$ — характеристика резервированной схемы после 1-го шага, 3) $F(p)=p_3=f(p_2)$ — характеристика резервированной схемы после 2-го шага.

$q_1=\varphi(q)$ — вероятность короткого замыкания исходной элементарной схемы.

Согласно свойству 6, § 3, величины q_0 и p_0 для любой схемы связаны равенством $p_0+q_0=1$. Поэтому в системе координат PQ имеется прямоугольник ($0 \leq p \leq p_0$; $0 \leq q \leq q_0$), внутри которого вероятность отказа достаточно резервированной схемы будет как угодно мала, а вне этого прямоугольника вероятность отказа такой схемы будет как угодно близка к единице.

Рассмотрим, как будет вести себя идеализированная резервированная схема, полученная в результате бесконечно большого числа шагов. Характеристика вероятности обрыва такой схемы соответствует ломаной линии $OMNK$ на рис. 10. Аналогичный вид будет иметь и характеристика вероятности короткого замыкания. Учитывая зависимость вероятности обрыва p и короткого замыкания q от времени t (рис. 3), можно сделать следующий вывод о поведении такой предельной схемы.

Сначала до некоторого момента времени t_0 схема в целом будет работать безотказно, хотя отдельные диоды будут выходить из строя как из-за обрыва, так и из-за короткого замыкания. С течением времени число отказавших диодов будет расти и в некоторый момент t_0 схема откажет. Момент времени t_0 и характер отказа определяются тем, когда

В качестве примера на рис. 10 показано построение A_2 и B_2 (для кривой $p_2=f(p)$) и A_3 и B_3 (для кривой $p_3=f(p)$) для значений $p^{(1)}=0,3 < p_0$ и $p^{(2)}=0,5 > p_0$. За исходную взята кривая $p_1=[1-(1-p)^2]^2$, соответствующая элементарной схеме a (рис. 9).

Возникает вопрос о пределе, к которому стремится характеристика резервированной схемы по мере ее усложнения описанным выше образом. Интуитивно очевидно, что по мере увеличения числа шагов характеристика приближается к ломаной линии $OMNK$ (рис. 10).

Можно доказать следующее положение.

Если заданы два значения вероятности обрыва диода $p_1 < p_0$ и $p_2 > p_0$ и некоторое (любое) значения $\delta > 0$, то существует такое значение числа шагов резервирования N_0 , что при любом $N_1 \geq N_0$ вероятность обрыва резервированной схемы будет:

а) как угодно близка к нулю при $p=p_1$, ($p_{N_1}=F(p_1) < \delta$);

б) как угодно близка к единице при $p=p_2$, ($p_{N_1}=F(p_2) > 1-\delta$).

Доказательство этого утверждения мы опускаем.

Совершенно аналогичные результаты можно получить относительно вероятности короткого замыкания резервированной схемы, с той лишь разницей, что вместо корня p_0 уравнения $p_1=f(p)=p$ будет фигурировать корень q_0 уравнения $q_1=\varphi(q)=q$, где

и какое из критических значений p_0 и q_0 будет достигнуто раньше в процессе увеличения вероятности отказа диода $q(t)$ и $p(t)$ в соответствии с графиком на рис. 3. Точность определения «времени жизни» t_0 для идеализированной схемы зависит главным образом от достоверности наших знаний относительно функций, представляющих вероятности отказа $p(t)$ и $q(t)$ одного диода, и в принципе для достаточно резервированных схем можно, во-первых, гарантировать время безотказной работы и, во-вторых, довольно точно прогнозировать время отказа.

Ранее уже отмечалось, что критические значения p_0 и q_0 для любой схемы связаны соотношением $p_0 + q_0 = 1$. Однако величины p_0 и q_0 могут варьировать в зависимости от типа исходной элементарной схемы. Вместе с тем временные характеристики $p(t)$ и $q(t)$, а вместе с ними и предельные значения $Q_{\text{пред}} = \lim_{t \rightarrow \infty} q(t)$. $P_{\text{пред}} = \lim_{t \rightarrow \infty} p(t)$ (рис. 3) зависят от типа

диодов и условий их работы, но, конечно, не зависят от выбранной нами элементарной схемы. При этом вполне возможно такое положение, когда одно из критических значений, например p_0 , достигается слишком рано и схема отказывает, хотя если бы в основу была положена другая элементарная схема, отказа бы не произошло. В связи с этим возникает вопрос о максимально достижимом времени жизни резервированной (хотя бы и очень сложной) схемы при диодах данного типа и связанный с ним вопрос о согласовании типа элементарной схемы с характеристиками используемых в ней диодов.

Ответ на этот вопрос дает следующая теорема.

Если для вероятности отказа $r(t)$ используемых диодов (за время t) выполнено условие

$$r(t) = p(t) + q(t) \leq 1 - \alpha, \quad (35)$$

где α — положительная и как угодно малая величина, то возможно построение такой резервированной схемы, для которой вероятность отказа будет как угодно мала.

Опуская полное доказательство этой теоремы, изложим только его идею (схему доказательства).

Очевидно, достаточно показать, что при любых заданных $p_{(1)}$ и $q_{(1)}$, удовлетворяющих условию (35), можно составить такую элементарную схему, для которой $p_0 > p_{(1)}$ и $q_0 = 1 - p_0 > q_{(1)}$. Используя такую схему в качестве исходной, можно по методике, изложенной в настоящем параграфе, при достаточном числе шагов построить резервированную схему с любой малой вероятностью отказа в области значений p и q $0 \leq p \leq p_{(1)}$ и $0 \leq q \leq q_{(1)}$.

На рис. 11 внутри треугольника $p \geq 0, q \geq 0, p + q \leq 1$ нанесена точка $A(p_{(1)}; q_{(1)})$. Из рисунка видно, что если значение q_0 лежит внутри отрезка MN (т. е. если $q_{(1)} < q_0 < q_{(1)} + \alpha$), то выполнены условия $q_0 > q_{(1)}, p_0 = 1 - q_0 > p_{(1)}$.

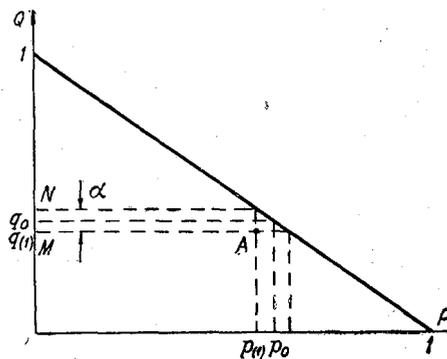


Рис. 11.

Рассмотрим последовательно-параллельную схему на рис. 12.

Вероятность короткого замыкания для нее равна

$$Q = 1 - (1 - q^m)^n. \quad (36)$$

При любых целых m и n , больших или равных 2, схема на рис. 12 удовлетворяет требованиям свойства 7 § 3 и поэтому уравнение

$$1 - (1 - q^m)^n - q = 0 \quad (37)$$

имеет один единственный корень q_0 на отрезке $0 < q < 1$.

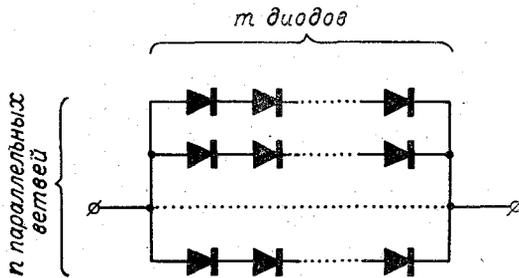


Рис. 12. Последовательно-параллельная схема.

Рассматривая множество этих корней уравнения (37) при различных целых m и n , больших или равных 2, можно доказать, что это множество всюду плотное на указанном отрезке. Это означает, что для любого участка, принадлежащего отрезку $0 < q < 1$, например для участка $q_1 < q < q_1 + \alpha$ (MN на рис. 11), можно подобрать такие целые и положительные значения m и n , больших 2, что единственный корень уравнения (37) будет принадлежать этому участку. Отсюда уже вытекает, что таким значениям m и n соответствует некоторая последовательно-параллельная схема типа схемы на рис. 12, для которой $q_0 > q_{(1)}$, $p_0 > p_{(1)}$. Эта схема может быть взята за исходную при построении резервированной схемы.

§ 5. О средней продолжительности времени безотказной работы идеальных резервированных элементов

Рассматривая вероятность безотказной работы, выделим два случая:

1. Устройства разового действия. Такие устройства выходят из строя при первом отказе и ремонту не подлежат, поэтому имеет смысл в качестве надежностной характеристики использовать вероятность безотказной работы в течение некоторого времени T .

2. Устройства длительного действия, подвергающиеся ремонту и замене элементов. Для таких устройств целесообразно рассматривать среднее время наработки на отказ. Проводя сравнение, будем считать, что в одном случае устройство состоит из обычных нерезервированных элементов, а в другом случае — из резервированных элементов с идеальными характеристиками, т. е. таких, для которых вероятность отказа равна нулю при $t < t_0$ и единице при $t > t_0$. При этом предполагается, что отказ любого элемента ведет к отказу всего устройства, а также что время t_0 для идеально резервированных элементов может быть как угодно приближенно ко времени T_0 , в течение которого вероятность отказа одиночного (нерезервированного) элемента становится равной единице.

Изучение поведения резервированных схем облегчается тем, что в них время наработки на отказ стабилизируется, приближаясь к t_0 ; в идеальной схеме это время просто равно t_0 . Так как в идеальной схеме вероятность отказа одного элемента за время $t < t_0$ может неограниченно уменьшаться, приближаясь к нулю, то и вероятность отказа всего устройства, содержащего ограниченное число резервированных элементов, также может быть как угодно мала. Это следует из соотношения

$$P = 1 - (1 - \delta)^N, \quad (38)$$

где p — вероятность отказа хотя бы одного из N элементов; δ — вероятность отказа одного резервированного элемента, которая может неограниченно уменьшаться.

Поэтому время работы устройства с резервированными элементами начиная с момента запуска до первого отказа равно t_0 и может неограниченно приближаться ко времени жизни лучших образцов элементов.

Для нерезервированных схем вероятность отказа в течение времени t с начала запуска также определяется формулой (38), но в ней δ означает вероятность отказа в течение времени t для одного нерезервированного элемента. В этом случае с увеличением t величина δ быстро растет и даже при сравнительно небольших значениях N (например, $N=100$) вероятность безотказной работы очень быстро уменьшается, а отношение $\frac{1}{T_0}$ стремится к нулю. Поэтому для систем разового действия резервированные схемы могут дать значительный эффект.

Для длительно работающих систем, у которых отказавшие элементы заменяются новыми, среднее время наработки на отказ определяется формулой

$$t_{cp} = \int_0^{\infty} tr'(t) dt = \int_0^T tr'(t) dt,$$

где $r'(t)$ — интенсивность отказов, равная производной от функции вероятности отказа $r(t)$ по времени t , T — время жизни лучших элементов.

Для нерезервированных элементов величина t_{cp} лежит, естественно, в пределах $0 < t_{cp} < T$ и зависит от вида функции $r(t)$. На рис. 13 показаны три характерных вида этой функции. Рисунок 13 а соответствует элементам с большой интенсивностью отказа в самом начале и малой — в остальной части промежутка $0 < t < T$. В этом случае $t_{cp} \ll T$. На рис. 13 б представлена зависимость для элементов с постоянной интенсивностью отказов. В этом случае $t_{cp} \cong \frac{1}{2} T$. Для рис. 13 в характерна малая интенсивность отказов в основной период эксплуатации и резкое возрастание ее на конечном этапе. При этом $t_{cp} \approx T$. При резервированных элементах величина t_{cp} стабилизируется, стремясь к значению t_0 , определяемому видом исходной элементарной схемы и характером кривой вероятности отказа для используемых элементов. С помощью специального выбора исходной схемы эта величина может быть приближена к значению T , но если в качестве исходной используется простая схема (например, схема последовательно-

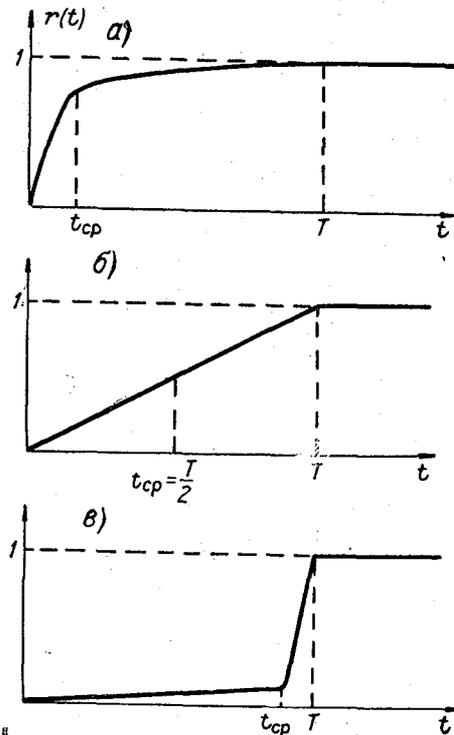


Рис. 13. Три вида кривой вероятности отказа элемента за время t .

а — интенсивность отказов большая в начале работы и уменьшается в дальнейшем; б — интенсивность отказов постоянна; в — интенсивность отказов мала в начале работы и повышается в дальнейшем.

параллельного включения четырех диодов), то величина t_0 будет близка ко времени t_1 , в течение которого вероятность отказа элемента равна 0,5. На основании этих соображений нетрудно показать, что в данном случае даже идеальные резервированные схемы не дадут никакого выигрыша по среднему времени наработки на отказ по сравнению со схемами, в которых применены нерезервированные элементы.

Выводы

1. При поэлементном резервировании деталей типа диодов, для которых возможны два вида отказов — обрыв и короткое замыкание, резервированная схема дает выигрыш по сравнению с одиночным нерезервированным элементом при малом значении вероятности отказа и оказывается хуже при большой вероятности отказа элемента. Имеется такое значение вероятности отказа, при котором резервированная схема равноценна одиночному элементу.

2. При поэлементном резервировании среднее время наработки на отказ стабилизируется, стремясь к некоторому предельному значению t_0 . При $t < t_0$ резервированная схема лучше одиночного элемента, при $t > t_0$ — хуже. В принципе возможно построение схем, у которых при $t < t_0$ вероятность отказа будет как угодно мала. Но после того, как время работы достигает критического значения t_0 , схема почти мгновенно отказывает.

3. Величина t_0 всегда остается меньше предельного времени жизни для лучших образцов элементов данного типа, но при надлежащем выборе схем и их усложнении t_0 может неограниченно приближаться к T .

4. В связи с этим схемы с поэлементным резервированием могут дать выигрыш по надежности для устройств разового действия.

5. Для устройств, рассчитанных на длительную эксплуатацию и ремонт, поэлементное резервирование само по себе почти никогда не дает улучшения (по среднему времени наработки на отказ) в сравнении с нерезервированными элементами. При этом резервированная схема может оказаться даже хуже обычной схемы без резервирования.

6. Достижение заметного эффекта (в отношении стабилизации времени работы) при поэлементном резервировании связано с чрезвычайно большим (многократным) увеличением оборудования. На практических схемах при этом начинают сильно сказываться вредные эффекты, связанные с неидеальностью характеристик элементов (например, прямым и обратным сопротивлением диодов).

7. Из-за значительного увеличения оборудования поэлементное резервирование оказывается, как правило, хуже других способов повышения надежности сложных цифровых и логических устройств. Последний вывод частично основан на материале, который не нашел отражения в рамках данной статьи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Половко А. М. Основы теории надежности. Изд. «Наука», М., 1964.
2. Маликов И. М., Половко А. М., Романов Н. А., Чукреев П. А. Основы теории и расчета надежности. Судпромгиз, 1960.

К АНАЛИЗУ ПОГРЕШНОСТЕЙ АКУСТИЧЕСКИХ ЧАСТОТНЫХ ДАТЧИКОВ СКОРОСТИ ВЕТРА

Некоторые источники погрешностей ультразвуковых анемометров, принцип действия которых основан на различных методах, являются общими. И это не случайно, они связаны со спецификой акустических методов, в основу которых положена зависимость скорости звука в воздухе от скорости ветра. Поэтому любая неучтенная и некомпенсированная задержка, например в электронной схеме, входит в инструментальную погрешность прибора.

Неидентичность параметров электронно-акустических каналов является вторым источником погрешностей, присущих всем акустическим методам.

Начальное показание анемометра, обусловленное асимметрией каналов, может быть скомпенсировано тем или иным способом. Однако, как было показано в [1], наличие даже скомпенсированной асимметрии каналов датчика порождает погрешности, вызванные изменением скорости ультразвука в воздухе. Таким образом, помимо обычных погрешностей, обусловленных неконтролируемыми вариациями параметров преобразователей и электронной схемы, которые будем обозначать через δ , в ультразвуковых анемометрах появляются погрешности другого вида, обусловленные наличием скомпенсированной асимметрии параметров электронно-акустических каналов (δ_0).

В литературе аналитически рассмотрены фазовые, частотно-импульсные и частотно-пакетные методы. В настоящей статье рассматриваются погрешности, присущие частотным (автоколебательным) схемам [2]. При этом основное внимание уделяется исследованию характера искажений, приводящих к погрешностям, и путей их уменьшения с определением требований к характеристикам элементов электронных схем.

В автоколебательной системе с запаздывающей акустической обратной связью частота гармонических колебаний определяется (в первом приближении) по формуле [2]

$$f = \frac{2\pi - \varphi_0}{2\pi l} (C + V), \quad (1)$$

где φ_0 — суммарный фазовый сдвиг в излучателе, приемнике и электрической части схемы; предполагается, что $\varphi_0 = \text{const}$; l — база (расстояние между излучателем и приемником); C — скорость распространения акустических колебаний в воздухе; V — проекция вектора скорости ветра на направление распространения акустических колебаний.

В дифференциальной системе разностная частота

$$f_p = \frac{2\pi - \varphi_0}{\pi l} V, \quad (2)$$

Имеется несколько факторов, которые не позволяют осуществить на практике идеальные условия, необходимые для точного выполнения этого соотношения.

Прежде всего это ошибки, связанные с использованием двух каналов, о чем говорилось выше.

Если в силу неидентичности каналов имеется различие постоянных электрических фазовых сдвигов $\delta_0\varphi$ и разница в длине двух баз $\delta_0 l$, то это вызовет соответствующие погрешности:

$$\delta_0 f_\varphi = \frac{C-V}{2\pi l} \delta_0 \varphi; \quad (3)$$

$$(\delta_0 f_\varphi)_{\text{отн}} = \frac{\delta_0 \varphi}{2\pi - \varphi_0} \frac{C-V}{2V} 100\%; \quad (3')$$

$$\delta_0 f_l = \frac{2\pi - \varphi_0}{2\pi l \left(1 + \frac{l}{\delta_0 l}\right)} (C-V). \quad (4)$$

Поскольку обычно $l > 10^{-1}$ м, а разницу в длинах баз можно легко довести до $\delta_0 l = 10^{-3}$ м, то единицей в выражении (4) можно пренебречь. Тогда (4) преобразуется в

$$\delta_0 f_l = \frac{2\pi - \varphi_0}{2\pi l} \frac{C-V}{l} \delta_0 l \quad (5)$$

и относительная погрешность запишется в виде

$$(\delta_0 f_l)_{\text{отн}} = \frac{\delta_0 l}{l} \frac{C-V}{2V} 100\%. \quad (5')$$

Из выражений (3') и (5') видно, что погрешности, обусловленные неидентичностью каналов, тем меньше, чем выше скорость ветра.

Следующим источником погрешности в частотных (автоколебательных) схемах является непостоянство в рабочем частотном диапазоне электрического фазового сдвига φ_0 в обоих каналах. Действительно, непостоянство φ_0 вызывает соответствующую фазовую погрешность

$$\delta f_\varphi = \frac{\partial f_p}{\partial \varphi} \delta \varphi = \frac{V}{\pi l} \delta \varphi \quad (6)$$

и относительную

$$(\delta f_\varphi)_{\text{отн}} = \frac{\delta \varphi}{2\pi - \varphi_0} 100\%. \quad (6')$$

Таким образом, с учетом погрешностей, обусловленных как некомпенсированными вариациями параметров датчика и электронной схемы, так и асимметрией их величины, средняя квадратическая погрешность измерения разностной частоты (при условии независимости этих погрешностей друг от друга) может быть представлена в виде

$$\delta f_p = \sqrt{(\delta_0 f_l)^2 + (\delta_0 f_\varphi)^2 + (\delta f_\varphi)^2}, \quad (7)$$

а суммарная относительная погрешность автоколебательного акустического анемометра будет равна

$$(\delta f)_{\text{отн}} = \left[\frac{C-V}{2V} \left(\frac{\delta_0 \varphi}{2\pi - \varphi_0} + \frac{\delta_0 l}{l} \right) + \frac{\delta \varphi}{2\pi - \varphi_0} \right] 100\%. \quad (7')$$

Очевидно, что для получения минимальной фазовой погрешности основное внимание следует уделять тому, чтобы φ_0 в частотном рабочем диапазоне было мало по величине. Тогда даже некоторое непостоянство φ_0 приведет к незначительной погрешности.

От чего же зависит величина этого фазового сдвига? В случае частотного датчика без преобразования частоты (рис. 1) величина фазового сдвига φ_0 в рабочем частотном диапазоне, очевидно, определяется в основном амплитудно-частотными и фазо-частотными характеристиками излучателя и приемников. Из известных электроакустических преобразователей только некоторые типы конденсаторных микрофонов обладают равномерной фазовой характеристикой в достаточном диапазоне. Однако такие микрофоны в силу своих конструктивных особенностей могут применяться только в лабораторных условиях и не пригодны для измерения скорости ветра в свободной атмосфере.

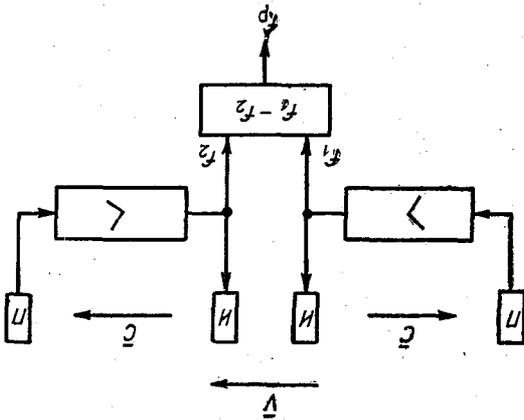
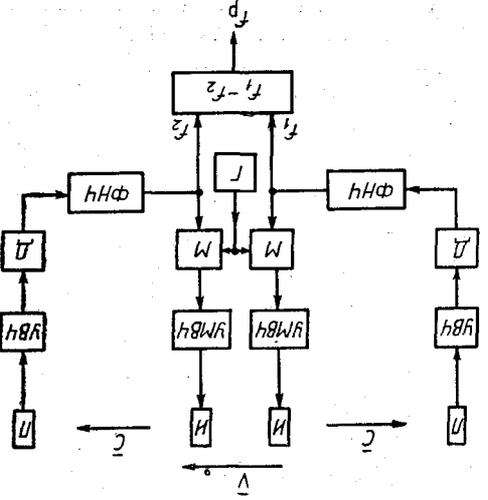


Рис. 1. Блок-схема акустического частотного датчика скорости ветра.

Автоколебательный датчик с преобразованием частоты (амплитудной модуляцией) [3] выгодно отличается тем, что электрический фазовый сдвиг обуславливается почти не зависит от частоты автоколебаний при использовании достаточно широкополосных излучателей и приемников (рис. 2). Преобразователь излучает и приемник можно в первом приближении представить в виде эквивалентной схемы [4] (рис. 3). Как видно из эквивалентной схемы, такой элемент имеет два резонанса: последовательный, резонанс и параллельный — антирезонанс. Как известно, при работе на низкое акустическое сопротивление преобразователь обладает наибольшей чувствительностью на частоте механического резонанса, т. е. когда внутреннее механическое сопротивление минимально и является чисто активным. Поэтому, как правило, излучатели и приемники работают на частоте последовательного резонанса. В этом случае элемент развивается наибольшая колебательная мощность в режиме излучения и на его выходе наводится максимальная э.д.с. в режиме приема.

Воздушный промежуток с достаточной точностью можно представить линейным элементом с коэффициентом передачи $K \ll 1$.

Рис. 2. Блок-схема акустического частотного датчика скорости ветра с преобразованием частоты.



Г — генератор несущей частоты; М — амплитудный модулятор; ИМВЧ — усилитель мощности высокой частоты; И — излучатель акустических колебаний; Л — приемник акустических колебаний; ИВЧ — усилитель высокой частоты; И — амплитудный детектор; ИИФ — фильтр низкой частоты.

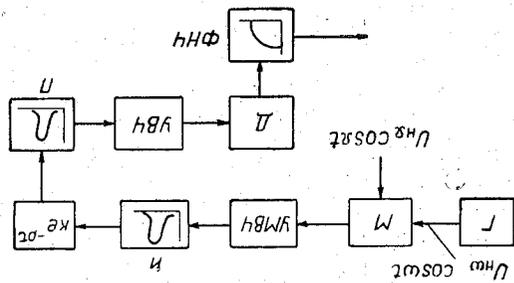
меньше, чем на входе;

$$(10) \quad m_{\text{вых}} = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \delta\right)^2}}{m}$$

Из сопоставления выражений для входного и выходного сигналов видно, что изменение амплитуды выходного колебания остается гармоническим с прежней частотой ω , однако из-за неравномерности резонансной кривой контура имеются следующие различия между огибающими входного и выходного колебаний:

1) глубина модуляции на выходе, равная

Рис. 4. Блок-схема разомкнутой системы части акустического частотного датчика с преобразованнием частоты.



$Z_{\text{кв}}$ — эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте.

где $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ — резонансная частота контура; δ — добротность контура;

$$(9) \quad U_{\text{вых}}(t) = -SZ_{\text{кв}} U_{\text{н}} \left[1 + \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \delta\right)^2}}{m} \cos(\delta t - \varphi) \right] \cos \omega_0 t,$$

лучшая $\omega = \omega_0$ будет иметь следующий вид [5]:

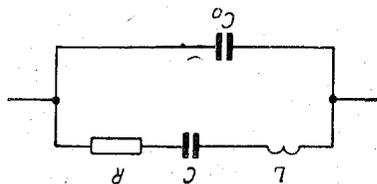
$$(8) \quad U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{н}}(1 + m \cos \delta t) \cos \omega_0 t$$

При воздействии АМ гармонического сигнала

[5, 6 и др.].

Рывной амплитудной модуляцией подробно рассмотрены в литературе вопросы передачи сигналов с непрерывной амплитудной модуляцией.

Рис. 3. Эквивалентная схема преобразователя.



элемент.

$\cos \omega t$ через линейный избирательный элемент.

монического сигнала $U_{\text{н}}(1 + m \cos \delta t)$

смотрим вначале прохождение АМ гар-

В соответствии со схемой рис. 4 рас-

системы.

ния к характеристикам элементов этой

фазового сдвига φ_0 определим требова-

исходя из условия малости и постоянства

часть ее в разомкнутом виде (рис. 4) и

лированного (АМ) сигнала в рассматриваемой системе представим одну

Для выяснения характера искажений огибающей амплитудно-моду-

ные элементы с избирательной характеристикой (И, П, Ф, НЧ), так и нелиней-

Таким образом, рассматриваемая система содержит как линейные

2) огибающая амплитуд на выходе отстает по фазе от огибающей входного колебания на угол

$$\varphi = \arctg \frac{2\Omega}{\omega_p} Q. \quad (11)$$

Таким образом, с повышением модулирующей частоты ослабление глубины модуляции усугубляется, при этом увеличивается величина фазового сдвига φ .

Поскольку форма огибающей напряжения в рассматриваемом случае сохраняется синусоидальной, напряжение на выходе детектора также остается синусоидальным. Следовательно, нелинейных искажений в данном случае не возникает. Это является, очевидно, следствием точной настройки контура на частоту несущего колебания. Иначе обстоит дело в том случае, когда имеется большая расстройка контура ($\omega_p \neq \omega_0$) или он имеет большую добротность (боковые частоты лежат вне полосы прозрачности). В этом случае, как известно, форма огибающей выходного напряжения отличается от формы огибающей входного сигнала тем сильнее, чем выше модулирующая частота или добротность контура. Однако никаких новых частот здесь, конечно, не возникает. Искажения объясняются тем, что разные боковые частоты по-разному ослабляются контуром и приобретают различные сдвиги фаз.

Поскольку при выделении огибающей на амплитудном детекторе, представляющем собой нелинейное устройство, напряжение на выходе D пропорционально огибающей модулированного колебания, эти искажения огибающей проявятся уже как нелинейные искажения, т. е. в спектре сигнала появятся новые частоты, кратные Ω .

По мере сужения полосы пропускания контура искажения огибающей возрастают. Обычно при передаче АМ колебаний с ограниченным спектром удовлетворительные результаты получаются, если полоса пропускания контура превышает удвоенную максимальную частоту спектра огибающей воздействия

$$\Delta \omega_k \geq 2 \Omega_{\text{макс}}.$$

Рассмотрим теперь характер искажений, вносимых нелинейными элементами системы. Очевидно, что для неискаженного усиления АМ колебаний необходима равномерность коэффициента передачи усилителя во всей полосе частот модулированного колебания и линейность рабочего участка вольтамперной характеристики усилительного элемента.

Предположим, что выполнены условия минимального искажения при прохождении АМ сигнала через линейную часть системы. Тогда на входе усилителя сигнал не будет отличаться от исходного (8). Нагрузкой усилителя служит пьезоэлектрический излучатель, т. е. избирательная система с резонансной частотой $\omega_p = \omega_0$.

Учитывая фильтрующее действие нагрузочной цепи, выходной сигнал, представляющий собой напряжение $U_{\text{вых}}(t) = Zi[U_0 + U_{\text{вх}}(t)]$, развиваемое в нагрузке усилителя приращением тока, можно представить в виде [5]:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(t) = Z \left\{ U_{\text{н}} \left[\alpha + \frac{3}{4} \gamma U_{\text{н}}^2 + \frac{9}{8} m^2 \gamma U_{\text{н}}^2 \right] + \right. \\ \left. + m U_{\text{н}} \left[\alpha + \frac{9}{4} \gamma U_{\text{н}}^2 \left(1 + \frac{m^2}{4} \right) \right] \cos \Omega t + \frac{9}{8} \gamma m^2 U_{\text{н}}^3 \cos 2 \Omega t + \right. \\ \left. + \frac{3 \gamma m^3}{16} U_{\text{н}}^3 \cos 3 \Omega t \right\} \cos \omega_0 t. \quad (12) \end{aligned}$$

Здесь α и γ — коэффициенты разложения функции $i[U_0 + U_{\text{вх}}(t)]$ в ряд Тейлора.

Под влиянием некоторой кривизны характеристики усилительного элемента огибающая выходного сигнала отличается от огибающей входного сигнала (8). Отличие проявляется в небольшом изменении амплитуды несущего колебания, глубины модуляции на полезной частоте Ω и главное в возникновении частот 2Ω , 3Ω и т. д. в огибающей. После осуществления амплитудного детектирования эти частоты проявляются в виде напряжений с частотами 2Ω , 3Ω и т. д.

Изменением глубины модуляции на несущей частоте можно пренебречь в виду его малости.

Относя амплитуду второй гармоники огибающей к амплитуде составляющей с частотой Ω и пренебрегая слагаемым

$$\frac{9}{4} \gamma U_{\text{н}}^2 \left(1 + \frac{m^2}{4}\right),$$

который мал по сравнению с α , найдем коэффициент второй гармоники [5]

$$K_{f_2} = \frac{9}{8} \frac{\gamma m U_{\text{н}}^2}{\alpha}.$$

Для коэффициента третьей гармоники получим

$$K_{f_3} = \frac{3}{16} \frac{\gamma}{\alpha} m^2 U_{\text{н}}^2.$$

Таким образом, нелинейные искажения (по второй гармонике) растут пропорционально квадрату амплитуды несущего колебания и первой степени коэффициента модуляции.

С нелинейными искажениями особенно нужно считаться при усилении АМ колебаний в выходном усилителе УМВЧ (рис. 4). В усилителе УВЧ, стоящем на выходе приемника, амплитуды малы и кривизна характеристик усилительных элементов не проявляется.

С целью уменьшить искажения, вносимые диодным детектором D , как известно, необходимо:

- 1) прикладывать к D достаточно большое ВЧ напряжение (амплитуда несущей частоты должна быть несколько вольт);
- 2) добиваться, чтобы постоянная времени цепи нагрузки была мала по сравнению с периодом модуляций

$$RC \ll \frac{2\pi}{\Omega}.$$

В противном случае из-за слишком большой инерционности цепи RC выходное напряжение детектора $U_{D_{\text{вых}}}$ отстает в своем росте от огибающей входной э.д.с. Получаются нелинейные искажения сигнала, которые увеличиваются с ростом частоты и глубины модуляции входной э.д.с.

С другой стороны, для сглаживания ВЧ пульсаций требуется выполнение неравенства

$$RC \gg \frac{2\pi}{\omega_0}.$$

На основании рассмотренного воздействия линейных и нелинейных элементов системы на параметры АМ колебаний можно определить требования к характеристикам элементов и оценить величину фазового сдвига огибающей АМ колебаний.

Для выполнения условия малости и стабильности фазового сдвига огибающей АМ колебаний необходимо:

1) тщательно подбирать излучатели и приемники и, кроме того, настраивать несущую частоту так, чтобы

$$\omega_0 \text{ изл} = \omega_0 \text{ пр} = \omega_0;$$

2) несущую частоту выбирать по возможности высокой;

3) иметь достаточно широкополосные пьезоэлементы;

4) выбирать базу (она определяет порядок модулирующей частоты) таким образом, чтобы полоса прозрачности частотных характеристик пьезоэлементов перекрывала спектр огибающей АМ колебаний по крайней мере в 2 раза;

5) работать при небольшом m ;

6) добиваться равномерности частотной и линейной фазовой характеристик УМВЧ, УВЧ и ФНЧ;

7) выбирать режимы активных элементов УМВЧ и УВЧ так, чтобы работать на линейных участках их характеристик;

8) добиваться выполнения неравенства

$$\frac{2\pi}{\omega_0} \ll RC \ll \frac{2\pi}{\Omega}$$

для диодного детектора.

Однако следует заметить, что часть этих требований имеет вполне определенные ограничения. Так, повышение несущей частоты ограничивается уменьшением амплитуды снимаемого с приемника сигнала вследствие роста поглощения энергии ультразвука в воздухе; уменьшение добротности пьезоэлементов ведет к ухудшению эффективности излучателей и чувствительности приемников, а сужение спектра модулирующих колебаний за счет увеличения базы ограничивается уменьшением сигнала на приемнике, а также увеличением инерционности и снижением чувствительности прибора.

В заключение оценим погрешность двухканального акустического анемометра, основанного на частотном методе.

Предварительно рассмотрим две формы ошибок:

1) погрешность нуля, заключающуюся в появлении на выходе частоты, которая не зависит от скорости ветра;

2) погрешность наклона градуировочной кривой прибора.

Погрешность нуля δF_0 можно определить, если просуммировать все составляющие абсолютной погрешности и приравнять к нулю скорость ветра. Это дает

$$\delta F_0 = \frac{C}{2\pi l} \left(\frac{2\pi - \varphi_0}{l} \delta_0 l + \delta_0 \varphi \right). \quad (13)$$

Погрешность наклона δF_n определяется путем сравнения остающейся погрешности, зависящей от скорости ветра, с выражением (2)

$$\delta F_n = \frac{\delta_0 \varphi}{2(2\pi - \varphi_0)} + \frac{\delta_0 l}{2l} + \frac{\delta \varphi}{2\pi - \varphi_0}. \quad (14)$$

Отнесенная к f_p погрешность нуля составит

$$\frac{\delta F_0}{f_p} = \frac{C}{2V} \left(\frac{\delta_0 l}{l} + \frac{\delta_0 \varphi}{2\pi - \varphi_0} \right). \quad (15)$$

Оценим погрешности, определяемые выражениями (14) и (15), для чего положим $C = 330$ м/сек., $l = 0,4$ м, $\delta_0 l = 10^{-4}$ м. Фазовый сдвиг огибающей АМ колебаний при прохождении одного пьезопреобразователя с $Q = 10$ и $\omega_p = 200$ кгц найдем по (11):

$$\varphi = \arctg \frac{2\Omega}{\omega_p} Q = \arctg 0,03 = 1^\circ 40',$$

где

$$\Omega = f_{p \text{ макс}} \cong \frac{2V_{\text{макс}}}{l} = \frac{120}{0,4} = 300 \text{ гц.}$$

Примем $\varphi_0 = 10^\circ$, $\delta\varphi = 1^\circ$, $\delta_0\varphi = 0,5^\circ$.

Тогда

$$\delta F_0)_{\text{отн}} = \frac{330}{120} \left(\frac{10^{-4}}{0,4} + \frac{0,5}{350} \right) 100 = 0,46\%;$$

$$(\delta F_n)_{\text{отн}} = \left(\frac{0,5}{700} + \frac{10^{-4}}{0,8} + \frac{1}{350} \right) 100 = 0,37\%.$$

Очевидно, δF_0 можно в значительной степени скомпенсировать, например, при помощи корректирующих цепей.

Средняя квадратическая погрешность при принятых значениях составляющих составит

$$\delta f_p \cong 1,6 \text{ гц,}$$

что соответствует абсолютной погрешности измерения скорости ветра $\delta V = 0,32 \text{ м/сек.}$

Применяя одноканальную систему с попеременной коммутацией преобразователей, можно исключить асимметрию каналов — основной источник погрешностей при измерении малых значений скорости ветра. Погрешность прибора в этом случае будет иметь вид

$$\delta f = \frac{V}{\pi l} \delta \varphi.$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Биргер Г. И. Элементы общей теории ультразвуковых расходомеров. Измерительная техника, № 4, 1961.
2. Афиногенов Л. П., Попов М. В. О возможности использования автоколебательной системы с запаздывающей обратной связью для измерения скорости движения газовых и жидких сред. Труды ГГО, вып. 216, 1967.
3. Попов М. В. Некоторые методы построения акустических датчиков параметров ветра См. наст. сб.
4. Методы и приборы ультразвуковых исследований, часть А. Физическая акустика под ред. У. Мезона. Изд. «Мир», М., 1966.
5. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. Советское радио, № 1, 1967.
6. Харкевич А. А. Теоретические основы радиосвязи. Гостехиздат, М., 1957.

УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ АКУСТИЧЕСКИХ АНЕМОМЕТРОВ

Одной из основных трудностей акустических методов измерения параметров ветра является отсутствие серийных разработок миниатюрных электромеханических преобразователей, способных надежно работать в свободной атмосфере. Требования, предъявляемые к таким преобразователям, в зависимости от метода измерения параметров ветра могут быть различными. Однако многие из них являются общими в отношении механической прочности, негигроскопичности, высокой стабильности параметров во времени, слабой зависимости свойств от температуры, линейности в достаточном динамическом диапазоне, минимального уровня собственных шумов, достаточной чувствительности, приемлемых размеров и формы.

Последнее требование определяет базу прибора. Как известно, за любым препятствием в потоке возникает спутная струя, скорость которой меньше скорости окружающей среды. Поэтому, когда направление ветра близко к направлению базы, средняя скорость той области среды, в которой распространяется звук, меньше измеряемой скорости невозмущенного потока. Для того чтобы ошибка измерения, обусловленная эффектом затенения, не превышала 5%, отношение размеров преобразователей к длине базы должно быть порядка 0,02 [1]. Кроме того, электромеханические преобразователи должны обладать достаточно широкой диаграммой направленности с тем, чтобы звуковой луч не сносился ветром. Так, при скорости ветра 60 м/сек. ширина диаграммы направленности должна быть не менее 24°. При измерении вертикальной составляющей скорости ветра элементы могут иметь более острую характеристику направленности.

При этом нужно иметь в виду, что, когда не требуется полная идентичность характеристик излучателей и приемников (двухканальная дифференциальная система измерения), с целью увеличения помехозащищенности системы лучше применять элементы с различной направленностью, например излучатель ненаправленный, приемник остронаправленный. Полное совпадение характеристик обоих электроакустических элементов необходимо в случае одноканальной системы (например, в системе с коммутацией, когда имеется одна пара преобразователей, каждый из которых попеременно служит излучателем и приемником). Как правило, ширина диаграммы направленности преобразователей увеличивается с уменьшением размеров излучающей поверхности. Принципиально можно было бы идти по пути все большего уменьшения размеров электроакустических элементов, однако это неизбежно связано с уменьшением их чувствительности в режиме приема и эффективности в режиме излучения. Кроме того, в случае применения пьезопреобразователей чрезмерное

уменьшение размеров ведет к уменьшению емкости элемента. Отсюда возникают трудности согласования приемника с усилителем.

Наконец, важным требованием, предъявляемым к электромеханическим преобразователям акустических анемометров и термометров, является требование достаточной широкополосности.

Разработанные в ИФА АН СССР конденсаторные преобразователи с твердым диэлектриком [1] обладают малыми размерами (2—5 мм) и могут обеспечить передачу ультразвука в диапазоне 20—500 кгц на расстояние до нескольких десятков сантиметров. Благодаря очень большой широкополосности они почти не вносят фазовых искажений. Однако эти преобразователи не могут работать надежно в свободной атмосфере при наличии осадков.

Особенно жесткие требования к характеристикам излучателей и приемников предъявляются при использовании частотного (автоколебательного) метода [2]. Для получения достаточной точности измерения по этому методу [3] электроакустические преобразователи должны обладать равномерной частотной и линейной фазовой характеристиками в рабочем диапазоне частот (0,1—10 кгц).

Из известных электроакустических преобразователей только конденсаторные микрофоны датской фирмы «Брюль и Кьер» удовлетворяют этим требованиям. Они имеют небольшие размеры (6,35 мм), хорошую чувствительность (0,2 мв/мкбар), а также широкий частотный и динамический диапазон (30 гц — 100 кгц, 64—174 дб соответственно) [4]. Однако и эти элементы в силу своих конструктивных особенностей могут применяться только в лабораторных условиях и неприемлемы для измерений в свободной атмосфере.

Намного ослабляются требования к частотным характеристикам элементов при использовании автоколебательного метода с преобразованием частоты (амплитудной модуляцией). В этом случае полоса пропускности электроакустических преобразователей должна превышать удвоенную максимальную частоту спектра огибающей АМ колебаний [3].

Однако, увеличивая широкополосность элементов, следует иметь в виду, что это ведет к уменьшению их добротности, т. е. к ослаблению чувствительности и к уменьшению эффективности излучения.

Наиболее распространенным материалом, который используется в приемниках и излучателях звуковых и ультразвуковых колебаний, является пьезокерамика.

Преимущественное использование керамических пьезоматериалов в электроакустической технике определяется в первую очередь их особыми широкими технологическими и конструктивными возможностями.

Одним из основных преимуществ пьезокерамики является возможность поляризации ее в любом направлении.

Кроме того, путем несложных технологических приемов (шлифовки, прессования и т. д.) керамическому пьезоэлементу можно придавать любую необходимую форму — плоской пластины, цилиндрической оболочки и т. п. Создавая различные направления искусственной поляризации (продольное, поперечное, радиальное и т. д.), можно в широких пределах варьировать конструктивные формы керамических пьезоэлементов.

Как известно [5], чувствительность и эффективность пьезоэлектрического преобразователя определяется отношением $\frac{d_{ik}}{\epsilon}$, где d_{ik} — пьезомодуль (для пьезокерамики $i=3, k=1, 2, 3$); ϵ — диэлектрическая постоянная материала пьезопреобразователя.

Эффективность работы электромеханического преобразователя в режиме излучения определяется параметром $(d_{ik}E_{ю})^2$, где $E_{ю}$ — модуль

Юнга. Причем пьезомодуль d_{33} , соответствующий случаю, когда направление внешней действующей силы совпадает с направлением вектора поляризации, превышает более чем в 2 раза значение пьезомодулей $d_{32} = d_{31}$.

С точки зрения увеличения параметра чувствительности $\frac{d_{ik}}{\epsilon}$ и параметра, характеризующего эффективность излучения $(d_{ik} E_{Ю})^2$, большой интерес по сравнению с BaTiO_3 представляют твердые растворы типа цирконата-титаната свинца (ЦТС), обладающие большим значением пьезомодуля d_{ik} и высокой точкой Кюри [6].

Кроме того, материалы системы ЦТС имеют высокую температурную стабильность всех параметров.

С учетом вышесказанного в ОМП ГГО им. А. И. Воейкова было разработано несколько конструкций малогабаритных электроакустических излучателей и приемников на основе пьезокерамики титаната-цирконата свинца ЦТС-19 и ЦТС-200 (состав разработан в НИИ пьезотехники).

При разработке излучателей и приемников акустических анемометров (в частности, основанных на частотных методах) следует учитывать, что для получения минимальных фазовых погрешностей измерения [3] необходимо:

- 1) полное совпадение частот механического резонанса излучателей и приемников;
- 2) превышение полосы пропускания излучателей и приемников над шириной спектра АМ сигнала более чем вдвое.

Кроме того, нужно учитывать требование достаточно широкой диаграммы направленности (о чем говорилось выше) и превышения уровня сигнала, снимаемого с приемника, над уровнем шума

$$\frac{V_c}{V_{ш}} \geq 5.$$

Этим требованиям удовлетворяет следующая комбинация: излучатель — полый цилиндр, приемник — пластина или стержень.

Благодаря цилиндрической симметрии излучатель имеет ненаправленную характеристику в плоскости, перпендикулярной оси симметрии. Вследствие низкой добротности он является достаточно широкополосным элементом, что облегчает согласование его с приемником.

Для изготовления излучателей целесообразно применять пьезокерамику ЦТС-200, поскольку этот состав может работать при значительно больших (по сравнению с другими пьезокерамиками) возбуждающих полях.

Пластинчатый или стержневой приемник по сравнению с цилиндрическим имеет значительно большую чувствительность (за счет высокой добротности) и узкую диаграмму направленности. Единственно, что нужно учесть при расчете такого пьезокерамического приемника — это достаточную широкополосность и минимальные размеры. Из-за необходимости точной подгонки по частоте в приемнике не всегда удается использовать максимальный пьезомодуль d_{33} .

При конструировании излучателей и приемников следует тщательно продумать вопросы креп-

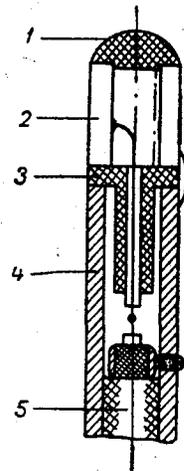


Рис. 1. Цилиндрический пьезопреобразователь.

1 — крышка-обтекатель, 2 — пьезокерамическое кольцо, 3 — соединительная втулка, 4 — держатель, 5 — кабель.

ления пьезоэлементов, так как способ механического закрепления резонаторов влияет на характеристики последних.

Одна из конструкций излучателя показана на рис. 1. Преобразователем здесь служит пьезокерамическое (ЦТС-200), радиально-поляризованное кольцо 2. Сплошной внешний электрод преобразователя служит электрическим экраном, и в этом смысле радиальная поляризация предпочтительна несмотря на то, что при тангенциальной поляризации используется максимальный пьезоэлектрический модуль.

Пьезокерамическое кольцо 2 приклеивается эпоксидной смолой к изоляционно-соединительной втулке 3, которая затем ввинчивается в держатель 4.

На рис. 2 изображена одна из конструкций приемника. Стержневой пьезопреобразователь 1 приклеивается к внутренней плоской стенке корпуса-обтекателя 2. К корпусу жестко крепится трубка-держатель 3, внутри которой проходит кабель 4. Такая конструкция герметична, а корпус-обтекатель одновременно служит электрическим экраном. Наибольший диаметр корпуса не превышает 8 мм.

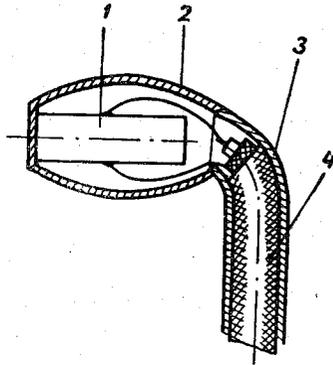


Рис. 2. Стержневой пьезопреобразователь.

Характеристики приведенных здесь излучателей и приемников (рис. 3 и 4) удовлетворяют основным требованиям, предъявляемым данными акустическими методами измерения параметров ветра и температуры воздуха.

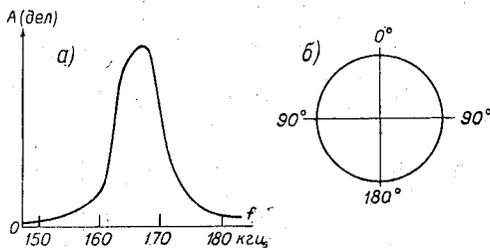


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика цилиндрического излучателя (а) и диаграмма направленности цилиндрического излучателя (б).

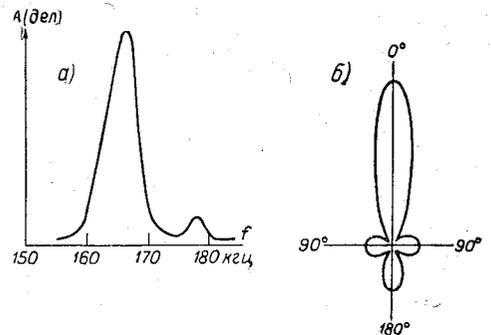


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика стержневого пьезопреобразователя (а) и диаграмма направленности стержневого пьезопреобразователя (б).

ЛИТЕРАТУРА

1. Бовшеверов В. М., Мордухович М. И. Локальные акустические методы исследования атмосферы. Вестник АН СССР, № 9, 1961.
2. Афиногенов Л. П., Попов М. В. О возможности измерения скорости движения газовых и жидких сред при помощи генерирующей системы с запаздывающей акустической обратной связью. Труды ГГО, вып. 216, 1967.
3. Попов М. В. К анализу погрешностей акустических частотных датчиков скорости ветра. См. наст. сб.
4. Брюль и Кьер. Краткий каталог. Электронные измерительные приборы, Машприборинторг, М., 1966.
5. Анянъева А. А. Керамические приемники звука. Изд. АН СССР, М., 1963.
6. Методы и приборы ультразвуковых исследований. Часть А. Физическая акустика. Под редакцией У. Мезона. Изд. «Мир», М., 1966.

ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЕТРА И ТЕМПЕРАТУРЫ

Из известных акустических методов измерения скорости ветра и температуры фазовый метод [1, 2, 3] обладает самой высокой чувствительностью и малой инерционностью.

Однако этот метод в том виде, в каком он обычно применяется [1, 2], обладает рядом недостатков, основными из которых при измерении скорости ветра являются:

1) наличие температурной погрешности, связанной с зависимостью результатов измерения от скорости звука в воздухе C ;

2) некоторая нелинейность, являющаяся следствием нелинейности связи разности фаз сигналов с измеряемой скоростью ветра V ;

3) однозначность метода только в пределах одного периода, что налагает на систему определенные ограничения.

Последний недостаток может быть уменьшен при использовании амплитудной модуляции [6], по блок-схеме, изображенной на рис. 1. Здесь

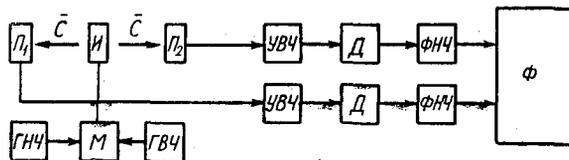


Рис. 1. Блок-схема измерения скорости ветра фазовым методом с применением амплитудной модуляции.

ГВЧ — генератор высокой частоты, *ГНЧ* — генератор низкой частоты, *М* — амплитудный модулятор, *И* — излучатель акустических колебаний, *П* — приемник акустических колебаний, *УВЧ* — усилитель высокой частоты, *Д* — амплитудный детектор, *ФНЧ* — фильтр низкой частоты, *Ф* — фазометр.

При работе по этой схеме излученные высокочастотные амплитудно-модулированные (*АМ*) колебания в каждом канале воспринимаются приемниками, усиливаются и детектируются. В итоге измеряется сдвиг фаз между огибающими *АМ* колебаний, чем достигается значительное увеличение диапазона измеряемых скоростей ветра.

При измерении температуры воздуха (скорости звука относительно среды) недостатки аналогичны:

1) наличие погрешности, связанной с зависимостью результатов измерения от скорости ветра;

2) нелинейность вследствие нелинейной связи суммы фаз сигналов с измеряемой скоростью звука.

Частотный (автоколебательный) метод [4, 5] позволяет исключить указанные недостатки фазового метода, однако он принципиально имеет большую инерционность.

Ниже рассматривается фазо-частотный метод построения акустической измерительной системы, позволяющий устранить недостатки фазового метода с сохранением его достоинств.

В рассматриваемом методе, так же как и в фазовом, определяется фазовый сдвиг между сигналами излучателя и приемника акустических колебаний, возникающий за счет запаздывания акустической волны при распространении ее от излучателя до приемника. Однако, в отличие от фазового метода, в рассматриваемом методе фазовый сдвиг не измеряется, а сравнивается с некоторой опорной фазой φ_0 (например, равной нулю или π). Полученная при этом разность фаз является сигналом рас-согласования, который используется в дальнейшем для управления частотой генератора излучаемых колебаний.

При изменении частоты меняется величина фазового сдвига φ сигналов излучателя и приемника и процесс отработки происходит до получения заданной разности фаз с определенной погрешностью, определяемой типом системы регулирования (статическая или астатическая) и ее характеристиками. Выходным параметром системы является частота управляемого генератора.

Очевидно, при фазо-частотном методе измерений сохраняются преимущества фазового метода с точки зрения чувствительности и меньшего влияния фазового сдвига в системе, поскольку используется фазовый метод выявления сигнала разбаланса. Более того, в отличие от обычного фазового метода, к точности определения величины фазы (но не ее знака) не предъявляются особые требования. Сохраняется и недостаток фазового метода, заключающийся в возможности получения (если не принять мер) неоднозначности результатов измерения. Вместе с тем подобный способ имеет основные преимущества частотного метода (удобный выходной параметр, линейность характеристики, отсутствие чисто температурной погрешности и т. д.).

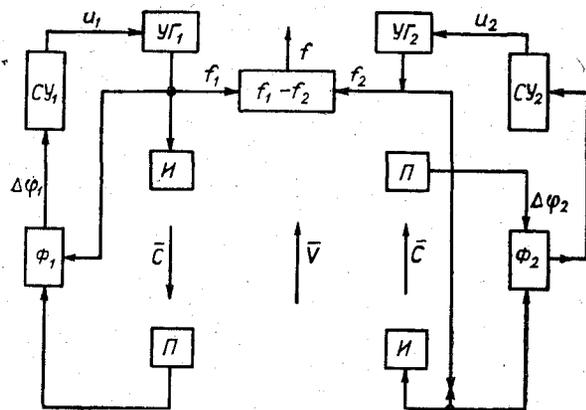


Рис. 2. Блок-схема измерения скорости ветра фазо-частотным методом.

Пример блок-схемы подобного устройства для измерения скорости ветра (для случая, когда используются две электроакустические системы без модуляции, со встречным направлением излучаемых колебаний) приведен на рис. 2. На этом рисунке УГ — управляемый генератор, СУ — схема управления, осуществляющая преобразование фазового сдвига $\Delta\varphi$

в управляющее напряжение, Φ — схема выявления разности фаз излучателя и приемника с заданной фазой. В зависимости от величины и знака этой разности ($|\Delta\varphi| < \pi$) схема управления осуществляет управление генератором УГ до получения $\Delta\varphi$, равного нулю.

Фазо-частотный метод может быть использован также в системах с модуляцией, в одноканальных системах с переключением излучателя и приемника, в системах с отражением и т. д.

Недостатком метода, помимо отмеченной выше неоднозначности, является известная сложность его реализации, например, по сравнению с частотным.

С точки зрения инерционности фазо-частотный метод занимает промежуточное положение между фазовым и частотным, несколько уступая в быстродействии фазовому методу.

Блок-схема измерения температуры отличается от приведенной на рис. 2 только тем, что в ней производится суммирование частот f_1 и f_2 .

ЛИТЕРАТУРА

1. Бовшеверов В. М., Мордухович М. И. Локальные акустические методы исследования атмосферы. Вестник АН СССР, № 9, 1961.
2. Гурвич А. С. Акустический микроанемометр для исследования микроструктуры турбулентности. Акустический журнал АН СССР, т. V, вып. 3, 1959.
3. Катус Г. П. Системы автоматического контроля полей скоростей и расходов. Изд. «Наука», М., 1965.
4. Афиногенов Л. П., Попов М. В. О возможности измерения скорости движения газовых и жидких сред при помощи генерирующей системы с запаздывающей акустической обратной связью. Труды ГГО, вып. 216, 1967.
5. Попов М. В. Некоторые методы построения акустических датчиков параметров ветра. См. наст. сб.
6. Sani L. Energia elettrica, v. 34, 3, 1957.

НЕКОТОРЫЕ МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ПАРАМЕТРОВ ВЕТРА

Как известно, принцип действия акустических приборов, предназначенных для измерения скоростей потоков, основан на том, что при распространении звуковых колебаний в движущейся среде скорость звука относительно неподвижной системы координат (закрепленных неподвижно излучателей и приемников) равна векторной сумме скорости звука относительно среды и скорости самой среды. Поэтому, если в среде, скорость движения которой измеряется, установить два электроакустических преобразователя, излучающих ультразвуковые колебания в противоположных направлениях и соответственно два приемника ультразвука, расположенных на одинаковом расстоянии от излучателей, при движении среды сигналы в двух акустических каналах приходят к приемникам с акустической разностью хода, величина которой однозначно зависит от скорости движения среды. Измерение акустической разности хода, как правило, сводится к измерению различными методами разности времени распространения ультразвуковых колебаний по потоку и против него путем:

- 1) непосредственного измерения времени распространения ультразвуковых импульсов;
- 2) измерения сдвига фаз между ультразвуковыми колебаниями, распространяющимися в противоположных направлениях в режиме непрерывного излучения;
- 3) измерения разности частот повторения пакетов или коротких импульсов ультразвуковых колебаний, распространяющихся в противоположных направлениях, причем каждый последующий пакет или импульс возбуждается предыдущим, пришедшим на приемный электроакустический преобразователь [1].

Для измерения скорости ветра наибольшее распространение получили акустические анемометры, основанные на фазовом [2], частотно-импульсном и частотно-пакетном методах [4]. Основным недостатком приборов, основанных на фазовом методе, является то, что в них принципиально невозможно полностью исключить погрешность, связанную с зависимостью скорости распространения акустических колебаний в воздухе от температуры, давления, влажности и других характеристик атмосферы, что является следствием нелинейной связи фазы со скоростью распространения акустических колебаний. Действительно, при измерении скорости ветра фазовым методом величина смещения фазы соответствующих сигналов нелинейно зависит от измеряемой скорости ветра v [1]

$$\Delta \varphi = \omega \frac{l}{c-v} - \omega \frac{l}{c+v} = 2\omega l \frac{v}{c^2 \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right)};$$

Обычно считается, что членом $\frac{v^2}{c^2}$ можно в данной формуле пренебречь. Это может быть и приемлемо при малых скоростях потоков, но совершенно недопустимо при измерении средней и мгновенной скоростей ветра, которые могут достигать 20% скорости звука в воздухе. Кроме того, как видно из приведенной формулы, $\Delta\varphi$ зависит не только от измеряемой скорости ветра, но и от скорости звука C в воздухе, которая далеко не стабильна. Она изменяется в широких пределах в зависимости от влажности, давления и особенно температуры: $C=20,1\sqrt{T}$ [7], т. е. $\Delta\varphi$ обратно пропорционален абсолютной температуре T . При изменении T на $\pm 50^\circ\text{C}$ относительно 273°K скорость звука в воздухе меняется на $\pm 10\%$. Для исключения влияния скорости звука на показания прибора при использовании фазового метода предлагалось [6] включить особый блок, который преобразовывал бы напряжение, пропорциональное фазовому смещению, в какие-либо обратно пропорциональные величины, например токи, и затем вычитал эти величины. При этом имелось в виду, что разность

$$\frac{K}{\Delta\varphi_1} - \frac{K}{\Delta\varphi_2} = K \frac{c+v}{\omega l} - K \frac{c-v}{\omega l} = \frac{2K}{\omega l} v,$$

где K — коэффициент пропорциональности — не будет зависеть от C . Однако попытка реализовать эту идею не дала положительного результата [5].

Одним из основных недостатков приборов, основанных на частотно-импульсном и частотно-пакетном методах, является зависимость погрешности измерения от крутизны фронтов импульсов, снимаемых с приемников ультразвуковых колебаний. Дело в том, что в силу искажения переднего фронта импульса при прохождении воздушного промежутка и при преобразовании его в электрический сигнал посредством пьезоэлемента возникает запаздывание запуска очередного импульса (или пакета импульсов), причем величина этого запаздывания зависит от крутизны переднего фронта излученного импульса, а также от чувствительности усилителя. В случае частотно-пакетного метода прибавляется погрешность, обусловленная искажением и заднего фронта импульса.

И, наконец, общим недостатком указанных методов является относительная сложность их приборной реализации. В работе [3] был рассмотрен частотный метод измерения скорости ветра, в значительной мере исключая указанный недостаток. Особенностью этого метода является то, что в качестве датчика скорости ветра используется автоколебательная система, включающая в себя усилитель с акустической запаздывающей обратной связью. Это позволяет непосредственно преобразовывать изменение скорости ветра в изменение частоты гармонических колебаний автоколебательной системы. Использование гармонического автоколебательного режима позволяет исключить погрешности, присущие частотно-импульсному и частотно-пакетному методам. Применение в качестве датчика скорости ветра двух включенных по балансной схеме автоколебательных систем с запаздывающими акустическими обратными связями (рис. 1) позволяет исключить погрешность измерения, присущую фазовому способу.

Измеряемая разность частот автоколебаний этих систем соответствует формуле [3]

$$f = \frac{2\pi - \varphi_0'}{\pi l} v,$$

где l — расстояние между излучателем и приемником ($l = \text{const}$); v — проекция вектора скорости ветра на направление распространения акусти-

ческих колебаний; φ'_0 — суммарный фазовый сдвиг в усилителе, излучателе и приемнике.

Из приведенной выше формулы следует: для того чтобы частота зависела только от скорости ветра, необходимо выполнить условие

$$\varphi'_0 = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = \text{const}$$

в рабочем диапазоне частот. Здесь φ_1 — фазовый сдвиг в усилителе; φ_2 — фазовый сдвиг в излучателе; φ_3 — фазовый сдвиг в приемнике.

Величину φ_1 можно считать практически равной нулю. Однако излучатели и приемники, выпускаемые нашей промышленностью, пока не обладают равномерной фазовой характеристикой в нужном диапазоне частот. Следовательно,

$$\varphi_2 + \varphi_3 \neq \text{const},$$

что приводит к нелинейности выходной характеристики. Кроме того, устройство, основанное на этом методе, получается низкочастотным

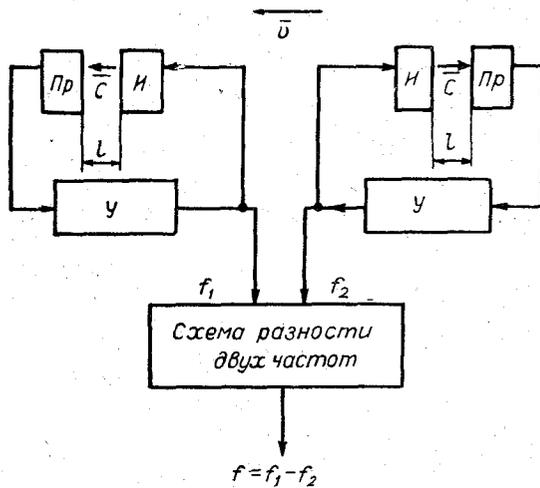


Рис. 1. Блок-схема частотного датчика скорости ветра.
Пр — приемник, И — излучатель, У — усилитель.

Это достигается тем, что в каждой автоколебательной системе с запаздывающей обратной связью применяется преобразование частоты посредством модуляции амплитуды высокочастотных колебаний, поступающих на излучатель, низкочастотными колебаниями, возникающими в автоколебательной системе за счет запаздывания сигнала в цепи обратной связи, и посредством последующей демодуляции колебаний, снимаемых с приемника ультразвука. В этом случае излучатели и приемники ультразвука работают на одной (высокой) частоте собственного механического резонанса. При использовании достаточно широкополосных преобразователей фазовый сдвиг в них практически не зависит от частоты автоколебаний. (Речь идет о сдвиге фазы низкочастотного модулирующего сигнала).

На рис. 2 изображена функциональная схема датчика скорости ветра, основанного на автоколебательном способе с преобразованием частоты. Схема содержит следующие элементы: усилитель низкой частоты (УНЧ); амплитудный модулятор (АМ); излучатель ультразвука (ИУ); приемник

в силу довольно широкого диапазона изменения измеряемой скорости ветра. А низкочастотные излучатели и приемники имеют значительные габариты (до 20 мм), вследствие чего их приходится разносить на расстояние около метра с тем, чтобы не вносить существенных искажений в движение воздушных масс.

Некоторая модификация частотного метода позволяет, во-первых, в значительной степени исключить влияние непостоянства сдвигов фаз в излучателях и приемниках акустических колебаний на результаты измерения и, во-вторых, уменьшить габариты излучателей, приемников и всего прибора в целом.

Здесь φ_0 — суммарный фазовый сдвиг низкочастотных (модулирующих) колебаний в разомкнутой системе:

$$\varphi_0 = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5,$$

где φ_1 — фазовый сдвиг в усилителе низкой частоты; φ_2 — фазовый сдвиг низкочастотных модулирующих колебаний в модуляторе; φ_3 , φ_4 — фазовый сдвиг огибающей амплитудно-модулированных колебаний в излучателе и приемнике ультразвука соответственно; φ_5 — фазовый сдвиг в демодуляторе.

Фазовые сдвиги φ_1 , φ_2 и φ_5 в общем случае зависят от частоты модулятора. Однако в сравнительно узком частотном диапазоне, в котором система будет работать, можно добиться практически постоянных фазовых сдвигов. Задая облетчается еще и тем, что эти фазовые сдвиги малы по величине.

Фазовые сдвиги φ_3 и φ_4 постоянны, поскольку излучатели и приемники работают на одной частоте. Таким образом, суммарный фазовый сдвиг φ_0 низкочастотных колебаний в рабочем диапазоне частот можно считать практически постоянным. Схема содержит две одинаковые автоколебательные системы (I и II). Вначале рассмотрим работу одной из них.

В описываемой схеме применяется преобразование частоты, которое производится следующим образом.

Высокочастотные колебания с выхода генератора высокой частоты поступают на модулятор, где они модулируются по амплитуде низкочастотными колебаниями, поступающими с выхода усилителя и облучателя. В результате западавания сигнала в цепи обратной связи усилителя на низкой частоте.

С выхода модулятора амплитудно-модулированное напряжение несутшей частоты, равной резонансной частоте излучателя и приемника, поступает на излучатель ультразвука. Распространяются в воздухе и принимаются приемником ультразвука, прием время распространения фронта излученной волны от излучателя до приемника зависит от скорости ветра.

Высокочастотное амплитудно-модулированное напряжение с выхода приемника поступает на вход демодулятора, в котором производится детектирование высокочастотных колебаний и выделение модулирующего низкочастотного напряжения. Последнее с выхода демодулятора поступает на усилитель низкой частоты.

Усиленное модулирующее напряжение подается на вход модулятора. При изменении скорости ветра будет меняться время западавания t_3 сигналов в цепи обратной связи усилителей обеих автоколебательных систем, причем если t_3 в системе I уменьшится, то в системе II оно наоборот увеличится, и наоборот. Это происходит потому, что излучатель и приемник в обеих автоколебательных системах расположены таким образом, что ультразвуковые колебания, возбудимые излучателем, распространяются в противоположных направлениях. Если частота генерации автоколебательной системы I определяется формулой (3), то частота гармонических автоколебаний системы II будет равна

$$f_2 = \frac{2\pi l}{2\pi - \varphi_0} (c - v). \quad (4)$$

Частоты f_1 и f_2 поступают на схему разности двух частот, с выхода которой снимается их разность:

$$f = f_1 - f_2 = \frac{2\pi l}{2\pi - \varphi_0} v. \quad (5)$$

Ультразвук (УЗ): амплитудный демодулятор (АД); генератор высокой частоты (ГВЧ) и схема разности двух частот. Излучатели и приемники ультразвука находятся в свободной атмосфере и вместе с ней входят в цепь обратной связи усилителя низкой частоты. Для того чтобы излученная волна достигла приемника (при отсутствии ветра), необходимо время

$$(1) \quad \tau_{с1} = \frac{c}{l}$$

где $\tau_{с1}$ — запаздывание сигнала в цепи обратной связи усилителя низкой частоты; l — расстояние между излучателем и приемником; c — скорость звука в воздухе; она равна приблизительно 340 м/сек. и не зависит от частоты акустических колебаний. Поскольку при наличии ветра скорость распространения акустических колебаний равна векторной сумме

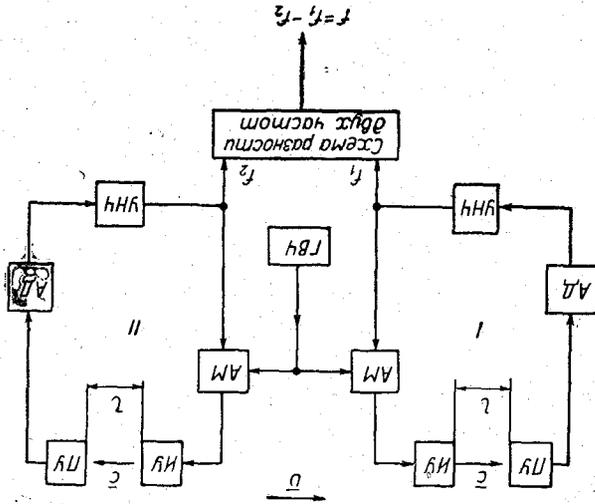


Рис. 2. Блок-схема автоколебательного датчика скорости ветра с преобразованием частоты.

скоростей ветра и звука, время запаздывания сигнала в цепи обратной связи усилителя будет зависеть от скорости ветра и однозначно определяться формулой.

$$(2) \quad \tau_{с2} = \frac{c + v}{l}$$

Здесь v — проекция вектора скорости ветра на направление распространения звука (знак плюс соответствует случаю, когда направление распространения звука и ветра совпадают).

В теории автоколебаний известны определенные класс автоколебательных систем, не содержащих колебательных элементов (объемный резонатор и др.). Установившийся колебательный процесс в этих системах возникает вследствие запаздывания сигнала в цепи обратной связи, а частота определяется временем запаздывания.

В замкнутой системе, состоящей из усилителя низкой частоты, амплитудного модулятора, излучателя, приемника и демодулятора, устанавливаются гармонические автоколебания, частота которых определяется временем запаздывания

$$(3) \quad f = \frac{2\pi - \phi_0}{2\pi - \phi_0} \frac{1}{\tau_{с2}} = \frac{2\pi - \phi_0}{2\pi - \phi_0} \frac{1}{\tau_{с1} + \tau_{с2}}$$

Как было сказано выше, f_0 можно считать в рассматриваемой схеме практически постоянным. Следовательно, частота гармонических колебаний f зависит только от скорости ветра, причем зависимость эта линейная.

Рассмотренные методы (частотный и частотный с преобразованием) могут найти применение при разработке контрольных анеморумбометров, а также при создании датчиков параметров ветра для автоматических метеостанций.

Недостатком частотных методов по сравнению с фазовым следует считать относительно большую инерционность. Поэтому устройства, основанные на частотных методах, имеют наибольший интерес для измерения средней скорости ветра. Однако быстрое действие автоколебательных схем можно увеличивать, переходя на более высокую рабочую частоту.

В заключение следует отметить, что преимущества частотного метода с преобразованием над частотным на данном этапе очевидны, однако с созданием новых электроакустических преобразователей, обладающих требуемыми характеристиками, это соотношение для ряда задач может измениться в пользу частотного метода ввиду большей простоты его реализации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Катус Г. П. Системы автоматического контроля полей скоростей и расходов. Изд. «Наука», М., 1965.
2. Бовшеверов В. М., Мордухович М. И. Локальные акустические методы исследования атмосферы. Вестник АН СССР, 1961, т. XXXI, № 9.
3. Афиногенов Л. П., Попов М. В. О возможности измерения скорости движения газовых и жидких сред при помощи генерирующей системы с запаздывающей акустической обратной связью. Труды ГГО, вып. 216, 1967.
4. Фатеев Н. П. Импульсный ультразвуковой термоанемометр. Авторское свидетельство № 134920, бюллетень изобретений № 1, 1961.
5. Кремлевский П. П. Расходомеры. Машгиз, М.-Л., 1963.
6. Шафрановская З. М. Применение ультразвука для измерения теплотехнических параметров. Приборостроение, № 4, 1956.
7. Лойцянский Л. Г. Механика жидкости и газа. Гостехиздат, М., 1957.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ КОМПЕНСАЦИОННОГО ДАТЧИКА АТМОСФЕРНОГО ДАВЛЕНИЯ

Разработанный в Главной геофизической обсерватории им. А. И. Воейкова датчик атмосферного давления [1] испытывался в 1966—1967 гг. с целью определения его инструментальной погрешности и стабильности показаний во времени. Для определения погрешностей датчика проводились сравнительные измерения атмосферного давления датчиком и контрольным прибором, в качестве которого был применен грузопоршневой барометр [2].

Измерения выполнялись сериями по 10—12 отсчетов. Результаты измерений были обработаны по сериям, а потом объединены в более крупные совокупности; затем была проведена их обработка.

Первая и третья совокупности состоят из 500 измерений, вторая — из 210.

Раздельная обработка этих совокупностей обусловлена тем, что после первых 500 измерений производилась юстировка контрольного барометра, вследствие чего показания его изменились. В последующий период, после выполнения 210 измерений, было случайно нарушено положение нульиндикатора датчика, поэтому эта совокупность также обработана отдельно.

Обработка результатов измерений производилась следующим образом. Вычислялась разность между показаниями контрольного прибора и датчика (Δ_i) и находилась величина среднего значения этой разности ($\Delta_{\text{ср}}$). Определялась величина $\delta_i = \Delta_{\text{ср}} - \Delta_i$, т. е. алгебраическая сумма случайных погрешностей датчика и контрольного прибора, и находилась величина средней квадратической погрешности $\sigma_{\text{ср}}$.

Для первой, второй и третьей совокупностей найденные значения σ и 3σ соответственно равны:

$$\begin{aligned} \sigma_1 &= \pm 0,053 \text{ мб}, & 3\sigma_1 &= \pm 0,16 \text{ мб}; \\ \sigma_2 &= \pm 0,033 \text{ мб}, & 3\sigma_2 &= \pm 0,1 \text{ мб}; \\ \sigma_3 &= \pm 0,052 \text{ мб}, & 3\sigma_3 &= \pm 0,156 \text{ мб}. \end{aligned}$$

Суммарная дисперсия $D(\delta_i) = D(\delta_{\text{д}}) + D(\delta_{\text{к}})$, где $\delta_{\text{д}}$ — погрешность датчика и $\delta_{\text{к}}$ — погрешность грузопоршневого контрольного барометра.

Для нахождения средней квадратической погрешности датчика необходимо найти дисперсию погрешности контрольного прибора.

Дисперсия $\delta_{\text{к}}$ является суммой дисперсий: дисперсии случайной погрешности контрольного прибора $\delta_{\text{к}i}$ и дисперсии отклонений его «нуля» δ_0 .

Инструкцией по эксплуатации грузопоршневого барометра предусматривается введение поправки на смещение нуля.

Наличие относительно больших межсерийных отклонений позволило поставить под сомнение эффективность ввода поправки на смещение нуля контрольного барометра. Действительно, после выполнения обработки материалов третьей совокупности с введением поправки на смещение нуля и без нее были получены следующие результаты: с вводом поправки на нуль $\sigma_3 = \pm 0,053$ мб, без ввода поправки $\sigma_3 = \pm 0,052$ мб. (Первая и вторая совокупность обработаны без ввода поправки на смещение нуля).

Таким образом, введение этой поправки не исключает погрешности контрольного барометра за счет смещения нуля. Это может быть объяснено тем, что смещение нуля может происходить как при наложении грузов (т. е. до измерения), так и при снятии их (т. е. после измерения). Найденное значение среднего квадратического отклонения «нуля» $\sigma_0 = \pm 0,037$ мб.

Учитывая, что $3\sigma_K = \pm 0,06$ мб, средняя квадратическая погрешность датчика по данным третьей совокупности равна

$$\sigma_d = \sqrt{0,052^2 - (0,02^2 + 0,037^2)} = \pm 0,031 \text{ мб.}$$

Этот вывод о величине погрешности также подтверждается следующим.

Известно, что для совокупности

$$D(\delta_c) = \frac{\sum n_i \sigma_i^2}{N} + D(\Delta_i),$$

где n_i — число измерений в серии; N — число серий; σ_i^2 — дисперсия погрешности в серии; $D(\Delta_i)$ — дисперсия среднего значения в серии около общего среднего для совокупности.

Исключим из $D(\Delta_i)$ дисперсию «нуля» контрольного барометра.

$$D'(\Delta_i) = D(\Delta_i) - D(\delta_0) = 26,42 \cdot 10^{-4} - 13,69 \cdot 10^{-4} = 12,93 \cdot 10^{-4}.$$

Тогда по приведенной выше формуле найдем:

$$D(\delta_c) = 2,70 \cdot 10^{-4} + 12,93 \cdot 10^{-4} = 15,63 \cdot 10^{-4},$$

откуда $\sigma_c = \pm 0,039$ мб. Так как $\sigma_K = \pm 0,02$ мб, то

$$\sigma_d = \sqrt{15,63 \cdot 10^{-4} - 4 \cdot 10^{-4}} = \pm 0,034 \text{ мб.}$$

Этот результат хорошо согласуется с полученным ранее.

Таким образом, полученная по результатам сравнения с грузопоршневым барометром предельная погрешность датчика $3\sigma_d = \pm 0,10$ мб.

Для проверки этого вывода были проведены две серии сравнительных измерений атмосферного давления (по 20 отсчетов) датчиком и эталонным барометром. Получены следующие результаты обработки:

$$\sigma_1 = \pm 0,02 \text{ мб для I серии;}$$

$$\sigma_2 = \pm 0,02 \text{ мб для II серии.}$$

При совместной обработке двух серий получены

$$\sigma_d = \pm 0,038 \text{ мб, т. е. } 3\sigma_d = \pm 0,11 \text{ мб.}$$

Стабильность показаний датчика во времени определялась путем сличения показаний датчика с результатами измерения атмосферного давления эталонным барометром Гидрометслужбы.

Сличения проводились 30/VII 1966 г. и 11/XI 1967 г. Разность средних отклонений при этом оказалась равной 0,03 мб.

Учитывая, что порог чувствительности датчика равен 0,02 мб, полученная разность результатов первого и второго сличений может не приниматься во внимание.

В заключение автор выражает свою благодарность Т. И. Ушаковой, Л. И. Леоновой и другим сотрудникам, оказавшим большую помощь своим участием в выполнении этих работ.

Выводы

1. На основании полученных материалов экспериментального исследования точности измерения атмосферного давления датчиком можно утверждать, что максимальная погрешность датчика (принимая ее равной 4σ) не превышает $\pm 0,15$ мб.

2. За время испытаний, длившихся более года, характеристики датчика не изменились.

3. Полученные результаты подтверждают возможность создания барометров с упругими чувствительными элементами, основанных на компенсационном принципе измерения, имеющих лучшие по сравнению с широко используемыми ртутными барометрами метрологические и эксплуатационные характеристики.

ЛИТЕРАТУРА

1. Карпуша В. Е. Компенсационный датчик атмосферного давления. Труды ГГО, вып. 216, 1967.
2. Хансуваров К. И. Исследование образцового грузопоршневого барометра 1-го разряда. Труды ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, вып. 126, 1962.

ВЛИЯНИЕ МОМЕНТОВ ТРЕНИЯ И НАГРУЗКИ АНЕМОМЕТРА НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ВЕТРА

§ 1. Состояние вопроса

Современные ветроизмерительные приборы¹ позволяют измерять среднюю скорость ветра от 1 до 40 м/сек. с допустимой погрешностью $\pm (0,5 + 0,05 V_{\text{ср}})$ м/сек. Из этого следует, что нижнее предельное значение средней скорости, равное 1 м/сек., может быть измерено с ошибкой $\pm 0,55$ м/сек., т. е. $\pm 55\%$. Мгновенная скорость ветра измеряется этими приборами от 1,5 до 60 м/сек. с допустимой погрешностью $\pm (1 + 0,05 V_{\text{мгн}})$ м/сек. Значение мгновенной скорости ветра, равное 1,5 м/сек., может быть измерено с ошибкой $\pm 1,07$ м/сек., т. е. $\pm 71\%$.

Погрешность измерения скорости ветра складывается из следующих составляющих:

а) погрешности за счет неточности изготовления ветрочувствительных элементов, измеряющих скорость ветра (чашек или винтов), что приводит к разбросу их характеристик $n = f(V)$;

б) погрешности, вносимой преобразователями скорости ветра и элементами дистанционных передач;

в) погрешности за счет завышения значений средней скорости пульсирующего потока при измерении его с помощью анемометров с вращающимися чувствительными элементами (чашки или винты);

г) погрешности за счет моментов трения и нагрузки (начальной чувствительности);

д) погрешности за счет погрешностей метода измерения (метода осреднения).

Первые четыре составляющих погрешности измерения относятся к инструментальным погрешностям, а последняя — к методическим.

Первые три и последняя составляющие погрешности были проанализированы и оценены в ряде работ [4, 5, 6, 7]. Анализ и оценка погрешностей за счет моментов трения и нагрузки (начальной чувствительности) анемометра в литературе до настоящего времени не встречались. Настоящая статья является первой попыткой разобраться в этом вопросе. Чтобы лучше представить, какое место занимает составляющая погрешности за счет моментов трения и нагрузки целесообразно коротко напомнить, что из себя представляют все остальные составляющие.

Составляющие а) и б) не нуждаются в особых пояснениях. Следует только отметить, что погрешности изготовления винтов и чашек укладываются в интервале 1,5—2% измеренного значения. Погрешность преобразователей зависит от вида выбранной схемы преобразования или дистанционной передачи. Обычно расчет этой составляющей не вызывает каких-либо технических трудностей. Задача разработчика сводится

¹ Анеморумбометр М-63, анеморумбографы М-12 и М-64 [1, 2], датчик параметров ветра для автоматической станции УАТГМС-1 [3] и др.

к тому, чтобы эта составляющая не превосходила по величине допустимого значения и не увеличивалась с изменением погодных и климатических условий.

Составляющая погрешности в) присуща только анемометрам, работающим за счет использования кинетической энергии воздушного потока. К ним относятся анемометры с вращающимися ветрочувствительными элементами (чашками или винтами). Физическая природа завышения значений средней скорости пульсирующего потока при измерении чашечными или винтовыми анемометрами достаточно подробно рассмотрена в работе [4]. Однако следует отметить, что данные о средней скорости естественного (пульсирующего) воздушного потока, полученные с помощью винтовых или чашечных приборов, приводят к меньшей погрешности при расчете средней кинетической энергии, чем при определении средней скорости переноса воздушного потока. В этом смысле данные измерений средней скорости ветра, полученные современными чашечными или винтовыми анемометрами, больше устраивают ветроэнергетиков, чем метеорологов (синоптиков).

Величина завышения средней скорости, как следует из определения, имеет положительный знак и зависит от инерции (пути синхронизации) чашек или винта, степени пульсации (коэффициента турбулентности) потока $\frac{\Delta V}{V_{\text{cp}}}$ и отношения пути, проходимого потоком за половину периода пульсации, к пути синхронизации анемометра, т. е. $\frac{V_{\text{cp}} \tau}{L}$, где $\overline{\Delta V}$ — усредненная амплитуда пульсации скорости ветра относительно его среднего значения V_{cp} ; τ — время полупериода пульсации; L — путь синхронизации.

Для винтовых анемометров (типа М-63) средние значения погрешности измерения (завышения) средней скорости при $\frac{\Delta V}{V_{\text{cp}}} \approx \frac{1}{3}$ составляют $\sim 5-6\%$, а для чашечных (типа М-12) $\sim 6-8\%$. Хотя по знаку эта погрешность и относится к систематической, вычисление ее точной величины осуществить практически сложно. Введение поправки в измерение средней скорости может быть выполнено сравнительно просто в автоматической станции типа УАТГМС-1, имеющей вычислительное устройство. Величина ошибки измерения может быть получена из формулы Шренка или Яглома [4] для случая синусоидального закона пульсации.

Методическая погрешность при измерении средней скорости ветра определяется в основном суммарной ошибкой принятого метода осреднения. В работах [5, 6 и 7] были рассмотрены практически используемые методы осреднения скорости ветра и проанализированы ошибки, присущие каждому из них. В этих работах были исследованы следующие методы: дискретного осреднения, скользящего осреднения, векторного осреднения.

Было показано, что погрешность непрерывного дискретного осреднения (погрешность экстраполяции) по сравнению со скользящим в пределе равна разности средних значений скорости ветра за соседние десятиминутки. В среднем эта погрешность может составить $8-10\%$ измененного значения.

В работах [6 и 7] было показано, что осреднение векторной величины (какой является скорость ветра) как скалярной приводит к погрешности определения средней скорости перемещения воздушной массы. Погрешность измерения представляет собой разность между средней скоростью, вычисленной как среднее арифметическое значение скалярной величины, и модулем среднего вектора скорости ветра, вычисленным по

правилам векторного осреднения. Эта погрешность тем больше, чем больше амплитуда флуктуации направления ветра относительно направления среднего вектора. В результате расчетов было получено [7], что относительная погрешность составляет +10% при среднем квадратическом значении флуктуации угла направления, равном $\pm 25^\circ$. Знак «плюс» перед значением относительной погрешности свидетельствует о том, что все существующие анемометры, в которых средняя скорость вырабатывается как среднее арифметическое значение модуля скорости ветра, дают завышенную величину скорости переноса воздушной массы. При наличии румбограммы можно вводить поправку в измеренное значение средней скорости ветра, пользуясь соответствующими формулами. В автоматических метеостанциях, имеющих вычислительные устройства, введение поправки может быть автоматизировано. Кардинальным же решением этого вопроса является создание ветроизмерительных устройств, осуществляющих векторное осреднение скорости ветра. Некоторые из таких устройств описаны в работах [6, 7].

§ 2. Влияние моментов трения и нагрузки на точность измерения

Начальная чувствительность чашечных или винтовых анемометров¹ определяется суммарными моментами трения и нагрузки преобразователей, приведенными к оси винта или чашек. Количественно начальная чувствительность измеряется величиной скорости воздушного потока, при которой момент аэродинамических сил будет равен моменту трения и нагрузки. Так как зафиксировать равенство этих моментов сравнительно сложно, практически за величину начальной чувствительности принимают значение скорости воздушного потока в момент начала вращения чашек или винта². В действительности эта скорость будет несколько больше фактической начальной чувствительности. Более точную величину начальной чувствительности получают путем вычисления среднего арифметического из значений скоростей потока в момент начала вращения при возрастании скорости и в момент прекращения вращения при убывании скорости³.

Моменты трения и нагрузки на оси анемометра определяют не только значение нижнего предела измеряемых скоростей ветра, но и градуировку прибора во всем диапазоне измерений.

Рассмотрим это на примере винтового анемометра. Градуировочное уравнение для винта с постоянным шагом с учетом трения (нагрузки на винт) имеет вид [4]

$$u = V \cdot \operatorname{tg}(\alpha - \gamma), \quad (1)$$

где u — линейная скорость вращения конца лопасти винта; V — скорость ветра; α — угол между вектором скорости ветра и плоскостью конца лопасти заторможенного винта; γ — угол между относительным вектором скорости и плоскостью конца лопасти при установившемся вращении.

Угол γ определяется величиной нагрузки (трения) на оси винта. При отсутствии нагрузки на оси винта угол $\gamma = 0$.

Проанализируем, как влияет изменение трения на точность измерения скорости ветра. Перепишем уравнение (1), заменив $\alpha - \gamma = \beta$,

$$u = V \cdot \operatorname{tg} \beta. \quad (1')$$

¹ Иногда эту величину называют порогом чувствительности.

² Работа выполняется в аэродинамической трубе.

³ Для серийно выпускаемых ветроизмерительных приборов описанный процесс определения начальной чувствительности должен быть выполнен для первой установочной партии. В дальнейшем определение начальной чувствительности может быть заменено измерением статического момента трения на оси винта или чашек при условии, что вес нагрузки на ось будет равен весу винта или чашек.

Определим относительную ошибку измерения при изменении величины γ . Для этого продифференцируем уравнение (1') по β и разделим на u

$$\delta = \frac{\partial u}{u} = \frac{2 \Delta \beta}{\sin 2\beta}. \quad (2)$$

Для анеморумбометра М-63 угол $\alpha = 45^\circ$, а угол $\gamma \approx 5^\circ$, т. е. $\beta \approx 40^\circ$. Допустим, что в процессе эксплуатации момент трения (нагрузки) будет меняться на 50%. При этом угол γ будет меняться в пределах $\Delta\gamma = \Delta\beta \approx \pm 1,5^\circ = \pm \frac{\pi}{120}$ радиан.

Подставим значение $\Delta\beta$ в формулу (2):

$$\delta = \pm \frac{2\pi}{120 \cdot 0,985} = \pm 0,053 = \pm 5,3\%.$$

Для уменьшения этой погрешности следует добиваться повышения начальной чувствительности анемометров за счет уменьшения момента трения (нагрузки), а также за счет его стабильности в процессе эксплуатации.

Особый интерес представляет исследование вопроса о влиянии момента трения (нагрузки) на точность измерения скорости ветра при значениях, близких к нижнему пределу измеряемого диапазона (1—1,5 м/сек.). Как указывалось в начале статьи, современные приборы могут допускать погрешность измерения этих значений до $\pm (55-71)\%$. Такая точность измерений малых скоростей не может удовлетворять потребителей. Если прибор при $V_1 = 1$ м/сек. покажет 0,45 м/сек., то при округлении ветер может быть оценен как «штиль».

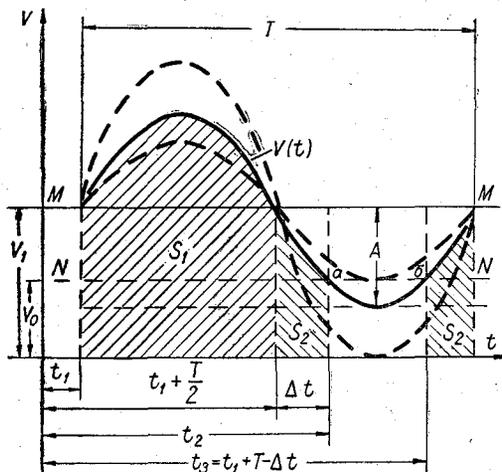


Рис. 1.

По данным «Справочника по климату СССР» [8], повторяемость скоростей ветра в пределах 0—1 м/сек. для Восточной Сибири достигает 50—60%. Для таких районов вопрос точности измерений малых скоростей приобретает особое значение.

Рассмотрим одну из причин, которая определяет точность измерений малых скоростей ветра.

Проверка анемометров в аэродинамических трубах проводится практически в ламинарном потоке. В естественных условиях приборы работают, как правило, в турбулизированной среде.

Рассмотрим случай пульсации скорости ветра около нижнего предела измерения и оценим погрешность измерения при различных соотношениях величин начальной чувствительности анемометра, нижнего предела измерения и амплитуды пульсации скорости ветра. Для удобства анализа принимаем синусоидальный закон пульсации скорости ветра относительно нижнего предела измерения.

На рис. 1 графически изображена работа анемометра при принятом законе пульсации, который в общем виде описывается следующим уравнением:

$$V = V_1 + A \sin \frac{2\pi}{T} (t - t_1). \quad (3)$$

Здесь и на рис. 1 V_1 — нижний предел измеряемого диапазона скоростей ветра (линия MM); V_0 — начальная чувствительность анемометра (линия NN); A — амплитуда синусоидальной пульсации скорости ветра; T — период пульсации.

При уменьшении скорости ветра в точке a (точка пересечения линии начальной чувствительности NN с синусоидой) момент аэродинамической силы будет равен моменту трения (нагрузки) анемометра, и последний должен остановиться¹, так как скорость ветра становится меньше начальной чувствительности. В точке b (при возрастании скорости) анемометр вновь начинает работать. В промежуток времени между точками a и b анемометр будет показывать нулевую скорость ветра, хотя в действительности скорость ветра не равна нулю. Следовательно, за период T среднее значение скорости, показанное прибором, будет меньше действительного значения. Средняя скорость ветра, показанная прибором, будет пропорциональна заштрихованной площади на рис. 1

$$V_{\text{ср}} = \frac{S_1 + 2S_2}{T}, \quad (4)$$

где $V_{\text{ср}}$ — средняя скорость, показанная прибором; S_1 — площадь, очерченная осью абсцисс и ординатами за первый полупериод; $2S_2$ — то же за второй полупериод.

Относительная погрешность измерения будет равна

$$\delta = \frac{V_{\text{ср}} - V_1}{V_1}, \quad (5)$$

где δ — относительная погрешность измерения; V_1 — нижний предел измеряемого диапазона скоростей, равный фактическому значению измеряемой скорости ветра.

Площадь

$$\begin{aligned} S_1 &= \int_{t_1}^{t_1 + \frac{T}{2}} \left[V_1 + A \sin \frac{2\pi}{T} (t - t_1) \right] dt = \\ &= V_1 t \Big|_{t_1}^{t_1 + \frac{T}{2}} + A \left[-\frac{T}{2\pi} \cdot \cos \frac{2\pi}{T} (t - t_1) \right] \Big|_{t_1}^{t_1 + \frac{T}{2}} = \frac{V_1 T}{2} + \frac{AT}{\pi}. \end{aligned}$$

Площадь

$$\begin{aligned} S_2 &= \int_{t_1 + \frac{T}{2}}^{t_1 + \frac{T}{2} + \Delta t} \left[V_1 + A \sin \frac{2\pi}{T} (t - t_1) \right] dt = \\ &= V_1 \Delta t + \frac{AT}{2\pi} \left(\cos \frac{2\pi}{T} \cdot \Delta t - 1 \right). \end{aligned} \quad (6)$$

Определим значение Δt в точке a :

$$\begin{cases} V_0 = V_1 + A \sin \frac{2\pi}{T} (t_2 - t_1); \\ t_2 = t_1 + \frac{T}{2} + \Delta t. \end{cases}$$

¹ Рассматривается случай без учета инерции анемометра.

Решив совместно эти два уравнения, получим

$$V_0 = V_1 - A \sin \frac{2\pi}{T} \Delta t.$$

Откуда

$$\sin \frac{2\pi}{T} \Delta t = \frac{V_1 - V_0}{A}; \quad (7)$$

$$\Delta t = \frac{T}{2\pi} \arcsin \left(\frac{V_1 - V_0}{A} \right);$$

$$\cos \frac{2\pi}{T} \Delta t = \sqrt{1 - \sin^2 \frac{2\pi}{T} \Delta t}. \quad (8)$$

Подставим в подкоренное выражение значение синуса из (7)

$$\cos \frac{2\pi}{T} \Delta t = \frac{1}{A} \sqrt{A^2 - (V_1 - V_0)^2}. \quad (9)$$

Подставим (8) и (9) в (6) и получим окончательное выражение для S_2

$$S_2 = \frac{T}{2\pi} \left[V_1 \arcsin \left(\frac{V_1 - V_0}{A} \right) - A + \sqrt{A^2 - (V_1 - V_0)^2} \right].$$

Общая площадь заштрихованной части

$$S = S_1 + 2S_2 = \frac{T}{\pi} \left\{ V_1 \left[\frac{\pi}{2} + \arcsin \left(\frac{V_1 - V_0}{A} \right) \right] + \sqrt{A^2 - (V_1 - V_0)^2} \right\}.$$

Средняя скорость, показанная прибором, определяется по формуле (4), в которую подставим значение S :

$$V_{cp} = \frac{1}{\pi} \left\{ V_1 \left[\frac{\pi}{2} + \arcsin \left(\frac{V_1 - V_0}{A} \right) \right] + \sqrt{A^2 - (V_1 - V_0)^2} \right\} \quad (4')$$

Относительную погрешность измерения получим подстановкой (4') в (5):

$$\delta = \frac{1}{\pi} \left[\arcsin \left(\frac{1 - \frac{V_0}{V_1}}{\frac{A}{V_1}} \right) - \frac{\pi}{2} + \sqrt{\left(\frac{A}{V_1} \right)^2 - \left(1 - \frac{V_0}{V_1} \right)^2} \right]. \quad (5')$$

Из уравнения (5') следует, что величина относительной погрешности является функцией двух независимых переменных

$$\delta = f(V_0, A).$$

Если в уравнении (5') заменить $\frac{V_0}{V_1}$ через a , $\frac{A}{V_1}$ через b , то уравнение примет вид

$$\delta = \frac{1}{\pi} \left[\arcsin \left(\frac{1-a}{b} \right) - \frac{\pi}{2} + \sqrt{b^2 - (1-a)^2} \right]. \quad (5'')$$

Результаты расчетов, выполненных по формуле (5'') для различных значений a и b , приведены на рис. 2 в виде семейства кривых $\delta = f \frac{V_0}{V_1}$.

Анализ семейства кривых относительной погрешности позволяет сделать на первый взгляд парадоксальный вывод о том, что относительная погрешность увеличивается с уменьшением амплитуды пульсации. Рассмотрим, например, случай, когда начальная чувствительность равна

нижнему пределу измеряемого диапазона скоростей ($V_0 = V_1$, т. е. $\frac{V_0}{V_1} = 1$). При амплитуде пульсации, равной также нижнему пределу измеряемого диапазона ($A = V_1$ или $\frac{A}{V_1} = 1$), относительная погрешность составляет 18%. С уменьшением амплитуды величина δ увеличивается до 47% при $A = 0,1V_1$ (в пределе при $A \rightarrow 0 \delta \rightarrow 50\%$). Погрешность имеет отрицательный знак, т. е. прибор занижает малые скорости ветра.

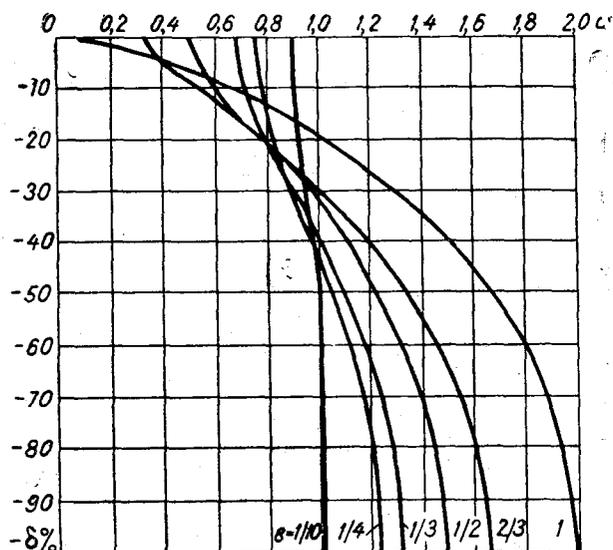


Рис. 2.

Погрешность измерения скорости V_1 достигает 100%, при начальной чувствительности $V_0 = (V_1 + A)$. При $A = V_0$ погрешность δ будет равна нулю.

Кривые $\delta = f\left(\frac{V_0}{V_1}\right)$ позволяют не только определить значение δ для известных V_0 и A , но и решить обратную задачу, т. е. определить при проектировании ветроизмерительного прибора необходимую величину начальной чувствительности анемометра с целью достижения заданной точности измерения скорости ветра, равной нижнему пределу диапазона измерения. Например, для обеспечения измерения скорости ветра $V_1 = 1$ м/сек. с погрешностью $\delta = 10\%$ необходимо, чтобы анемометр имел начальную чувствительность $V_0 = 0,53$ м/сек.

Для винтовых анемометров начальная чувствительность по направлению должна быть равна начальной чувствительности по скорости с тем, чтобы винт мог устанавливаться по потолку при V_0 .

Выводы

1. Моменты трения и нагрузки на ось ветрочувствительного элемента скорости ветра (винт или чашки) и связанная тесно с ними величина начальной чувствительности влияют на точность измерения скорости ветра на нижнем пределе измеряемого диапазона скоростей. Эта погрешность тем больше, чем больше отношение начальной чувствительности к ниж-

нему пределу измеряемых скоростей и чем меньше амплитуда пульсации скорости ветра.

2. Нестабильность моментов трения и нагрузки в процессе эксплуатации анемометров приводит к погрешности измерения скорости ветра. Величина нестабильности будет тем больше, чем больше величина моментов нагрузки.

3. Приведенные в настоящей статье формулы погрешностей измерения, а также семейство кривых $\delta = f\left(\frac{V_0}{V_1}\right)$ позволяют рассчитать погрешности измерения скорости ветра в зависимости от величины начальной чувствительности. По этим кривым можно определить необходимую величину начальной чувствительности, которой должен обладать проектируемый анемометр, чтобы с его помощью можно было измерять с заданной точностью скорости ветра, близкие к нижнему пределу диапазона измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Протопопов Н. Г. Комплект новых ветроизмерительных приборов — анеморумбометр М-63 и анеморумбограф М-64. Труды ГГО, вып. 199, 1966.
2. Стернзат М. С., Протопопов И. Г., Шадрин Е. А. Стационарный самописец ветра М-12. Труды ГГО, вып. 52, 1955.
3. Грушин С. И., Протопопов Н. Г. Датчик параметров ветра. Труды ГГО, вып. 199, 1966.
4. Протопопов Н. Г. Некоторые вопросы теории и расчета винтовых ветрочувствительных элементов. Труды ГГО, вып. 199, 1966.
5. Протопопов Н. Г. Метод и устройство для осуществления скользящего осреднения и их использование для регистрации скорости ветра. Труды ГГО, вып. 103, 1960.
6. Протопопов Н. Г. Метод и устройство для осреднения вектора скорости ветра. Труды ГГО, вып. 135, 1962.
7. Справочник по климату СССР, часть III. Ветер, вып. 1—34. Гидрометеиздат, 1966—1968.

АВТОМАТИЧЕСКИЙ НЕФЕЛОМЕТР

В настоящее время обобщена теория дальности видимости, разработана измерительная аппаратура, накоплен большой экспериментальный и наблюдательский материал, разработаны методы вычислений и расчетов дальности видимости [1, 2, 11, 12]. Однако до сих пор отмечается отставание в разработке автоматической аппаратуры, измеряющей прозрачность атмосферы и основанной на объективных методах. Существуют приборы, реализующие прямое измерение прозрачности атмосферы по полному ослаблению светового потока. Для их использования требуются большие измерительные базы и установки на капитальных опорах, затрудняющие смену раз выбранной базы. При этом диапазон измерений оказывается ограниченным сравнительно узкими пределами [3, 4, 13].

Косвенные измерения прозрачности атмосферы производятся двумя методами: 1) по контрастам удаленных объектов и 2) по яркости света, рассеянного воздухом — нефелометрический метод.

Использование первого метода для создания автоматически действующей аппаратуры связано с большими техническими трудностями и нецелесообразно ввиду малой точности определения прозрачности атмосферы, обусловленной физическими принципами, положенными в его основу [5].

Нефелометрический метод может быть положен в основу построения автоматической аппаратуры. Преимуществом этого метода по сравнению с другими является то, что он не требует удаленных объектов и огня и наличия большой измерительной базы.

Существуют нефелометры, с помощью которых измеряется рассеяние света в пробах воздуха, помещенных в закрытую камеру. Наиболее серьезным недостатком этих приборов является искажение результатов измерения метеорологической дальности видимости вследствие нарушения естественной структуры аэрозоля при оседании частиц на стенках камеры [6, 7]. Позднее в ГОИ был разработан нефелометр для измерений рассеяния света в открытом объеме [8], позволивший избежать упомянутых погрешностей. В системе Гидрометслужбы используется прибор для измерения прозрачности атмосферы по интенсивности рассеянного света назад [10].

Однако все эти приборы являются визуальными фотометрами, имеющими низкий уровень яркости полей сравнения. Это требует длительной темновой адаптации наблюдателя.

Как показывает опыт, измерения метеорологической дальности видимости на открытом воздухе с помощью нефелометров возможно лишь в темное время суток и в местности, лишенной электрического освещения.

За рубежом имеются объективные автоматические нефелометры, измеряющие рассеяние назад. Такой способ измерения рассеяния приводит к компактной конструкции прибора, но вызывает большие погрешности вследствие непостоянства значения приведенной индикатрисы рассеяния для угла 180° [14, 15].

Из сказанного следует, что современная аппаратура для измерения прозрачности атмосферы должна удовлетворять следующим требованиям: 1) должна быть автоматической; 2) производить измерения во всем диапазоне изменения прозрачности, в открытом объеме без нарушения естественной структуры аэрозоля, в любое время суток и при наличии солнечного освещения; 3) не нуждаться в больших измерительных базах и сооружении капитальных опор.

Ниже описывается автоматический нефелометр, построенный на нефелометрическом принципе, удовлетворяющий этим требованиям.

В работе [9] показано, что если стремиться к минимальной ошибке измерения метеорологической дальности видимости методом нефелометрии во всем диапазоне изменения прозрачности, то наиболее выгодным направлением будет $\varphi = 45^\circ$, все другие направления дадут большие погрешности измерения, возрастающие с уменьшением прозрачности атмосферы.

Нефелометр представляет собой автоматический, компенсационный, двухлучевой, дифференциально-нулевой фотометр, с постоянным углом наблюдения ($\varphi = 45^\circ$). В отличие от традиционных схем компенсационных двухлучевых фотометров, в нефелометре оптический ослабитель (оптический клин) помещается не на пути потока сравнения, а на пути измеряемого потока. Он содержит источник света и приемник. Автоматический нефелометр предназначен для косвенного определения метеорологической дальности видимости S посредством прямых измерений коэффициента рассеяния $\rho(\varphi)$ с последующим пересчетом по известному выражению

$$S = \frac{3}{\rho}, \quad (1)$$

где показатель рассеяния ρ есть интеграл по пространственному углу 4π от коэффициента рассеяния $\rho(\varphi)$

$$\rho = 2\pi \int_0^\pi \rho(\varphi) \sin \varphi d\varphi. \quad (2)$$

Здесь $\rho(\varphi)$ — значение коэффициента рассеяния для данного угла φ . Для приземного слоя в видимой области $\alpha = \rho$.

Как известно [9], способ измерения прозрачности атмосферы по рассеянию с постоянным углом наблюдения φ основан на предположении, что величина интегрального светорассеяния, характеризующая прозрачность атмосферы, однозначно связана с рассеянием под углом φ . Тогда отношение $\rho(\varphi)$ к ρ (или α) должно оставаться постоянным во всем интервале изменения прозрачности атмосферы, т. е.

$$\rho^*(\varphi) = \frac{\rho(\varphi)}{\rho} = \frac{\rho(\varphi)}{2\pi \int_0^\pi \rho(\varphi) \sin \varphi d\varphi} = \text{const.} \quad (3)$$

Для оценки видимости измеряется $\rho(\varphi)$ в узкой области вблизи $\varphi = 45^\circ$.

В нашем случае используется видимая часть спектра источника света. Источник света силой I освещает объем воздуха, воспринимаемый

приемником. Сила света рассеянного объема в направлении приемника $I_{\text{рас}}$ составит:

$$I_{\text{рас}} = F_1 \rho^*(\varphi) \frac{h}{\sin \varphi} \frac{3}{S}, \quad (4)$$

где F_1 — световой поток, посылаемый источником света в атмосферу; h — диаметр пучка; S — метеорологическая дальность видимости.

Пренебрегая поглощением света на пути l , имеем:

$$F_1 = T_1 I \omega_1, \quad (5)$$

где T_1 — коэффициент пропускания объектива источника света; I — сила источника света; ω_1 — пространственный угол, в котором распространяется полезный световой поток

$$\omega_1 = \frac{\pi d^2}{4 f^2}, \quad (6)$$

где d — диаметр выходного зрачка объектива; f — фокусное расстояние объектива.

При условии заполнения рассеянным светом всего сечения диафрагмы, формирующей поле зрения приемника, рассеянный поток $F_{\text{рас}}$, проходящий сквозь объектив этого приемника, составляет

$$F_{\text{рас}} = T_2 \omega_2 I_{\text{рас}}, \quad (7)$$

где T_2 — коэффициент пропускания объектива приемника; ω_2 — пространственный угол поля зрения, задаваемый диафрагмой.

Подставляя в (7) значение $I_{\text{рас}}$ из (4) и воспользовавшись (5) и (3), получим окончательно:

$$F_{\text{рас}} = I_1 T_1 T_2 \omega_1 \omega_2 \frac{\rho^*(\varphi)}{\sin \varphi} \frac{3h}{S}. \quad (8)$$

Эта формула позволяет рассчитать абсолютные величины рассеянного потока $F_{\text{рас}}$.

В момент фотометрического равновесия световые потоки F_1 и F_2 , падающие на приемник, равны между собой,

$$F_1 = F_2. \quad (9)$$

Поток F_1 поступает на фотокатод фотоумножителя, испытав рассеяние в атмосфере и пройдя объектив и оптический клин приемника, поток F_2 — достигает фотокатода, пройдя по светопроводу.

Поток F_1 обратно пропорционален метеорологической дальности видимости S и прямо пропорционален силе света источника I и коэффициенту пропускания оптического клина T .

Поток F_2 пропорционален силе света I .

С точностью до постоянного множителя выражение (9) может быть записано

$$I \frac{1}{S} T = KI, \quad (10)$$

где K — постоянный коэффициент пропорциональности.

После сокращения и логарифмирования имеем:

$$\lg S = \lg T - \lg K. \quad (11)$$

Для линейного клина, как известно, оптическая плотность D линейно распределена по длине и связана с пропусканием T логарифмической зависимостью:

$$D = D_0 - \frac{\Delta D_0}{\chi_0} \chi; \quad (12)$$

$$D = -\lg T.$$

Здесь D_0 — наибольшая оптическая плотность клина; ΔD_0 — изменение плотности на всю длину хода клина; χ_0 — длина клина; χ — положение клина в момент фотометрического равновесия, т. е. отсчет по шкале.

Воспользовавшись формулой (11), получим:

$$\lg S = - \left(D_0 - \frac{\Delta D_0}{\chi_0} \chi \right) - \lg K;$$

$$\lg S = \frac{\Delta D_0}{\chi_0} \chi - \lg K - D_0,$$

где

$$\frac{\Delta D_0}{\chi_0} = a; \quad \lg K - D_0 = b,$$

тогда

$$\lg S = a \chi + b. \quad (13)$$

Таким образом, логарифм метеорологической дальности видимости связан только с положением оптического клина, т. е. с отсчетом по шкале.

Устройство и действие прибора. Импульсная лампа 1 (рис. 1), вспышки которой синхронизированы с движением оптического коммутатора 2, посылает поочередно два световых потока F_1 и F_2 . Поток F_1 поступает на фотокатод фотоумножителя 3, испытав рассеяние в атмосфере под углом 45° к первоначальному направлению и пройдя оптический клин 4. Поток F_2 достигает фотокатод фотоумножителя 3, проходя

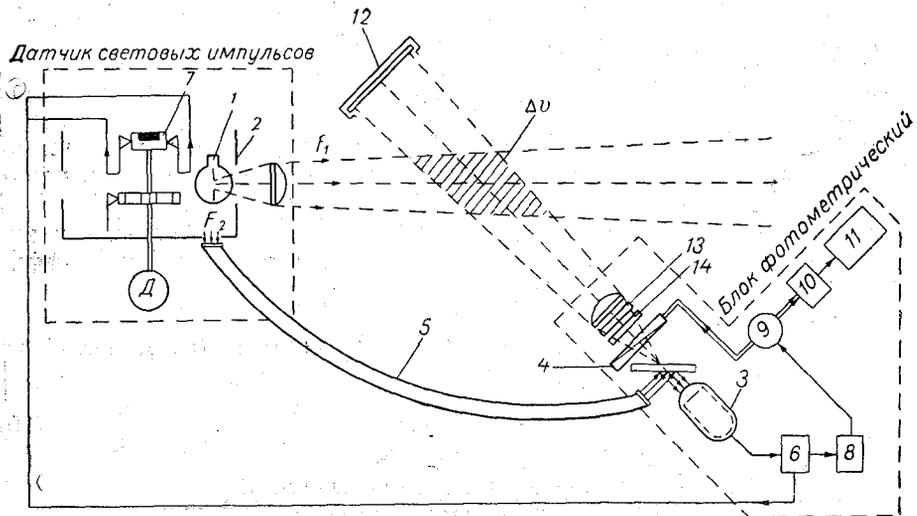


Рис. 1.

по светопроводу 5. Кратковременные импульсы, получаемые фотоумножителем, имеют длительность 10^{-6} сек. После усиления в блоке преобразования 6 они поступают на синхронный детектор 7 и, пройдя усилитель мощности 8, возбуждают следящий двигатель 9, который перемещает оптический клин 4 до тех пор, пока не установится фотометрическое равновесие.

Результат измерения с помощью потенциометра 10 передается дистанционно на самописец 11.

Освещенный датчиком световых импульсов объем Δv просматривается приемником на фоне «черного тела» 12. Это обстоятельство в сочетании с высокой яркостью луча импульсной лампы делает возможным производить измерения круглосуточно, в том числе при наличии прямого солнечного света.

Как упоминалось выше, оптический клин 4 установлен не на пути потока сравнения F_2 , а на пути измеряемого потока F_1 , в результате чего фотометр приобретает два ценных свойства:

1) уровень сравниваемых потоков на фотокатод фотоумножителя остается постоянным во всем диапазоне измеряемой прозрачности, что обеспечивает постоянство относительной погрешности измеряемой величины и постоянную крутизну следящей системы приводящей клин;

2) шкала оптического клина, плотность которого линейно распределена по длине его, оказывается линейной по отношению к логарифму метеорологической дальности видимости.

Используя клин достаточной плотности или вводя дополнительные фильтры 13 и 14, получаем возможность сколько угодно расширить пределы измерения в область малой прозрачности. Как показывает опыт, чувствительность прибора позволяет измерять также и весьма высокие значения прозрачности, вплоть до предельных.

Ниже приводится описание блоков автоматического нефелометра.

Датчик световых импульсов. В качестве источника света 1 используется импульсная лампа ИСШ-100-2 (рис. 2). С клемм трансформатора 2 снимается переменное напряжение 3 кв, которое выпрямляется на высоковольтном кенотроне 3 и заряжает накопительную емкость.

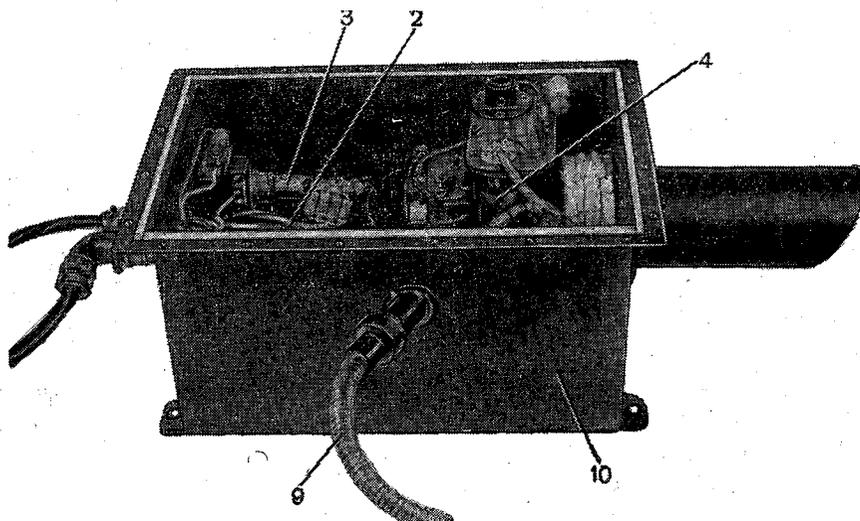


Рис. 2.

Асинхронный двигатель 4 (рис. 3) через редуктор приводит в движение четырехзубый кулачок 5, который периодически с частотой 4 гц замыкает контакт 6 в цепи поджига лампы. При замыкании контакта 6 происходит подача импульса напряжения на управляющий электрод импульсной лампы 1, которая загорается на время, составляющее примерно

10^{-6} сек. На той же оси, выше кулачка 5 закреплен коллектор 7, производящий синхронное детектирование выходного сигнала, а ниже кулачка — цилиндрический обтюратор 8 с двумя отверстиями, направляющий поочередно световой поток по двум каналам — один в атмосферу, другой на светопровод 9 (рис. 2).

Выбор требуемого уровня светового потока, передаваемого по светопроводу, обеспечивается подстрочными нейтральными светофильтрами. Для защиты от помех, создаваемых работой импульсной лампы, все узлы заключены в стальной корпус 10.

Фотометрический блок. Измеряемый световой поток рассеянного атмосферой света датчика световых импульсов

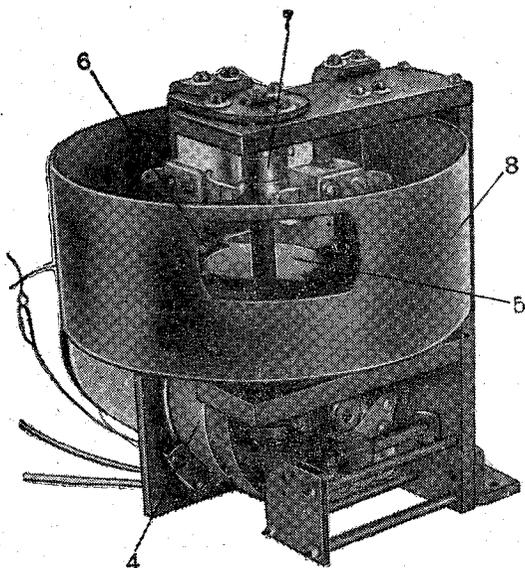


Рис. 3.

собирается оптической системой фотометрического блока. Ось этой оптической системы пересекается осью луча датчика световых импульсов под углом 45° . Пройдя бленду 11 (рис. 4), объектив 12, оптический клин 13 и диафрагму, световой поток попадает на фотоэлектронный умножитель ФЭУ-35, помещенный в стальной стакан, защищающий от наводок и по-

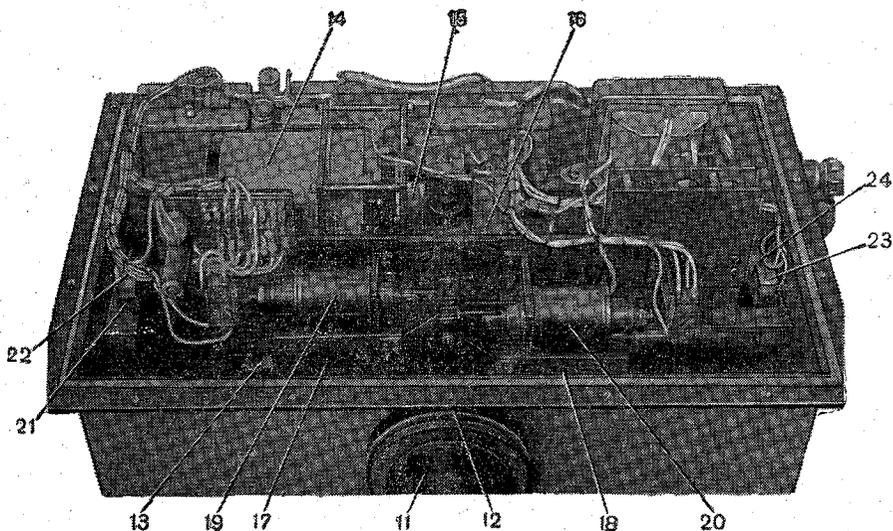


Рис. 4.

стороннего света. Питание ФЭУ-35 осуществляется от однопериодного выпрямителя, построенного на диоде D_{11} (рис. 5) и снабженного фильтром C_{19} и C_{20} с большой постоянной времени ($T=30$ сек.), что позволяет обойтись без стабилизации напряжения. Чувствительность приемного тракта в целом и соответствующий уровень сигнала на выходе усилителя устанавливается подбором с помощью R_{50} напряжения на ФЭУ-35 около 800 в. При этом чувствительность ФЭУ-35 ограничивается сравнительно узкими пределами с тем, чтобы обеспечить работу выходного каскада в пределах его динамического диапазона.

Отрицательный импульс, снимаемый с нагрузки R_{11} (рис. 5), усиливается высокочастотным пентодом L_1 в 50 раз, меняет свой знак и воспроизводится катодным повторителем L_2 , питающим цепь расширителя импульса. Накопительные емкости C_9 и C_{10} заряжаются действием кратковременного импульса $T_1=10^{-6}$ сек. через диод D_1 по цепи с малой постоянной времени. Разряд емкости на сопротивлении R_{23} происходит по цепи, постоянная времени которой $T_2=10^5 T_1$. В результате с R_{23} на катодный повторитель L_3 снимается экспоненциальный импульс, который длительностью превосходит исходный примерно в 10^5 раз. Преобразование ширины импульса происходит с потерей усиления, в результате чего амплитуда сигнала на выходе расширителя составляет 2—3 вместо 15 в на входе L_1 .

Включение L_3 по схеме катодного повторителя обеспечивает ее высокое входное сопротивление. Последовательность расширенных импульсов усиливается по амплитуде L_4 и по мощности L_5 и L_6 и поступает на механический синхронный детектор 7 (рис. 3), расположенный в датчике световых импульсов. При этом при помощи разделительной емкости C_{16} предварительно отделяется постоянная составляющая, а диодом D_2 подается положительный выброс. В результате на конденсаторах синхронного детектора C_{17} и C_{18} возникают пульсирующие напряжения отрицательной полярности, пропорциональные среднему значению световых потоков — измеряемого и потока сравнения (порядка 15 в постоянного тока).

Разность этих напряжений с помощью делителя R_{45} и R_{46} передается на сетки ламп L_5 и L_6 балансного выходного каскада. При нарушении фотометрического равновесия одно из плечей балансного усилителя L_5 и L_6 запирается, а другое отпирается. В управляющей обмотке двигателя появляется составляющая частотой 50 гц, фаза которой зависит от знака разности. В отличие от общеизвестных схем автоматических компенсаторов, для управления реверсивными асинхронными двигателями, здесь на выходной каскад поступает сигнал постоянного тока, а не переменного.

Двигатель 14 (рис. 4), получив сигнал с балансного каскада усилителя через редуктор 15, приводит в поступательное движение каретку, на которой укреплен оптический клин, до тех пор, пока не наступит фотометрическое равновесие.

С тем же редуктором 15 связан потенциометр 16, предназначенный для дистанционной передачи результатов измерения. Для расширения пределов измерения на пути измеряемого потока вводятся нейтральные светофильтры 17 и 18 с помощью электромагнитов постоянного тока 19 и 20. При уменьшении прозрачности клин движется в крайнее левое положение и пружиненный упор, закрепленный на каретке, нажимает на микропереключатель 21, электромагнит 19 срабатывает, вводит фильтр 17 и становится на блокировку через собственный контакт. При дальнейшем уменьшении прозрачности каретка продолжает двигаться дальше в ту же сторону и другим упором нажимает на микропереключатель 22, электро-

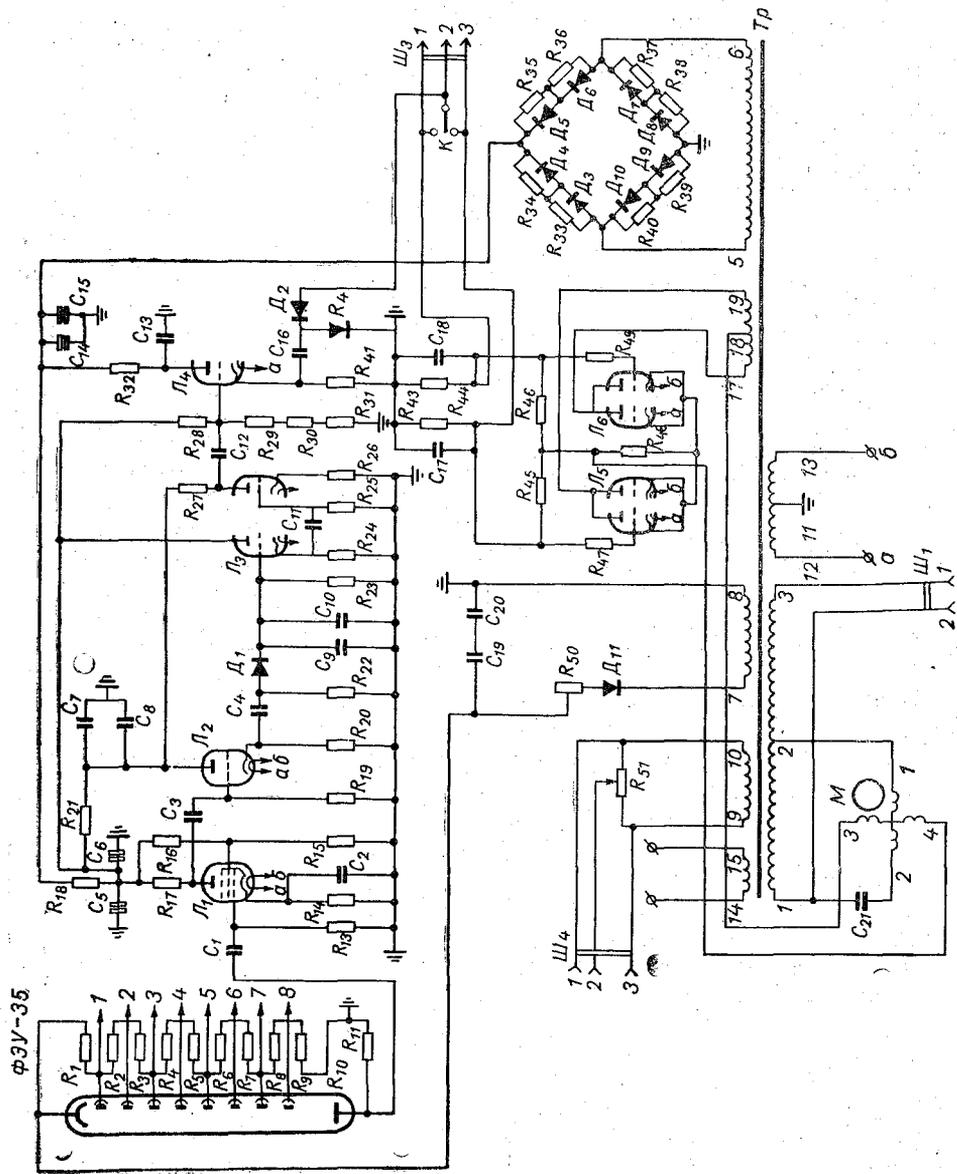


Рис. 5.

магнит 20 срабатывает, вводит фильтр 18 и становится на блокировку через собственный контакт, а при увеличении прозрачности выводятся фильтры 17 и 18 с помощью микропереключателей 23 и 24.

Общий вид автоматического нефелометра приведен на рис. 6.

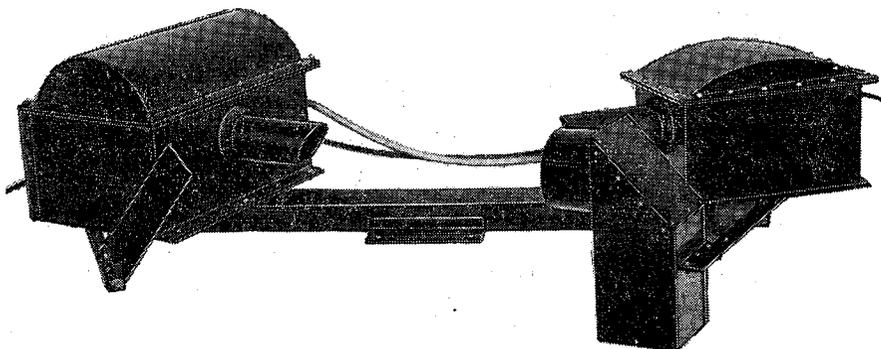


Рис. 6.

Выводы

Описанный в настоящей статье автоматический нефелометр представляет собой нефелометр с постоянным углом измерения $\varphi = 45^\circ$, построенный по схеме автоматического двухлучевого дифференциально-нулевого фотометра, предназначенного для измерения метеорологической дальности видимости.

Прибор позволяет:

1. Измерять величину светового потока с постоянным значением относительной ошибки порядка 2%.

2. Повысить точность измерения метеорологической дальности видимости за счет применения объективного метода измерения рассеянного света.

3. Измерить метеорологическую дальность видимости (S) практически в неограниченном диапазоне ее изменения, вплоть до максимальных значений.

4. Производить измерение рассеянного света в открытом объеме атмосферы, благодаря чему не нарушается естественная структура аэрозоля и не искажаются результаты измерения метеорологической дальности видимости.

5. Производить автоматическую непрерывную регистрацию измерений с записью на ленте метеорологической дальности видимости в логарифмическом масштабе.

6. Работать в любое время суток и при наличии солнца.

Автоматический нефелометр может применяться как в качестве датчика автоматической станции, так и автономного прибора с автоматической регистрацией.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шаранов В. В. Измерение и расчет видимости далеких предметов. Гостехиздат, 1947.
2. Болдырев Н. Г. Дальность видимости реальных объектов. Труды ГГО, Вып. 19 (81), 1950.
3. Попов О. И. Фотоэлектрическая установка для измерения прозрачности воздуха. Светотехника, № 1, 1947.

4. Горышин В. И. Установка для измерения и регистрации прозрачности атмосферы. Труды ГГО, вып. 100, 1960.
5. Болдырев Н. Г., Бартенева О. Д. Определение метеорологической дальности видимости по контрастам удаленных объектов. Труды ГГО, вып. 42 (104), 1953.
6. Ритынь Н. Э. Работы ГОИ по нефелометрии без измерения прозрачности атмосферы. Изв. АН СССР, сер. геогр. и геофиз. № 3, 93, 1942.
7. Белов В. Ф. Измерение основных оптических характеристик приземного слоя воздуха. Гидрометеиздат, Л., 1956.
8. Ритынь Н. Э., Лазарев В. П. Прибор для измерения индикатрис рассеяния света в воздухе. Журнал Оптико-механической промышленности, № 2, 1959.
9. Бартенева О. Д., Башилов Г. Я. О нефелометрическом методе измерения прозрачности атмосферы. Изв. АН СССР, сер. геофиз., № 4, 1961.
10. Дашкевич Л. Л., Гольберг М. А., Михайлова А. М. Нефелометрическая установка обратного рассеяния М-71 для измерения метеорологической дальности видимости в темное время суток. Труды НИИГМП, вып. 13, 1965.
11. Middleton W. E., Knowles. Visibility in meteorology. The theory and practice of the measurement of the visual range. Toronto, 1941.
12. Foitzik L. Über ein Gerät and eine Methode der Messung der Tages und Nachtsicht. Zeit. für Met. 1, 1946/1947.
13. Douglas C. A. Visibility measurements by transmissiometer. Electronics, v. 20, 1947.
14. Frank Früngel. Automatic fog warning equipment using submicrosekond light pulses. Bull. Amer. Meteorol. Soc., v. 45, N 9, 1964.
15. Güter Mückel. Ein Gerät zur Messung der Meteorologischer Sichtweite nach den Streulichtverfahren. Akademic — Verlag, Berlin, 1964.

ИМПУЛЬСНЫЙ ФОТОМЕТР С ЭЛЕКТРОННЫМ ФУНКЦИОНАЛЬНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

Фотометры для измерения метеорологической дальности видимости (МДВ) имеют на выходе параметр, пропорциональный либо коэффициенту прозрачности атмосферы, если измерительный элемент имеет линейную характеристику, либо показателю ослабления, если используется измерительный элемент с логарифмической характеристикой. Значение МДВ получают соответствующей градуировкой шкалы прибора. Если же фотометр используется в качестве датчика автоматической станции, то для получения значения МДВ необходимо выполнить дополнительное преобразование, причем последнее может в принципе выполняться как в самом датчике, так и в счетнорешающем устройстве автоматической станции. Практически не имеет значения, по какому закону изменяется выходной параметр датчика, если считывание показаний производится непосредственно по шкале прибора. Напротив, этот вопрос приобретает решающее значение при дистанционных измерениях МДВ, так как от правильного его решения в значительной степени зависит точность результатов измерений.

Указанное обстоятельство, а также ряд специальных требований, которым должны удовлетворять приборы, предназначенные для оперативного обеспечения авиации (высокая точность измерений и простота обслуживания, большая дистанционность действия при минимальных требованиях к параметрам линии связи, высокая надежность при работе в полевых условиях и т. п.) заставляют искать новые технические решения, направленные на уменьшение инструментальной погрешности и упрощение конструкции таких приборов.

Из числа разработанных до последнего времени автоматических фотометров для определения метеорологической дальности видимости наибольшее распространение получили приборы, определяющие прозрачность атмосферы путем измерения направленного пропускания света воздухом, в основе которого лежит закон Бугера, согласно которому

$$F = F_0 e^{-\alpha L}, \quad (1)$$

где F — величина светового потока, ослабленного слоем атмосферы; F_0 — начальная величина светового потока; α — показатель ослабления; L — длина пути светового луча в атмосфере.

Показатель ослабления α или коэффициент прозрачности атмосферы τ , который связан с α выражением

$$\tau = e^{-\alpha}, \quad (2)$$

определяют путём сравнения световых потоков F и F_0 при неизменной длине L измерительной базы, при этом

$$\frac{F}{F_0} = \tau^L; \quad (3)$$

$$\ln \frac{F}{F_0} = -\alpha L. \quad (4)$$

На практике пользуются понятием метеорологической дальности видимости (МДВ), значение которой, как известно, связано с коэффициентом прозрачности τ и показателем ослабления α следующим образом:

$$S_M = \frac{\ln \frac{1}{\varepsilon}}{\alpha} \quad (5)$$

или

$$S_M = \frac{\ln \varepsilon}{\ln \tau}, \quad (6)$$

где ε — порог контрастной чувствительности глаза, значение которого по исследованиям различных авторов колеблется от 0,02 до 0,07. Выбор конкретного значения ε заранее предполагает появление в отдельных случаях ошибок в определении значения МДВ. Однако, поскольку ε является субъективной характеристикой, учет его конкретного значения в каждом отдельном случае представляется до настоящего времени невыполнимой задачей. Поэтому при градуировке шкалы МДВ конкретного прибора пользуются вполне определенным значением ε , которое обычно выбирается равным 0,035.

Таким образом, числители в формулах (5) и (6) могут быть представлены постоянными величинами, в результате чего при анализе погрешностей объективных измерений МДВ субъективный параметр ε принимать участие не будет, и тогда путем логарифмирования и дифференцирования (5) с последующей заменой дифференциалов приращениями получим:

$$\frac{\Delta S_M}{S_M} = -\frac{\Delta \alpha}{\alpha}. \quad (7)$$

Отсюда видно, что относительная погрешность измерения метеорологической дальности видимости равна относительной погрешности измерения показателя ослабления.

В то же время, учитывая (5) и пользуясь (4), можем написать

$$\frac{\Delta S_M}{S_M} = \frac{S_M}{L} \left(\frac{\Delta F}{F} + \frac{\Delta F_0}{F_0} \right) \frac{1}{\ln \frac{1}{\varepsilon}}. \quad (8)$$

Отношение $\frac{\Delta F_0}{F_0}$, представляющее собой относительную погрешность определения начальной интенсивности светового потока, может заметно влиять на погрешность измерений только в фотометрах, у которых F_0 не контролируется измерительной схемой, например в фотометрах, использующих прямой метод измерения, когда передающая и приемная части прибора расположены на противоположных концах измерительной базы. В современных фотометрах, использующих дифференциальный метод измерения, когда на одном конце измерительной базы находится и приемная и передающая части прибора, а на другом конце — отражатель, опорный F_0 и измерительный F потоки попадают на фотоэлемент и контролируются измерительной схемой автоматически так, что любые изме-

нения интенсивности потока F_0 вызывают пропорциональные изменения потока F , если только отсутствуют нелинейные элементы в измерительной схеме. Полагая на этом основании в уравнении (8) $\frac{\Delta F_0}{F_0}$ равным нулю, можем написать, что

$$\frac{\Delta S_M}{S_M} = \frac{S_M}{L} \frac{\Delta F}{F} \frac{1}{\ln \frac{1}{e}}. \quad (9)$$

Очевидно, что для увеличения точности измерений выгодно увеличивать длину измерительной базы L . Однако необходимо иметь в виду, что желаемый эффект может быть достигнут только при одновременном увеличении интенсивности источника света в e^n раз, где n показывает, во сколько раз увеличена длина пути луча света. При этом если L увеличить в два раза, то интенсивность источника света необходимо увеличить более чем в 5 раз (в e^2 раз). Кроме того, существенное увеличение L усложняет задачу юстировки аппаратуры и сохранения этой юстировки во времени, и поэтому при прочих равных условиях требует расширения светового луча, что в свою очередь приводит к необходимости увеличения интенсивности источника света.

Увеличение точности измерения может быть достигнуто также за счет уменьшения ΔF , т. е. путем увеличения чувствительности аппаратуры, либо за счет увеличения интенсивности светового потока F при той же чувствительности аппаратуры, либо в результате действия обоих факторов вместе взятых.

Необходимо помнить, что реальная чувствительность аппаратуры в значительной степени определяется соотношением, в котором находится полезный сигнал и помеха.

Наибольшую опасность в данном случае представляют помехи, возникающие в результате засветки фотокатода рассеянным дневным светом, в особенности при измерении малых значений МДВ, когда интенсивность потока F наименьшая. Поэтому необходимо обеспечить достаточное превышение полезного сигнала над помехой при измерении низких значений прозрачности атмосферы, что опять-таки приводит к необходимости увеличения интенсивности источника света. Кроме того, засветка фотоприемника рассеянным дневным светом приводит к снижению чувствительности фотоэлемента и сужает динамический диапазон освещенностей, при которых фотоэлемент обеспечивает работу на линейном участке световой характеристики. Это приводит к появлению дополнительных погрешностей даже при измерении больших значений прозрачности воздуха в фотометрах, построенных по принципу компенсации световых потоков, если компенсация осуществляется по опорному световому потоку. Если же компенсацию осуществлять по измерительному световому потоку F , а опорный поток F_0 заранее ослабить в n раз, то эта погрешность может быть уменьшена. При этом n выбирается так, чтобы $\frac{F_0}{n} < F_{\min}$ [2]. Однако в этом случае сравниваемые потоки F и $\frac{F_0}{n}$ будут малы, и поэтому указанный прием может быть осуществлен только при достаточно большой интенсивности света.

Представляется также целесообразным отказаться от оптико-механических устройств, которые используются в качестве измерительных устройств в автоматических компенсационных фотометрах, и заменить их чисто электронными измерительными устройствами. При этом в случае использования источника света большой интенсивности минимальная

величина $\frac{\Delta F}{F}$, характеризующая качество прибора, может быть достигнута, как будет показано далее, достаточно простыми средствами.

Анализ показывает, что исключение из канала компенсации фотоэлемента не должно привести к уменьшению точности измерений. При использовании фотоприемников с линейной световой характеристикой в широком диапазоне освещенностей отношение между световыми потоками на входе фотоприемника будет в точности соответствовать отношению электрических импульсов на его выходе (т. е. на входе измерительного устройства), причем это отношение не будет нарушаться при изменении наклона световой характеристики (например, в результате старения фотоэлемента). Таким образом, необходимая точность измерения может быть достигнута и в этом случае.

Вопрос о том, каким должен быть выходной параметр прибора приобретает особо важное значение при передаче данных измерений МДВ на расстояние. Дело в том, что сложная зависимость между коэффициентом прозрачности атмосферы и метеорологической дальностью видимости затрудняет, с одной стороны, задачу установления соответствия между параметром (τ или α), фактически измеряемым прибором, и величиной МДВ S_m , а, с другой стороны, дает возможность решить задачу передачи данных измерений на расстояние с наименьшими погрешностями.

Действительно, анализируя (5) и (6), можно прийти к заключению, что в области низких значений коэффициента прозрачности небольшим изменениям τ соответствуют большие изменения $\ln \tau$, т. е. величины, пропорциональной показателю ослабления α . В то же время, согласно (7), относительная погрешность в определении α приводит к такой же относительной погрешности в определении S_m . Другими словами, при одной и той же допустимой величине относительной погрешности определения S_m абсолютные погрешности в определении α могут быть в несколько раз больше, чем при определении τ . При большой прозрачности атмосферы S_m меняется очень резко как в зависимости от τ , так и в зависимости от α . Для определения соотношения между допустимыми абсолютными погрешностями в определении τ и α в этой области значений S_m выполним элементарные преобразования. Пользуясь (3) и (4), можем написать, что

$$\Delta \alpha = \frac{\Delta \tau}{\tau} \quad (10)$$

или при $\tau \rightarrow 1$

$$\Delta \alpha = \Delta \tau. \quad (11)$$

Отсюда следует, что одинаковые абсолютные погрешности в определении τ и α вносят равный вклад в погрешность определения S_m в области больших значений прозрачности атмосферы.

Следовательно, параметр, пропорциональный показателю ослабления α , более предпочтителен (по сравнению с τ) при передаче данных измерений S_m на расстояние, так как дает существенный выигрыш по точности в области низких значений МДВ и не дает проигрыша в области значений МДВ.

Анализируя (5), можно утверждать, что передача по линии связи параметра, пропорционального S_m , дает выигрыш (по сравнению с α) в области высоких значений S_m , т. е. в верхней части диапазона измерений и существенный проигрыш в нижней его части.

Таким образом, при обслуживании авиации передача по линии связи параметра, пропорционального показателю ослабления α ,

является более предпочтительной по сравнению с t и S_M , так как при одной и той же дополнительной погрешности, возникающей при передаче данных измерений на расстояние, дает наименьшие потери точности при измерении малых значений МДВ.

Подводя итог вышеизложенному, можно сделать заключение, суть которого состоит в следующем. Фотометры, используемые для дистанционных измерений МДВ при обслуживании авиации, должны снабжаться источником света большой интенсивности и иметь на выходе параметр, пропорциональный показателю ослабления α . Оптико-механические устройства, связанные с электромеханическими системами автоматического регулирования целесообразно при этом заменить чисто электронными измерительными устройствами.

Ниже дается краткое описание фотометра, блок-схема которого (рис. 1) построена с учетом вышеизложенных требований. Такая копст-

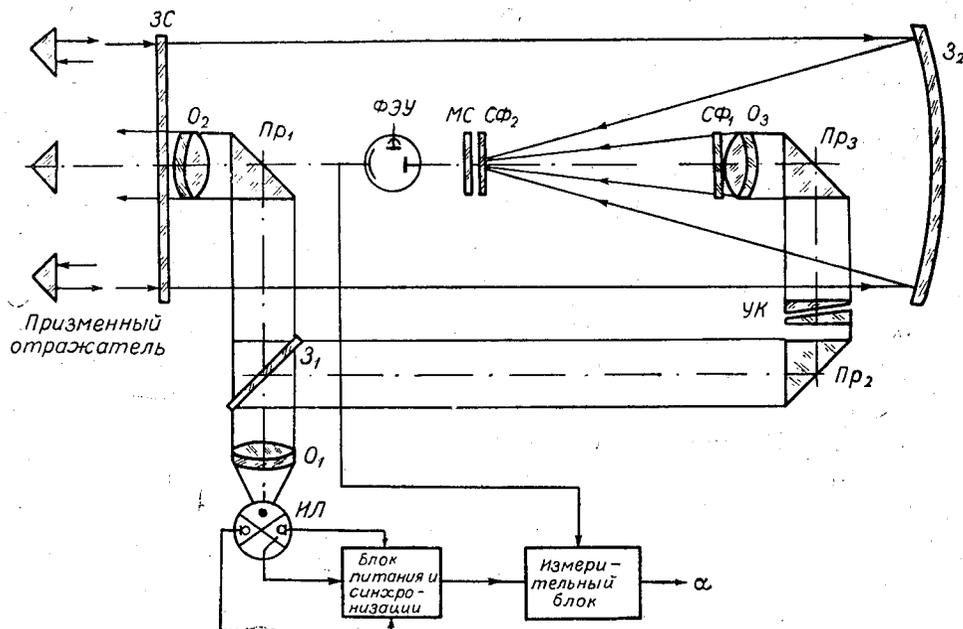


Рис. 1. Блок-схема импульсного фотометра с электронным функциональным преобразователем.

рукция фотометра позволяет достичь необходимой точности измерений при помощи достаточно простых средств, повышает надежность прибора, а также точность дистанционных измерений МДВ.

В качестве источника света в фотометре используется импульсный строботрон ИЛ с шаровым телом свечения (например, ИСШ-15), яркость которого на несколько порядков выше яркости обычных ламп накаливания.

Измерительный пучок света формируется с помощью ахроматизированного конденсатора O_1 и попадает на полупрозрачное зеркало Z_1 . Большая часть светового пучка проходит через зеркало (около 80%) и составляет измерительный пучок. Часть света отражается зеркалом в направлении призмы Pr_2 и составляет пучок сравнения. Преломляясь призмами Pr_2 и Pr_3 , луч сравнения в виде параллельного пучка попадает на объектив O_3 , который фокусирует свет на молочном стекле (МС).

Установочные клинья $УК$ из нейтрального стекла служат для регулировки начальной интенсивности светового луча. Далее свет попадает на катод фотоумножителя с жалюзийной системой умножения, обеспечивающей высокую степень линейности световой характеристики в широком диапазоне освещенностей (например, ФЭУ-16). Светофильтры $СФ_1$ и $СФ_2$ служат для фиксированной установки начальной интенсивности луча и позволяют добиться его однородности.

Вторая часть оптической схемы служит для формирования измерительного пучка света. Прошедший через полупрозрачное зеркало $З_1$ луч преломляется призмой $Пр_1$ и, пройдя через объектив $О_2$, в виде слабо расходящегося пучка направляется на отражатель. Луч, идущий от отражателя, попадает на приемное зеркало $З_2$ и, отражаясь от него, на катод фотоумножителя.

Угол расхождения светового пучка выбран таким, чтобы были допустимы значительные угловые смещения пучка относительно центра отражателя без появления дополнительной погрешности.

Электрические импульсы, являющиеся преобразованными световыми импульсами, с выхода фотоумножителя поступают на измерительный блок, работа которого синхронизируется схемой поджига импульсной лампы.

Измерительный блок представляет собой электронный функциональный преобразователь, решающий зависимость типа $\ln \frac{A}{B}$, где A и B пропорциональны интенсивностям измерительного и опорного световых потоков.

Блок-схема подобного преобразователя с временными диаграммами его работы, а также математическое обоснование принципа работы такого устройства были рассмотрены автором в [2]. Поэтому здесь кратко остановимся на некоторых результатах, полученных при испытании макета преобразователя.

Необходимо отметить, что в связи с проведенным в этой работе анализом погрешностей оказалось возможным отказаться от второй части преобразования (типа $\frac{1}{A}$), это позволило почти вдвое упростить схему преобразователя.

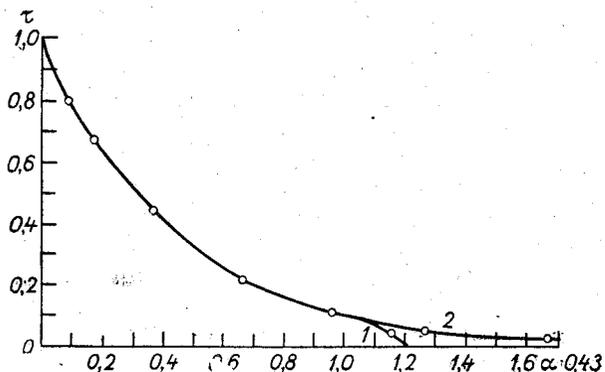


Рис. 2. Практически полученные значения α на выходе преобразователя.

Кривые, изображенные на рис. 2, представляют собой практически полученные значения α на выходе преобразователя (кривая 1) и теоретически рассчитанные значения α (кривая 2). Точки, по которым строились кривые, взяты из табл. 1. Из табл. 1 и кривых, изображенных на

на рис. 2, видно, что в диапазоне изменения τ от 0,1 до 1,0 наблюдается практически полное совпадение теоретической и экспериментальной кривых, а далее наблюдается значительное расхождение между ними. Такое расхождение, связанное с особенностями работы преобразователя, хотя и носит систематический характер, является недопустимым, так как сводит к нулю все преимущества, получаемые в результате применения преобразователя, тем более, что расхождение наблюдается в области низких значений τ , наиболее интересных с точки зрения обслуживания авиации.

Таблица 1

τ	1,0	0,80	0,67	0,44	0,22	0,11	0,055	0,022
α_1	0,0	0,09	0,170	0,360	0,660	0,960	1,16	1,20
α_2	0,0	0,09	0,176	0,356	0,658	0,959	1,26	1,658

Чтобы обойти это затруднение, предлагается использовать следующий прием. Опорный световой поток F_0 заранее ослабляется в n раз, где n — максимально возможное отношение сравниваемых световых потоков, исходя из выбранного диапазона измерений. В этом случае электрические импульсы на входе преобразователя, пропорциональные опорному и измерительному световым потокам, как бы меняются ролями и можно написать

$$U_F e^{-\alpha L} = \frac{U_{F_0}}{n}. \quad (12)$$

В этом выражении U_F и U_{F_0} — электрические импульсы по амплитуде пропорциональны световым потокам F и F_0 . Произведя логарифмирование, получим

$$\ln \frac{U_{F_0}}{U_F n} = -\alpha L \quad \text{или} \quad \ln \tau + \ln n = \alpha L. \quad (13)$$

Здесь αL представляет собой выходной параметр преобразователя либо в виде длительности импульса, либо в виде напряжения постоянного тока. Обозначив αL через t , имеем

$$t = \ln n - \alpha = \text{const} - \alpha. \quad (14)$$

Таким образом, при низких значениях прозрачности атмосферы разница в интенсивностях световых потоков F и F_0 невелика и преобразователь дает необходимую точность преобразования. Именно такое соотношение между интенсивностями потоков F и F_0 обеспечивается рассмотренной выше оптической схемой фотометра.

Чтобы расширить диапазон работы преобразователя в области высоких значений прозрачности атмосферы, предлагается осуществлять автоматическое переключение диапазона, а именно ослабление электрического импульса U_F на входе преобразователя в k раз, как только его амплитуда превысит определенное значение. Для этого случая можно написать

$$\frac{U_F}{k} e^{-\alpha L} = \frac{U_{F_0}}{n} \quad \text{или} \quad \ln \frac{k}{n} - \ln \tau = -\alpha L. \quad (15)$$

Поскольку $k < n$, окончательно получим

$$t = -\ln \frac{k}{n} - \alpha = \text{const} - \alpha. \quad (16)$$

Таким образом, необходимая точность работы преобразователя может быть обеспечена во всем диапазоне измерений метеорологической дальности видимости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Круглов Р. А., Сеньков Л. М. Импульсный фотометр. Авт. св. № 204623. Бюлл. изобретений, промышленных образцов и товарных знаков, № 22, 1967.
2. Круглов Р. А. Бесконтактные функциональные преобразователи в качестве измерительных устройств автоматических фотометров. Труды ГГО, вып. 199, 1966.
3. Горышин В. И. Об оценке точности объективных измерений метеорологической дальности видимости. Труды ГГО, вып. 169, 1965.
4. Гаврилов В. А. Видимость в атмосфере. Гидрометеоздат, Л., 1966.
5. Вафиади В. Г. Фотоэлектрическая автоматика. Изд. «Высшая школа», Минск, 1966.
6. Фрюнгель Ф. Импульсная техника. «Энергия», М.—Л., 1965.
7. Стернзат М. С. Метеорологические приборы и наблюдения. Гидрометеоздат, Л., 1968.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ВИДИМОСТИ АЭРОДРОМНЫХ ОГНЕЙ ВЫСОКОЙ ИНТЕНСИВНОСТИ

Постановка задачи

Современные аэродромы снабжены комплексом светотехнических средств, помогающих пилоту в условиях плохой видимости или ночью произвести взлет и посадку самолета. Огни высокой интенсивности (ОВИ), расположенные с обеих сторон взлетно-посадочной полосы (ВПП), и огни приближения являются эффективным средством ориентировки пилота и дают возможность в значительной степени повысить регулярность полетов. При посадке и взлете пилоту необходимо знать наибольшее расстояние, начиная с которого он может уверенно различать огни. Это так называемая визуальная дальность видимости.

В дневных условиях это большее значение из двух существующих: дальности видимости огня (ДВО) и метеорологической дальности видимости (МДВ). В ночных условиях визуальная дальность видимости равна дальности видимости огней.

Известно [1], что закон изменения освещенности, создаваемой точечным источником света в однородной поглощающей среде, определяется по уравнению Аллара.

$$E = \frac{I}{R^2} e^{-\alpha R}, \quad (1)$$

где E — освещенность; I — сила света точечного источника;

R — дальность видимости точечного источника; α — коэффициент светопоглощения среды.

Как видно из (1), с возрастанием дальности видимости освещенность быстро уменьшается и для поддержания требуемого значения освещенности необходимо резко увеличивать силу света источника I . Поэтому, чтобы при плохих метеоусловиях аэродромные огни были видны на значительном расстоянии, они должны иметь большую силу света и обладать направленностью.

Обозначим

$$T = e^{-\alpha B}, \quad (2)$$

где B — база (постоянная величина), равная пути, пройденному световым лучом в поглощающей среде.

Физически прозрачность атмосферы T представляет собой отношение светового потока на выходе базы B к начальному потоку на входе. Величина T называется прозрачностью атмосферы, она может изменяться от 0 до 1, или в процентах от 0 до 100, при этом коэффициент светопоглощения среды α соответственно изменяется от ∞ до 0. Процесс светопоглощения в атмосфере полностью характеризуется величиной T , но при этом следует учитывать значение базы B , при которой произведено измерение T .

Выражение (1) с учетом (2) принимает вид

$$E = \frac{I}{R^2} (e^{-\alpha B})^{\frac{R}{B}} = \frac{I}{R^2} T^{\frac{R}{B}}. \quad (3)$$

Определим понятие метеорологической дальности видимости и установим ее связь с прозрачностью атмосферы T и коэффициентом светопоглощения α .

При высокой освещенности в дневных условиях человеческий глаз обладает устойчивым свойством различать яркость двух достаточно больших предметов. Различие яркости предметов (или предмета и фона) характеризуется контрастом ϵ . Величина ϵ , при которой глаз перестает различать предмет на данном фоне (или начинает его различать), называется порогом контрастной чувствительности глаза. Экспериментально установлено, что в довольно широком диапазоне освещенности величина ϵ остается равной 0,02—0,03.

Из (2) при $T = \epsilon$ и $B = S$ находим, что метеорологическая дальность видимости

$$S = -\frac{\ln \epsilon}{\alpha}. \quad (4)$$

При $\epsilon = 0,02$ имеем

$$S = -\frac{3,91}{\alpha}. \quad (5)$$

Коэффициент светопоглощения α обычно на практике не применяется, поэтому определим метеорологическую дальность видимости через прозрачность атмосферы T .

Из (2) и (4) имеем

$$-\alpha B = \ln T; \quad (6)$$

$$-\alpha = \frac{\ln \epsilon}{S}.$$

Исключая из системы уравнений (6) коэффициент светопоглощения, находим

$$S = B \frac{\ln \epsilon}{\ln T}. \quad (7)$$

При $\epsilon = 0,02$ метеорологическая дальность видимости

$$S = \frac{3,91B}{-\ln T}. \quad (8)$$

Полученная из (5) или (8) величина МДВ S является максимально возможной дальностью видимости при данном α или T .

Дальность видимости ВПП всегда меньше МДВ и будет зависеть от яркости фона ВПП и неба. В тех случаях, когда дальность видимости ВПП недостаточна для безопасности взлета и посадки самолета, включаются огни высокой интенсивности.

Структурная схема решения уравнения Аллара

В [2] показано, что для определения ДВО в дневных условиях можно пользоваться уравнением (3)

$$E_d = \frac{I}{R^2} (e^{-\alpha B})^{\frac{R}{B}} = \frac{I}{R^2} T^{\frac{R}{B}} \quad (9)$$

где E_d — среднее значение порога световой чувствительности глаза днем.

Ночью при абсолютно темном фоне ДВО определяется порогом абсолютной световой чувствительности глаза ночью E_n . Поэтому для ночи получим

$$E_n = \frac{I}{R^2} T^{\frac{R}{B}}. \quad (10)$$

Таким образом определение ДВО днем и ночью можно производить путем решения уравнения Аллара (3), подставляя в него соответствующие значения порога световой чувствительности глаза. Однако отметим, что уравнение (3) справедливо для точечного источника света, имеющего равномерное излучение по всем направлениям. Фактически кривая светораспределения источника света имеет максимум, поэтому при решении уравнения (3) величина силы света огня I должна быть определенным образом выбрана.

Построим, используя уравнения (3) и (7), кривые $R=f(T)$ и $S=\varphi(T)$ при заданных B , ε , I и E . Вид кривых показан на рис. 1. Определим значения R_m и T_m в точке пересечения кривых $R=f(T)$ и $S=\varphi(T)$. В этом случае $S=R_m$. Тогда из (7) получаем

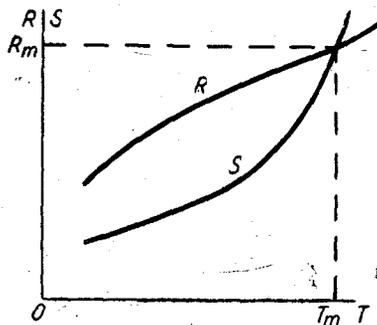


Рис. 1.

$$\ln T_m = \frac{B}{R_m} \ln \varepsilon$$

или

$$T_m = \varepsilon^{\frac{B}{R_m}}. \quad (11)$$

Подставим значение T_m из (11) в уравнение (3) и определим максимальное значение ДВО при включении огня высокой интенсивности

$$E = \frac{I \varepsilon^{\frac{B}{R_m}} \cdot \frac{R_m}{B}}{R_m^2}.$$

Откуда

$$R_m^2 = \frac{\varepsilon T}{E}, \quad (12)$$

$$R_m = \sqrt{\frac{\varepsilon I}{E}}. \quad (13)$$

Уравнения (11) и (13) дают возможность установить, до каких значений прозрачности целесообразно выключать огни высокой интенсивности при выбранных ε , I и E .

С учетом (13) уравнение Аллара (3) принимает вид

$$T^{\frac{R}{B}} = \varepsilon \left(\frac{R}{R_m} \right)^2. \quad (14)$$

Решение уравнения Аллара можно осуществить методом неявных функций. Запишем его из (3) в виде

$$T^{\frac{R}{B}} = \frac{E_n}{I} R^2, \quad (15)$$

где E_n — порог световой чувствительности глаза.

Произведем логарифмирование обеих частей уравнения (15)

$$\frac{R}{B} \ln T = 2 \ln R + \ln E_n - \ln I. \quad (16)$$

Запишем уравнение (16) в следующем виде:

$$\ln T - \frac{2B}{R} \ln R - \frac{B}{R} \ln \frac{E_n}{I} = 0. \quad (16')$$

На рис. 2 представлена структурная схема решения уравнения (16'), в которой значения дальности видимости R отсчитываются на лампах цифрового индикатора. Вычислительное устройство построено по данной структурной схеме и состоит из трех функциональных преобразователей: нуля-органа с цифровой индикацией, в который входит дискретный потенциометр с обегаяющим устройством, блока управления и блока индикации.

На нуль-орган схемы поступают соответственно три члена уравнения (16'). Первый член $\ln T$ получается после функционального преобразования прозрачности атмосферы T . Датчиком прозрачности является регистратор прозрачности атмосферы типа РДВ, расположенный на ВПП. Второй член $\frac{2B}{R} \ln R$ образуется путем функционального преобразова-

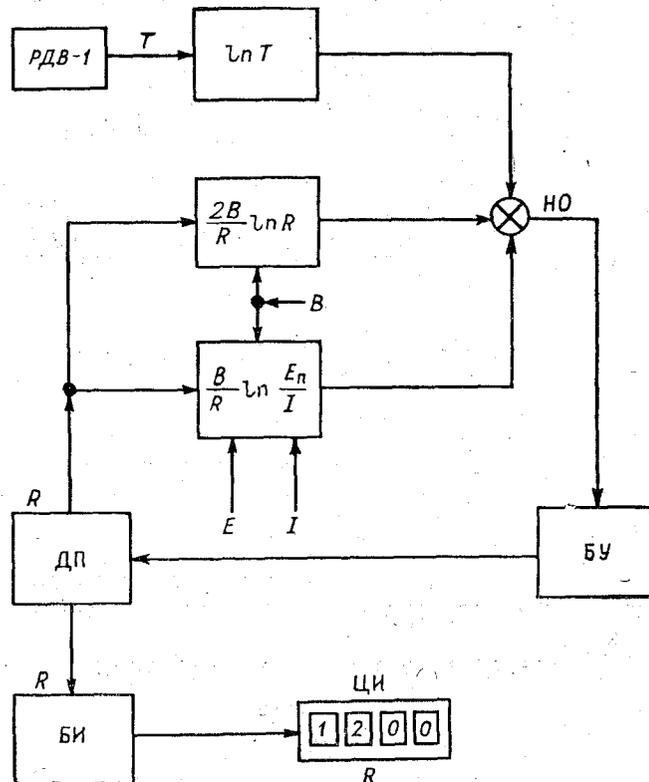


Рис. 2.

ния величины дальности видимости R в $\frac{\ln R}{R}$ и умножением на постоянный множитель $2B$. Текущие значения дальности видимости R поступают с дискретного потенциометра с помощью обегавшего устройства, работающего с частотой один раз в минуту. Третий член $\frac{B}{R} \ln \frac{E_n}{T}$ формируется следующим образом. Сначала величина дальности видимости R функционально преобразуется в $\frac{1}{R}$, а затем она умножается на постоянный множитель $B \ln \frac{E_n}{T}$. Значение величины $\ln \frac{E_n}{T}$ зависит от того, для какого случая решается уравнение: для дня или для ночи, а также от яркости огней, которая может меняться по ступеням.

Число ступеней силы света зависит от типа применяемой светотехнической системы. Обычно оно бывает не более трех. Так как уравнение (16') решается для дня и ночи, то величина $\ln \frac{E_n}{T}$ принимает шесть постоянных значений.

Когда удовлетворяется условие уравнения (16'), нуль-орган, воздействуя через блок управления и индикации, прекращает подачу импульсов на лампы цифрового индикатора (ЦИ) и одновременно останавливается обегавшее устройство. Таким образом происходит фиксация того значения дальности видимости R , поступающего с дискретного потенциометра, при котором правая часть уравнения (16') равна левой.

Решение уравнения (3) можно произвести путем двукратного логарифмирования. В этом случае получим

$$\ln B - \ln \left(\ln \frac{1}{T} \right) + \ln(\ln I - \ln E_n - 2 \ln R) = \ln R. \quad (17)$$

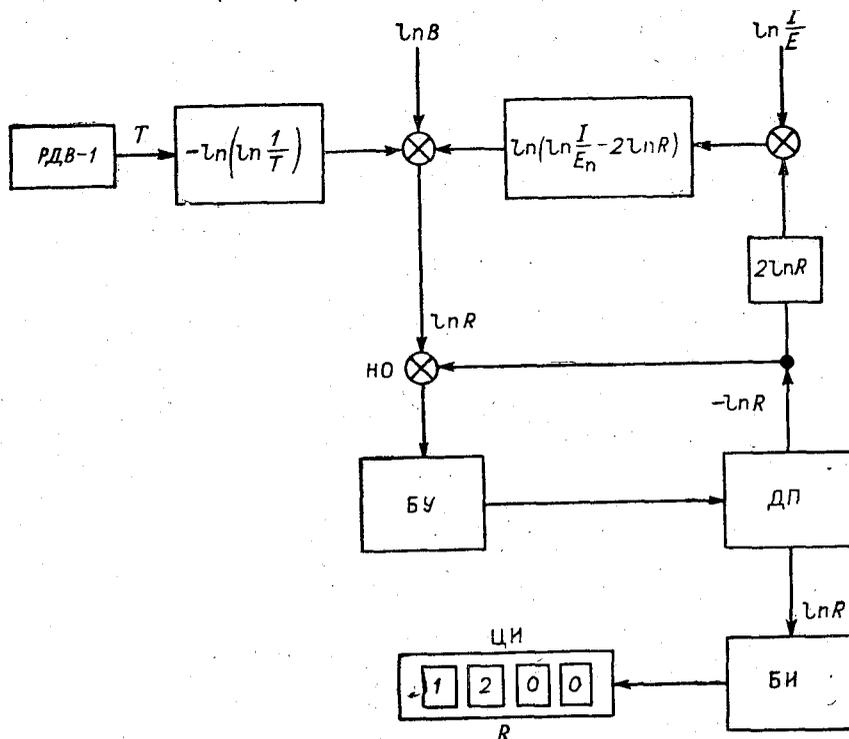


Рис. 3.

Как видно из (17), неизвестная величина R определяется в виде $\ln R$; кроме того, отсутствует действие умножения между входящими в уравнение (3) переменными. Все решение получается путем суммирования соответствующих величин.

Структурная схема решения уравнения (17) с цифровой индикацией изображена на рис. 3. На нуль-орган вычислительного устройства поступает после соответствующих преобразований три члена: $\ln R$; $-\ln\left(\ln\frac{1}{T}\right)$ и $\ln\left(\ln\frac{I}{E_n} - 2\ln R\right)$. Полученное таким образом значение $\ln R$ сравнивается со значением $-\ln R$, поступающим с дискретного потенциометра. Когда удовлетворяется условие уравнения (17), так же как и в схеме на рис. 2, на цифровом индикаторе устанавливается соответствующее значение дальности видимости огней R . При этом на лампах индикатора горят соответствующие цифры.

Испытания вычислительного устройства, изготовленного согласно структурной схеме на рис. 3, показали, что максимальная погрешность вычисления дальности видимости ОВИ равна 7%. Чем меньше величина дальности видимости, определенная вычислительным устройством, тем больше погрешность вычисления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гаврилов В. А. Видимость в атмосфере, Гидрометеоздат, Л., 1966.
2. Dickson D. R., Hoies J. V. Computation of Visual Range in Fog and Low Clouds. J. Appl. Met., April, 1963, v. 2, N 2.

АППАРАТУРА ДЛЯ ПОВЕРКИ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ПРИБОРОВ

С появлением автоматических станций типа УАТГМС и других более совершенных технических средств для измерения метеорологических элементов потребовалась разработка новых, более точных методов поверки и создание специальной поверочной аппаратуры. В работе [1] были указаны основные пути решения этой задачи и рассмотрены принципы построения аппаратуры для поверки УАТГМС. В настоящей статье кратко изложены результаты дальнейших разработок в этом направлении, выполненные под руководством автора в Центральной лаборатории поверки метеорологических приборов ГГО им. А. И. Воейкова с участием ВНИИМ им. Д. И. Менделеева.

Малогабаритная аэродинамическая труба для градуировки и поверки ветроизмерительных приборов

Для измерения скорости и направления воздушного потока применяются разнообразные ветроизмерительные приборы, охватывающие диапазон скоростей от 0,5 до 60 м/сек. и отличающиеся по принципу действия, а также конструкцией и размерами ветроприемников (приборы АСО-3, МС-13, АРИ-49, М-47, ДМС-49, М-63, М-64, М-61, М-92, СДС, термоанемометры и др.).

Каждый из этих приборов требует индивидуальной градуировки, так как при изготовлении даже приборов одного и того же типа не обеспечивается унификация ветроприемников и идентичность их аэродинамических характеристик. Кроме того, в процессе эксплуатации градуировочные характеристики ветроизмерительных приборов изменяются, что требует их периодической поверки.

В настоящее время для градуировки и поверки ветроизмерительных приборов применяются дорогостоящие и громоздкие аэродинамические трубы различной конструкции, которые могут использоваться только на заводах-изготовителях в стационарных условиях при наличии достаточно больших помещений и специального обслуживающего персонала.

В Бюро поверки УГМС широко используются портативные установки типа УПАР-01 [2], пригодные для поверки только одного типа анемометров МС-13.

В работе [3] предложен расчетный метод градуировки анемометров с использованием уравнения, связывающего скорость ветрового потока v со скоростью вращения анемометрической вертушки n

$$v = \sqrt{Nn^2 + B}.$$

При этом коэффициенты N и B уравнения, зависящие от параметров вертушки, могут быть определены по трем-четырем сравнительным

отсчетам скорости вращения вертушки и скорости потока в аэродинамической трубе при диапазоне скоростей потока от 7 до 15 м/сек.

Указанный метод дает возможность избежать необходимости градуировки анемометров во всем рабочем диапазоне скоростей и ограничиться применением малогабаритной аэродинамической трубы (со скоростью потока до 15—20 м/сек.).

В настоящей работе описывается конструкция и приводятся технические данные малогабаритной аэродинамической трубы, предназначенной

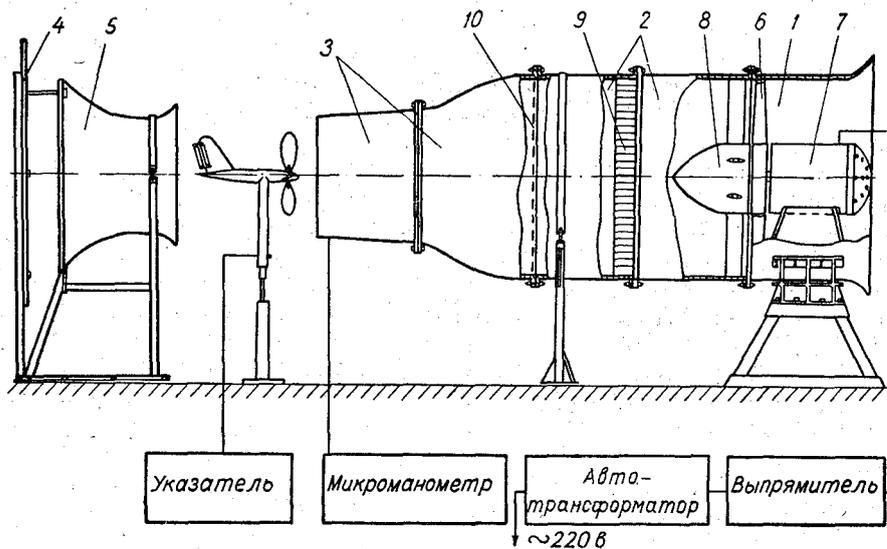


Рис. 1. Аэродинамическая труба (схема установки).

для регулировки, градуировки и поверки любых ветроизмерительных приборов в поверочных органах Гидрометслужбы. Эта труба также может быть использована в испытательных лабораториях и непосредственно на местах эксплуатации приборов.

Аэродинамическая труба (рис. 1) состоит из входного коллектора 1, форкамеры 2, сопла 3, диффузора 5 с экраном 4 и опорной рамы. Диаметр рабочей части трубы и расстояние от сопла до диффузора выбраны исходя из максимальных габаритов поверяемого ветроизмерительного прибора и составляют соответственно 550 мм и 900 мм. Длина трубы равна 4532 мм, ширина — 1200 мм, высота — 1600 мм.

Воздушный поток в трубе создается четырехлопастным вентилятором 6, приводимым во вращение электродвигателем постоянного тока 7. Вентилятор работает в нагнетательном режиме, что позволяет уменьшить общую длину трубы.

В целях увеличения эффективности действия трубы и создания обратного канала для воздушного потока применен диффузор с экраном, дающий возможность устанавливать трубу в обычной комнате с минимальными размерами 3×6×2,5 м. При установке трубы в достаточно большом помещении применение диффузора с экраном необязательно. Однако потребляемая электрическая мощность при отсутствии экрана несколько возрастает.

Для получения в рабочей части трубы достаточно равномерного ламинарного воздушного потока, обеспечивающего необходимую точность поверки ветроизмерительных приборов, применены специальные вырав-

нивающие устройства. Обтекатель 8, хонейкомб 9, спрямляющая решетка 10, установленные в форкамере, а также сопло 3 устраняют закрутку потока, уменьшают его турбулентность и скос, тем самым увеличивая равномерность потока по сечению в рабочей части.

С целью повышения эффективности действия трубы электродвигатель, установленный во входном коллекторе, закрыт цилиндрическим кожухом. Электродвигатель центрируется и устанавливается на специальной раме, жестко связанной с опорой.

Конструктивно (рис. 2) аэродинамическая труба выполнена в виде отдельных секций, соединяющихся между собой фланцами с помощью

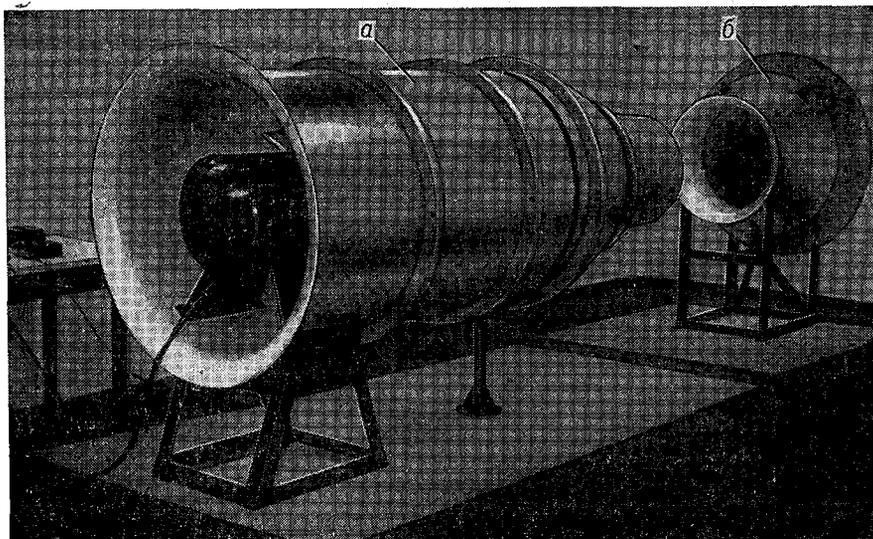


Рис. 2. Аэродинамическая труба (общий вид аппаратуры).

а — труба, б — диффузор с экраном.

болтов и гаек. Для повышения эксплуатационной надежности, прочности и уменьшения общего веса секции трубы и лопасти вентилятора выполнены из стеклопластика. Для облегчения перевозки и монтажа трубы форкамера и сопло состоят из двух отсеков.

При изготовлении каждого отсека трубы из стеклопластика используется деревянная модель, наружная поверхность которой должна быть тщательно обработана. На эту модель наматывается нужный слой стеклоткани и пропитывается полиэфирной смолой. Отвердителем служит нафтанат кобальта, пластификатором — гипериз. Полная полимеризация примененного состава происходит при комнатной температуре.

При работе в трубе могут быть заданы различные значения скорости потока от 0,8 до 20 м/сек.

Верхний предел создаваемой скорости может быть увеличен, если использовать сменное сопло с меньшим диаметром выходного сечения, т. е. с большим коэффициентом поджатия потока. Плавное регулирование скорости воздушного потока обеспечивается с помощью кремниевого вентиля, включенного последовательно с обмоткой возбуждения электродвигателя. Напряжение, подаваемое на вентиль, регулируется автотрансформатором типа ЛАТР-1, включенным в сеть.

Питание трубы производится от сети переменного тока напряжением 220 в. Потребляемая электрическая мощность не превышает 2,2 квт.

В качестве образцового прибора для измерения скорости потока в трубе может быть использован пневмометрический анемометр [4]. Для повышения точности поверки целесообразно применить импульсный ультразвуковой анемометр [6, 10]. В отличие от обычных способов измерений, такой метод обеспечивает получение абсолютного значения скорости потока и не требует градуировки анемометра. При его использовании нет необходимости учитывать изменения температуры воздуха и атмосферного давления во время поверки.

Ультразвуковой анемометр [10] состоит из приемной головки, устанавливаемой на специальной стойке в рабочем сечении трубы перед поверяемым прибором, и измерительного устройства, соединенного с головкой кабелем. В головке находятся пьезокерамические преобразователи, образующие два ультразвуковых канала, которые направлены под углом к потоку. При таком расположении каналов исключается затенение потока анемометром и искажение поля скоростей.

Измерительное устройство состоит из блока генерирования и приема ультразвуковых импульсов, блока счета частоты импульсов в каналах и измерителя разностной частоты и реле времени, необходимого для осреднения показаний анемометра.

Поверка и градуировка ветроизмерительных приборов сводятся к сравнению их показаний на задаваемых точках со скоростью потока, измеренной и осредненной за необходимое время ультразвуковым импульсным анемометром. Уравнение для скорости потока имеет вид

$$v = \frac{Nl}{t \sin 2\alpha},$$

где v — абсолютное значение скорости потока в трубе, м/сек., N — показания ультразвукового анемометра в виде разностей частоты импульсов, l — диаметр трубы, t — время осреднения, α — угол наклона анемометра к оси трубы.

Из приведенного выражения видно, что показания анемометра не зависят от температуры и давления воздуха, как это имеет место при использовании микроанометра. Погрешность измерения скорости потока в трубе не превышает 2%.

При поверке ветроизмерительных приборов в аэродинамических трубах малого диаметра в некоторых случаях необходимо учитывать эффект изменения скорости, вносимый поверяемым прибором. Известно, что в аэродинамической трубе с открытой рабочей частью скорость потока в области расположения модели будет меньше, нежели скорость, измеренная трубкой Пито — Праנדтля или другим прибором, расположенным на выходе из сопла трубы [5, 4]. Изменение скорости в области модели за счет наличия самой модели носит название эффекта загромождения моделью потока. Поправки, учитывающие это влияние, выражаются в виде

$$v_{\text{ист}} = v_{\text{изм}}(1 - \varepsilon_m),$$

где $v_{\text{ист}}$ — скорость потока в области модели, $v_{\text{изм}}$ — скорость потока, измеренная на выходе из сопла, ε_m — коэффициент загромождения

$$\varepsilon_m = \tau \lambda \left(\frac{F_{\text{мид. мод}}}{F_{\text{р. ч}}} \right)^{3/2},$$

τ — коэффициент, зависящий от формы сечения и типа рабочей части трубы, ($\tau = -0,206$ для труб с открытой рабочей частью круглого сечения), λ — коэффициент, зависящий от формы модели (для анемометров он зависит от формы лопастей, их числа, угла установки и может быть определен экспериментальным путем), $F_{\text{р. ч}}$ — площадь поперечного сечения рабочей части трубы, $F_{\text{мид. мод}}$ — площадь проекции лопастей на плос-

кость, перпендикулярную их оси вращения, $F_{\text{мид. мод}} = 0,4F_{\text{в}}$ ($F_{\text{в}}$ — площадь, ометаемая вертушкой).

Поправка на загромождение, таким образом, для данного анемометра зависит от площади сечения рабочей части трубы, в которой он поверяется.

В настоящее время такие приборы, как анеморумбограф М-64, диаметр винта которого равен 400 мм, поверяются в трубе с сечением $0,6 \times 0,9$ м. Площадь проекции лопастей занимает примерно 12% площади сечения рабочей части.

С целью определения поправки на загромождение для трубы с сечением $0,6 \times 0,9$ м были проведены предварительные испытания. Два прибора М-64 юстировались в этой трубе при скорости 30 м/сек., затем производилась поверка узла средней скорости. Вторично эти приборы поверялись при тех же значениях скорости потока в трубе круглого сечения диаметром 2 м, для которой $\frac{F_{\text{мид. мод}}}{F_{\text{р.ч}}} = 0,013$, т. е. площадь проекции лопастей занимает 1,3% площади сечения рабочей части.

Результаты испытаний приведены в табл. 1.

Таблица 1					
Скорость потока в трубе, м/сек.	5	10	20	30	39
Показания приборов:					
Труба сечением $0,6 \times 0,9$ м при $F_{\text{мид. мод}}/F_{\text{р.ч}} = 12\%$	4,9	10,1	19,7	29,4	37,8
Труба диаметром 2 м при $F_{\text{мид. мод}}/F_{\text{р.ч}} = 1,3\%$	—	9,7	19,7	30,0	38,2

Из табл. 1 видно, что расхождения в показаниях приборов при их поверке в малой и большой трубе определяются точностью проведения эксперимента, т. е. для трубы сечением $0,6 \times 0,9$ м поправку на загромождение для указанных приборов вводить не требуется.

Исходя из этого предлагаемая малогабаритная аэродинамическая труба должна иметь диаметр рабочей части 600 мм. В целях уменьшения общих габаритов трубы и потребляемой мощности оказалось целесообразным уменьшить диаметр рабочей части до 550 мм. Площадь проекции лопастей крыльчатки прибора М-64 занимает в этом случае 13% площади сечения рабочей части. Поправка на загромождение при поверке ветровых приборов может быть определена указанным выше методом.

Образцовая установка для поверки барометрических приборов

При поверке приборов, измеряющих и регистрирующих атмосферное давление, в настоящее время используются ртутные образцовые барометры и манометры типа МБП. Эти приборы непригодны для транспортировки, требуют надлежащих условий хранения для обеспечения постоянства своих инструментальных поправок и не обеспечивают необходимую точность поверки датчиков УАТГМС, которые имеют погрешность измерений порядка $0,15 \div 0,2$ мб.

Для обеспечения поверки датчиков давления такого класса точности необходим контрольный прибор с погрешностью измерений не ниже $\pm 0,05$ мб [11, 12]. Контрольный прибор должен быть также переносным и пригодным для поверки датчиков в широком диапазоне давления непосредственно на местах эксплуатации УАТГМС.

Для решения поставленной задачи была разработана бароустановка с применением грузопоршневого манометра абсолютного давления [13]. Установка обеспечивает задание абсолютного давления в пределах 200—1100 мб и измерение давления во всем диапазоне с погрешностью, не превышающей $5 \cdot 10^{-2}$ мб.

На установке могут поверяться, во-первых, контрольные и инспекторские ртутные барометры и, во-вторых, барометры-анероиды, барографы

и датчики давления метеостанций и радиозондов в широком диапазоне давлений с высокой степенью точности. Это стало возможным благодаря применению грузопоршневого манометра дифференциального типа.

Грузопоршневой блок манометра установки, как видно из рис. 3 смонтирован на жестком сварном каркасе 1, состоящем из двух горизонтальных плат, скрепленных вертикальными стойками. В центре плат установлены верхний 2 и нижний 3 измерительные цилиндры, в которые с минимальным зазором, заполненным специальным маслом, вставлен плавающий поршень 4, снабженный устройством для навески на него уравнивающих грузов 5 и связанной с тягой рамной конструкции 6, с помощью которой передается усилие на квадрантные веса и фиксируется перемещение поршня.

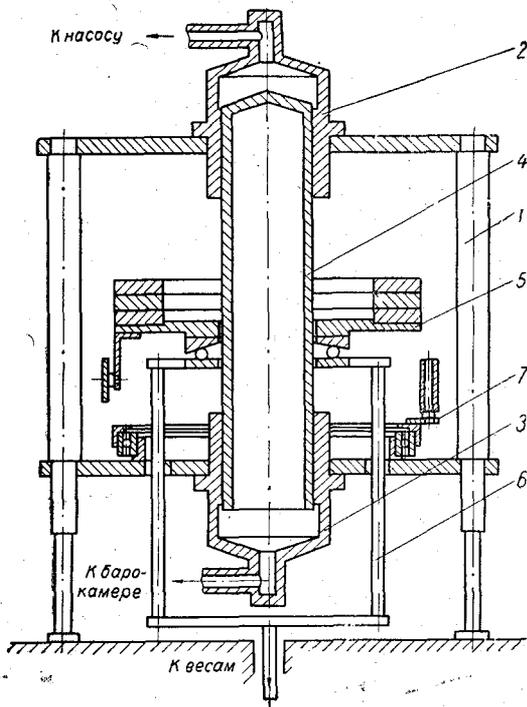


Рис. 3. Грузопоршневой манометр.

Для устранения вредного влияния сил «сухого» трения на измерения поршню придается вращательное движение вокруг его вертикальной оси при помощи поводкового механизма 7, входящего в зацепление с тягой, и электродвигателя (на рис. 3 не показаны).

Схема и общий вид всей установки приведены на рис. 4 и 5. В установку входят следующие главные узлы, приборы и вспомогательное оборудование:

- 1 — грузопоршневой манометр абсолютного давления (МАД);
- 2 — квадрантные веса модели ВЛТК-5 с пределами измерения 5000 г и ценой деления 1 г;
- 3 — стол для размещения МАД и весов;
- 4 — откачивающая система для МАД, состоящая из а — вакуумного насоса модели ВН-461м, б — паромасляного диффузионного насоса с воздушным охлаждением типа ИВО-40м, в — балластного объема;
- 5 — вакуумметр термомпарный типа ВТ-2А с вакуумной лампой ЛТ-4м для измерения разреженности в верхнем цилиндре МАД;
- 6 — откачивающая и нагнетательная системы для создания в рабочей камере б давления, состоящая из: а — вакуумного насоса модели

ВН-461м, *б* — балластного объема, *в* — нагревателя давления — ручного насоса, *г* — резиновой груши;

7. Три крана (*A*, *B* и *B*) для управления откачивающей и нагревательной системами 4 и 6. Эти краны дополнены фильтрами от пыли.

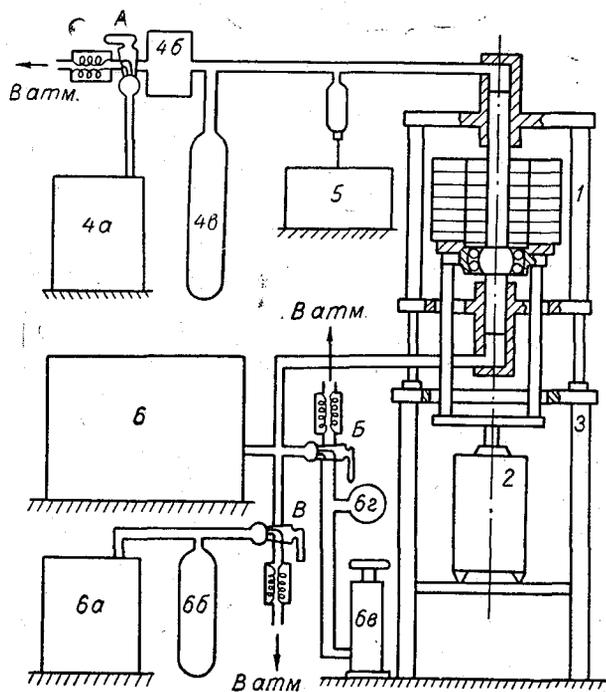


Рис. 4. Схема установки для проверки барометрических приборов.

Работа на установке заключается в следующем. Сначала приводится в действие откачивающая система 4 (вакуумный насос 4а и затем паромасляный диффузионный насос 4б), что создает в верхнем цилиндре МАД необходимую для его работы разреженность, при которой остаточное абсолютное давление не превосходит $1 \cdot 10^{-3}$ мб. Такое остаточное давление можно считать пренебрежимо малым и не учитывать при отсчете показаний МАД. Остаточное давление измеряют и контролируют посредством вакуумметра термодарного 5 с вакуумной лампой, соединенной вакуумным трубопроводом с верхним цилиндром МАД.

Кран *A* откачивающей системы 4 предназначен для соединения вакуумного насоса 4а с атмосферой или с паромасляным диффузионным насосом 4б.

Поверяемые приборы помещаются в барокамеру 6, имеющую смотровое окно.

Абсолютное давление до 200 мб получают посредством вакуумного насоса 6а, причем кран *B* дает возможность постепенно достичь необходимого значения давления.

Абсолютное давление от 200 мб до атмосферного получают при осторожном открывании крана *B*, соединяющего рабочую камеру с атмосферой. При этом кран *B* должен быть поставлен в положение, отключающее вакуумный насос 6а от рабочей камеры.

Абсолютное давление от атмосферного до 1100 мб получают посредством нагнетательного насоса *б* и для постепенного повышения до желаемого значения пользуются резиновой грушей *в*.

Поверка барометрических приборов на установке может быть осуществлена двумя способами:

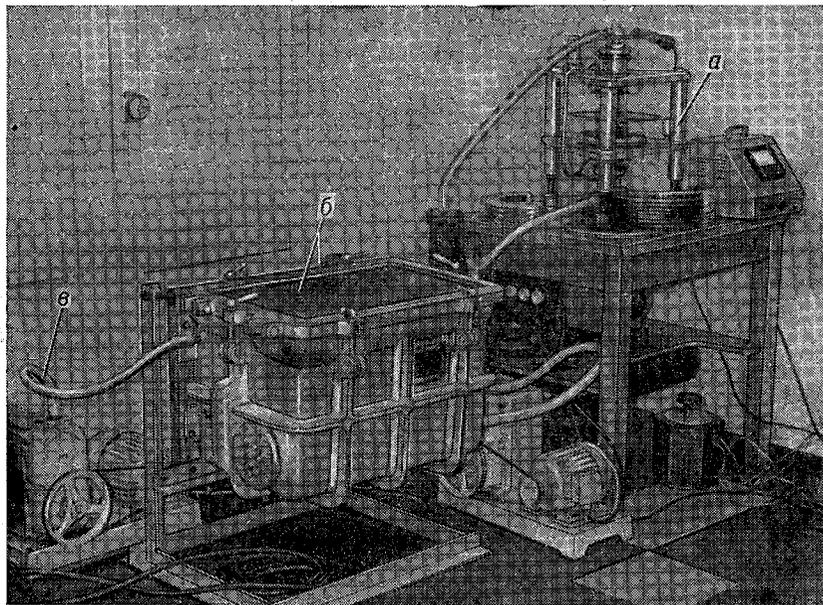


Рис. 5. Общий вид установки.

а — грузопоршневой манометр, *б* — барокамера, *в* — откачивающая система.

1. Поверка производится при существующем атмосферном давлении (поверяются контрольные и инспекторские ртутные барометры) или в широком диапазоне давлений, создаваемых в барокамере (поверяются барометры-анероиды, барографы и другие датчики).

Давление, действующее на поршень со стороны нижнего цилиндра, уравнивается и измеряется с помощью квадрантных весов и образцовых грузов, накладываемых на грузоприемную тарелку поршня.

2. Поверка приборов в барокамере производится при различных заданных значениях грузов МАД. Соответствующие эталонные значения давления в барокамере достигаются при помощи откачивающей и нагнетательной системы в момент равновесия поршня. В этом случае весы могут быть заменены простым нуль-индикатором положения равновесия поршня в виде штрихового индекса-указателя, нанесенного на перемещающейся тяге поршня, и неподвижной штриховой шкалы с контрольными отметками. Положение контрольных отметок на шкале такого индикатора определяется при градуировке с помощью эталонных ртутных барометров. Такой способ поверки исключает необходимость манипуляции с грузами в процессе измерений и обладает повышенной точностью.

Давление P в миллибарах, созданное в установке и измеряемое посредством МАД, определяют по формуле

$$P = g_0 \frac{Q - q}{F},$$

где Q — вес поршня, всех присоединенных к нему деталей и грузов, наложенных на его тарелку, гс; q — показание квадрантных весов, гс; F — значение приведенной площади поршня МАД, см²; $g_0 = 980 \cdot 665$ см/сек.² — нормальное ускорение силы тяжести.

Развернутое выражение формулы имеет вид

$$P = \frac{g_0}{F} \left\{ \left[Q_{\text{п}} + (Q_{\text{т}} - Q_{\text{г}}) \left(1 - \frac{\rho_{\text{в}}}{\rho_{\text{с}}} \right) \right] \frac{g_{\text{м}}}{g_0} - q \right\} [1 - 2\alpha(t^\circ - 20^\circ)] \text{ мб},$$

где $Q_{\text{п}}$, $Q_{\text{т}}$, $Q_{\text{г}}$ — соответственно вес поршня, тарелки и грузов, определенный при нормальном ускорении силы тяжести; $\rho_{\text{в}} = 1,2 \cdot 10^{-3}$ г/см³ — плотность воздуха при нормальном давлении и температуре; $\rho_{\text{с}} = 8,0$ г/см³ — плотность стали, из которой сделаны грузы; $g_{\text{м}}$ — местное ускорение силы тяжести; $g_0 = 980 \cdot 665$ см/сек.² — нормальное ускорение силы тяжести; q — показания квадрантных весов; $\alpha = 1,2 \cdot 10^{-5}$ — коэффициент линейного расширения стали, из которой сделаны поршень и цилиндры; t° — температура прибора.

Для удобства вычислений измеряемого давления по этой формуле составляются рабочие таблицы.

Основная погрешность измерения давления в установке определяется погрешностью определения приведенной площади поршня, веса подвижной части и грузов манометра, которая дается при аттестации установки. Исследования показали, что эта погрешность не превышает 0,02 мб.

Дополнительные погрешности возникают из-за погрешности квадрантных весов, невертикальности положения поршня манометра и температурной погрешности.

При измерении температуры прибора с погрешностью, не превышающей $\pm 0,2^\circ$, введение температурной поправки вносит неучтенную предельную погрешность порядка $\pm 0,002$ мб.

Предельная погрешность квадрантных весов типа ВЛТК-5, примененных в установке, составляет $\pm 0,025$ мб. Предельная погрешность, вносимая в измерения при отклонении положения поршня от вертикали на 0,5 мин., не превышает $\pm 0,001$ мб.

В результате предельная суммарная среднеквадратическая погрешность измерения абсолютного давления в установке не превосходит 0,05 мб.

Термогигростат для поверки датчиков температуры и влажности

Применяемые при метеорологических измерениях датчики влажности, гигрометры и гигрографы должны обеспечивать измерение и регистрацию влажности воздуха в зимнее время года. Однако существующая методика поверки этих приборов основывается на использовании гигростатов с заданием влажности при комнатной температуре и поэтому не выявляет погрешности приборов при отрицательной температуре среды. Для устранения этого недостатка необходим термогигростат, который обеспечивал бы задание и контроль влажности в широком диапазоне температур.

Анализ известных способов задания влажности показал, что наиболее перспективными для этой цели являются косвенные способы, основанные на методе «двух температур» или методе «двух давлений» [14, 18], так как они не требуют непосредственного контроля влажности с помощью образцового гигрометра, создание которого само по себе является трудной задачей.

Описываемая ниже конструкция термогигростата была основана на методе «двух температур», так как он более прост в исполнении. Кроме

того, применение такого метода задания влажности даст возможность использовать термогигростат одновременно и для поверки термометров сопротивления.

Термогигростат должен обеспечивать задание в жидкостном объеме температуры в пределах от -50 до $+50^\circ$, а в воздушном объеме при нормальном атмосферном давлении — значений относительной влажности от 30 до 98—100% при температуре -30° и влажности 98—100% при температуре от -30 до $+30^\circ$.

Заданный уровень температуры как в жидкостном, так и в воздушном объемах поддерживается автоматически с погрешностью, не превышающей $\pm 0,2^\circ$. Емкость жидкостного (не менее $0,016 \text{ м}^3$) и воздушного ($0,02 \text{ м}^3$) объемов позволяет размещать в них метеорологические термометры и влагомеры различных типов.

В термогигростате могут поверяться термометры сопротивления, волосные и пленочные гигрометры и гигрографы, а также датчики влажности УАТГМС.

Необходимые значения относительной влажности в термогигростате получаются путем насыщения замкнутого воздушного объема водяным паром при определенном значении температуры τ_1 , затем температура этого объема повышается до необходимого значения τ_2 при постоянном давлении. Относительная влажность f определяется по двум измеренным значениям температуры

$$f = 100 \cdot \frac{e_{\tau_1}}{e_{\tau_2}},$$

где e_{τ_1} и e_{τ_2} — соответственно упругости насыщенных водяных паров при температуре τ_1 и τ_2 , определенные из таблиц.

Необходимая точность задания относительной влажности Δf в термогигростате при заданной погрешности измерения температуры $\Delta \tau$ может быть определена из выражения

$$\frac{d\tau}{df} = \frac{0,01 \frac{K}{L} \frac{1}{f}}{\left(\frac{1}{T} - \frac{K}{L} \ln f\right)^2},$$

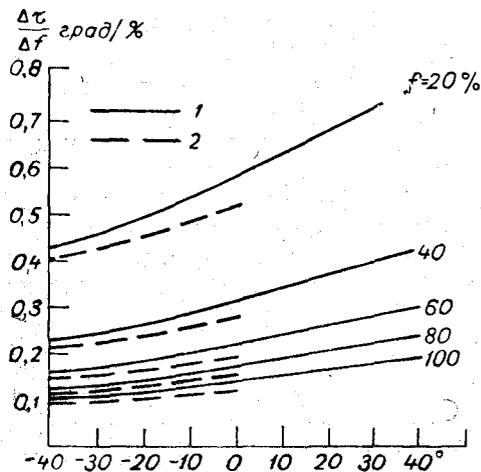


Рис. 6.
1 — вода; 2 — лед.

полученного из уравнения Клаузиуса — Клапейрона [15]. Здесь K — постоянная Больцмана, L — скрытая теплота испарения воды или льда, T — температура.

На графике (рис. 6) представлены результаты вычислений погрешности Δf для диапазона температур $\pm 40^\circ$ и относительной влажности от 20 до 100%.

Из графика видно, что при температуре -40° и влажности 100% для задания относительной влажности с точностью в 1% необходимо поддерживать и измерять температуру среды с погрешностью не более $0,1^\circ$. При любых других значениях температуры и относи-

тельной влажности погрешность измерения температуры Δt может быть больше.

Учитывая, что погрешность поверяемых приборов не ниже 5%, во всем диапазоне достаточно обеспечить точность задания относительной влажности в $\pm 2\%$. Поэтому максимальная погрешность поддержания и измерения температуры в термогигростате не должна превышать $0,2^\circ$.

Термогигростат устроен следующим образом (рис. 7). Он состоит из двух жидкостных термостатированных объемов 21 и 16, соединенных

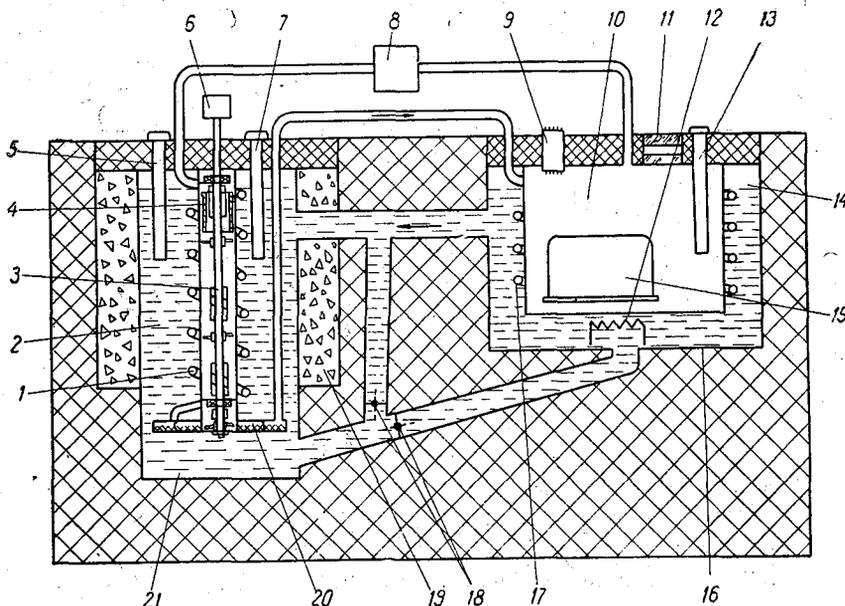


Рис. 7. Схема устройства термогигростата.

между собой прямым (нижний) и обратным (верхний) каналами, сообщаемыми между собой байпасом. Байпас и прямой канал перекрыты краном 18. В качестве жидкости используется спирт. Левый объем 21 охлаждается углекислотой 19, засыпаемой в цилиндрический карман, расположенный концентрично относительно жидкостного объема. Внутри жидкостного объема в трубе с окнами размещена турбинка перемешивания 3. В верхней части трубы находится цилиндрический электроннагреватель 4, расположенный концентрично относительно вала турбинки. В верхней же части жидкостного объема 2 размещены симметрично относительно оси объема защитные трубки 5 и 7 поверяемых и образцового термометров (всего их 4). Вся система жидкостной циркуляции теплоизолирована и помещена в кожух. Вал турбинки соединен с электродвигателем 6, находящимся снаружи. В правой камере находится электроннагреватель 12.

Система воздушной циркуляции устроена следующим образом. Концентрично относительно оси турбинки навит змеевик 1, одним концом входящий в увлажнитель 20, соединенный патрубком со змеевиком камеры для поверки.

Увлажнитель представляет собой плоский цилиндр с расположенным внутри него лабиринтом, состоящим из радиально размещенных верти-

кальных пластин, между которыми уложена увлажненная ткань. Змеевик 17 камеры поверки 10 размещен также concentрично последней и находится в жидкостном объеме 14. Этот змеевик одним концом входит в камеру поверки, а другим соединяется со змеевиком увлажнителя. Выход из камеры поверки через воздуходувку 8 соединен с входным патрубком змеевика увлажнителя. Внутри камеры поверки размещаются приборы 15, в нее входит через теплоизолирующую крышку защитная трубка термометра 13. В крышке имеется также штепсельный разъем 9 для дистанционных приборов и прозрачное окно 11 для визуальных отсчетов по недистанционным приборам. Доступ внутрь камер осуществляется с помощью съемных теплоизолированных крышек. Установка работает следующим образом: турбинка, вращаемая двигателем, осуществляет пе-

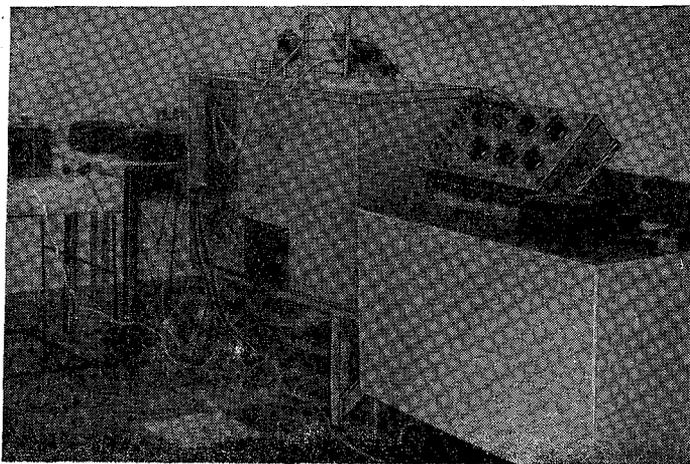


Рис. 8. Общий вид термогигростата.

ремешивание внутри объема 21 и циркуляцию в системе правый— левый объемы. В этом режиме кран байпаса перекрыт, а в прямом канале — открыт. При этом интенсивность массообмена зависит от степени перекрытия краном нижнего канала. При использовании устройства в качестве термостата для поверки термометров кран в прямом канале перекрывается полностью и открывается байпасный кран. Благодаря симметричному расположению цилиндрического подогревателя относительно оси турбинки и наличию байпаса уменьшается величина градиентов в камере поверки термометров.

В левой камере необходимая температура поддерживается автоматически с помощью специального терморегулятора, управляющего включением и выключением нагревателя. При работе устройства в режиме гигростата охлаждение правого объема происходит за счет поступления жидкости из левого объема, а удержание температуры на заданном уровне осуществляется автоматически включением и выключением нагревателя 12 при помощи другого терморегулятора. Требуемая относительная влажность при заданной температуре получается в системе замкнутой воздушной циркуляции. Воздух, циркулирующий в системе под воздействием воздуходувки, насыщается в змеевике 1 и в увлажнителе 20 при температуре, близкой к температуре жидкости в левом объеме, и поступает в змеевик 17 правой камеры, где приобретает температуру, близ-

кую к температуре жидкости в правом объеме, затем попадает в полость воздушной камеры, где завихряется, обеспечивая тем самым перемешивание. Поскольку температура в воздушной камере поддерживается равной температуре насыщения или выше ее, то относительная влажность в ней оказывается близкой к 100% или ниже. Измерение и регулирование температуры в камерах осуществляются с помощью двух контрольных термометров сопротивления. Методика и схема измерения температуры описаны в работах [1, 16]. Общий вид установки представлен на рис. 8.

Аппаратура для поверки центрального устройства автоматической станции

Центральное устройство УАТГМС [17] представляет собой сложный комплекс аппаратуры для получения, обработки и выдачи гидрометеорологической информации. Этот комплекс в процессе эксплуатации требует периодической проверки сохранности своих характеристик.

Комплексная поверка центрального устройства (ЦУ) может быть осуществлена при подключенных к нему датчиках на стационарном поверочном оборудовании или в специальной подвижной поверочной лаборатории. Однако такая методика поверки ЦУ является очень трудоемкой и неэффективной, поэтому целесообразно проводить раздельную поверку датчиков и центрального устройства УАТГМС. В этом случае для поверки центрального устройства можно использовать комплект стандартных приборов, позволяющих подавать на его вход электрические величины, соответствующие выходным параметрам датчиков УАТГМС при заранее заданных или точно рассчитанных значениях метеорологических элементов. Поверка центрального устройства будет заключаться в сравнении полученных на его выходе параметров с величинами, задаваемыми с помощью приборов.

С целью упрощения этой методики и повышения оперативности и точности поверки ЦУ УАТГМС было разработано специальное устройство, состоящее из комплекта простых по конструкции и точных имитаторов датчиков метеорологических элементов.

Устройство обеспечивает задание не менее 6 фиксированных значений каждого из имитируемых метеорологических элементов, диапазон и точность которых даны в табл. 2.

Функциональная схема имитатора показана на рис. 9.

Величины метеорологических элементов задаются посредством семи имитаторов: СВ — скорости ветра, ВГ — влажности по гигрометру, МДВ — метеорологической дальности видимости, ВНГО — высоты нижней границы облаков, ТВ — температуры воздуха, ВП — влажности по психрометру и АД — атмосферного давления. Перечисленные имитаторы

Таблица 2

Метеорологические элементы	Диапазон измерений	Точность задания
Скорость ветра	1÷60 м/сек.	±2%
Влажность по гигрометру	100÷30%	±2%
Метеорологическая дальность видимости	0,2÷6 км	±2%
Высота нижней границы облаков	44÷2000 м	±2%
Температура воздуха	-60÷+50°	±0,15°С
Влажность по психрометру	100÷20%	±2%
Атмосферное давление	950÷1048 мб	±0,15 мб

посредством коммутирующего устройства КУ позволяют подавать различные значения имитируемых параметров в виде определенного числа электрических импульсов, напряжения и сопротивления на вход поверяемого центрального устройства ЦУ метеорологической станции, выдающего обработанные им выходные параметры в виде метеорологической информации на рулонный цифрорпечатающий телеграфный аппарат

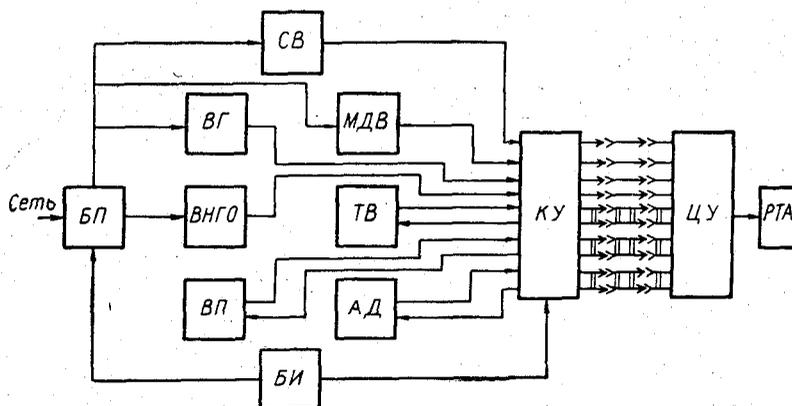


Рис. 9. Блок-схема имитатора датчиков УАТГМС.

РТА. Сопоставление данных РТА с задаваемыми имитируемыми значениями метеопараметров позволяет судить об исправности поверяемого ЦУ и сохранности его характеристик.

Блок питания БП обеспечивает стабилизированное напряжение для имитаторов. Блок измерения БИ позволяет осуществлять контроль правильности работы имитатора, а также режим его питания.

Имитаторы конструктивно оформлены в виде настольного прибора, на лицевой панели которого помещены ручки управления и контрольные приборы. С их помощью осуществляются операции по поверке центрального устройства автоматической метеорологической станции.

ЛИТЕРАТУРА

1. Покровская И. А., Фатеев Н. П. Поверка метеорологических приборов. Труды ГГО, вып. 218, 1967.
2. Дьяченко П. В. Установка для поверки ручных анемометров. Труды ГГО, вып. 61/123, 1956.
3. Алтай Н. Н. К теории анемометрической вертушки. Труды ГГО, вып. 199, 1966.
4. Горлин С. М., Слезингер И. И. Аэромеханические измерения. Методы и приборы. Изд. «Наука», М., 1964.
5. Пэнхерст Р. Техника эксперимента в аэродинамических трубах. ИЛ, М., 1955.
6. Фатеев Н. П. Импульсный ультразвуковой анемометр. Авт. свид. № 134920. Бюлл. изобретений, промышленных образцов и товарных знаков, № 1, 1961.
7. Каменева А. И. О точности поверки ручных анемометров. Труды ГГО, вып. 21/83, 1950.
8. Ханжонков В. И. Улучшение работы диффузоров с большими углами раскрытия при помощи экранов. Промышленная аэродинамика. Труды ЦАГИ, № 3, 1947.
9. Калинушкин М. П. Вентиляторные установки. Изд. «Высшая школа», М., 1962.
10. Фатеев Н. П., Резников Г. П., Попов М. В. Об использовании ультразвукового анемометра с цифровой индикацией средней скорости в качестве контрольного прибора при поверке и градуировке датчиков ветра. См. наст. сб.

11. Маликов С. Ф., Тюрин Н. Н. Введение в метрологию. Изд. Комитета стандартов, М., 1966.
12. Долинский Е. Ф. Погрешности измерений и обработка результатов измерений. Изд. «Машиностроение», 1967.
13. Жоховский М. К. Теория и расчет приборов с неуплотненным поршнем. Машгиз, М., 1960.
14. Берлинер М. А. Электрические измерения, автоматический контроль и регулирование влажности. Изд. «Энергия», М.—Л., 1965.
15. Качурин Л. Г. Электрические измерения аэрофизических величин. Изд. Ленинградского университета, 1962.
16. Сущинский Б. Л., Тихмянов Г. Г. Жидкостный термокриостат для проверки термометров. См. наст. сб.
17. Автоматические метеорологические станции и устройства. Труды ГГО, вып. 216, Гидрометеоздат, Л., 1967.
18. Wexler A. Humidity Standards. Tappi, vol. 44, N 6, June 1961.

ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ УЛЬТРАЗВУКОВОГО АНЕМОМЕТРА С ЦИФРОВОЙ ИНДИКАЦИЕЙ СРЕДНЕЙ СКОРОСТИ В КАЧЕСТВЕ КОНТРОЛЬНОГО ПРИБОРА ПРИ ПОВЕРКЕ И ГРАДУИРОВКЕ ДАТЧИКОВ ВЕТРА

В качестве образцового прибора для измерения скорости воздушного потока в аэродинамической трубе при градуировке и поверке датчиков скорости ветра обычно используется пневматический анемометр. Простота конструкции, надежность и несложность в обращении обеспечили ему широкое распространение. Однако этому прибору присущи недостатки, которые вносят значительную неопределенность в результаты измерений.

В уравнение шкалы пневматического анемометра входит коэффициент пропорциональности, значение которого определяется по результатам сравнения с образцовой трубкой Пито. Такой анемометр позволяет измерить лишь локальную скорость в сечении потока, тогда как, например, при поверке датчиков ветра с винтовыми ветроприемниками желательно знать среднюю скорость по сечению, ометаемому винтом. Наличие трубки Пито в рабочем поле может также исказить поток. Использование жидкости в микроманометре при точных измерениях требует введения поправок на изменение окружающих условий. Наблюдение за положением мениска, особенно при колебаниях скорости потока, вносит не только трудности, но и погрешности.

Для перевода измерения по микроманометру в величину скорости потока требуются графики, таблицы или вычисления по формуле. В связи с колебаниями скорости потока, хотя и небольшими, не представляется возможным получать точное среднее значение скорости.

Эти основные недостатки существующих средств контроля средней скорости воздушного потока вызывают необходимость разработки абсолютных методов.

Как следует из сравнения методов измерения скорости потока, абсолютным является метод меток. При этом под меткой понимается всякое искусственно создаваемое отличие по параметрам или свойствам объема, который составляет неразрывную часть потока и испытывает вместе с ним все изменения скорости. Таким образом, средняя скорость потока и метки одна и та же и может быть определена делением пути, пройденного от места возникновения метки до места ее регистрации, на соответствующее время. Следует отметить, что именно метод меток использовался при определении точного значения вышеупомянутого коэффициента для трех трубок Пито, являющихся эталонными [4]. Анализ метода меток обнаруживает ряд ограничений, накладываемых их свойствами. К числу этих свойств следует отнести короткое время существования меток, которое определяется в случае ионных меток временем рекомбинации, а в случае тепловых — скоростью выравнивания температур. Поскольку ультразвуковые колебания (как и звуковые) создают отличия по чередованию плотности (продольные колебания) в области распро-

странения их, по существу, ультразвуковой метод может рассматриваться как разновидность метода меток, обладающий той особенностью, что такая метка (границей которой является волновой фронт) перемещается даже в отсутствие движения потока воздуха (со скоростью звука в данной среде и при данных условиях). Отнесение ультразвукового метода к методу меток позволяет оценивать их с единых позиций во многих отношениях, и в частности, со стороны принципиальных схем измерения. Вместе с тем подобным ультразвуковым меткам не присущи недостатки обычных меток.

Однако распространение этих меток с собственной скоростью, а главное зависимость последней от многих условий требует использования двухканальных схем измерения, исключающих влияние скорости звука на результат измерения. Несмотря на это, в случае фазового ультразвукового метода зависимость от скорости звука сохраняется даже в этом варианте.

Наилучшими во всех отношениях являются частотно-пакетные и частотно-импульсные ультразвуковые анемометры, которые являются, по существу, модификацией измерительной схемы с частотой создания меток, пропорциональной скорости потока. Как первые, так и вторые широко известны [3, 5, 7], они незначительно отличаются по схемам, но частотно-импульсные вдвое чувствительнее при всех прочих равных условиях. Разность частот следования импульсов в каждом канале выражается зависимостью

$$F = \frac{2v}{l},$$

где v — скорость потока; l — расстояние между излучателем и приемником.

Обычно исходя из требования неискажения потока оси каналов располагаются не вдоль его, а под углом к нему (рис. 1).

Регистрация разности импульсов может быть осуществлена либо с помощью двух счетчиков в каждом канале с последующим вычитанием их показаний через время осреднения t , отмеряемое реле времени, либо с помощью специального счетчика с двумя входами, автоматически осуществляющего вычитание.

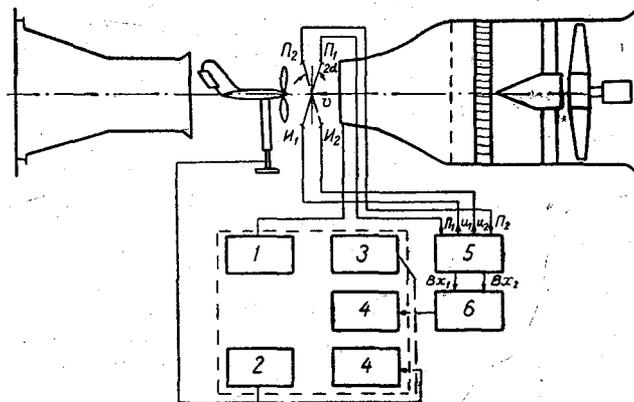


Рис. 1.

1 — микроамперметр; 2 — измерительный блок; 3 — реле времени; 4 — счетчики импульсов; 5 — генератор и приемник ультразвуковых импульсов; 6 — усилитель. I_1 P_1 и I_2 P_2 — соответственно излучатели и приемники ультразвуковых импульсов.

Рабочая формула для показания счетчика ультразвукового импульсного анемометра за время осреднения t и при угле наклона осей каналов к нормали вектора скорости потока α без учета асимметрии каналов имеет вид

$$N = F t = \frac{v}{d} t \sin 2\alpha,$$

где d — расстояние между излучающим и приемным преобразователями по направлению нормали к вектору скорости потока.

Выражение для средней скорости за время t через число импульсов, зарегистрированное счетчиком разности, имеет вид

$$v = \frac{d}{t \sin 2\alpha} N = kN.$$

Таким образом, если подобрать величины, входящие в k , такими, чтобы k было степенью 10 с отрицательным целым показателем, то величина средней скорости v численно равна N при соответствующем перенесении запятой.

Величина d зависит от величины требуемого незатененного сечения; t может быть произвольным, поскольку в стационарном потоке $v_{\text{мин}} = v_{\text{макс}} = v_{\text{ср}}$, т. е. $v_{\text{ср}}$ не зависит от времени осреднения; α определяется шириной диаграммы направленности излучения.

Для примера положим $d = 522$ мм, $\alpha = 30^\circ$, тогда $t = 6$ сек.

$$k = \frac{0,522 \cdot 2}{6 \sqrt{3}} = 0,1.$$

Суммарная относительная погрешность метода измерения

$$\left| \frac{\Delta v}{v} \right| = \left| \frac{\Delta N}{N} \right| + \left| \frac{\Delta d}{d} \right| + \left| \frac{\Delta t}{t} \right| + |2 \Delta \alpha \cdot \text{ctg } 2\alpha|.$$

Полагая, что измерения входящих в формулу для v величин выполняются простыми доступными средствами, т. е. $\left| \frac{\Delta N}{N} \right| = 0,001$; $\left| \frac{\Delta d}{d} \right| = 0,003$; $\left| \frac{\Delta t}{t} \right| = 0,005$; $|\Delta \alpha| = 20'$, т. е. $|\Delta \alpha| = 0,005$, получим $\left| \frac{\Delta v}{v} \right| = 0,001 + 0,003 + 0,005 + 2 \cdot 0,005 \cdot 0,58 = 0,0148$.

Таким образом, систематическая относительная погрешность измерения скорости воздушного потока ультразвуковым анемометром при использовании указанных средств измерения не превысит 1,5%. Эта погрешность может быть существенно снижена за счет увеличения точности измерения вышеуказанных величин.

Основное внимание, однако, уделяется при анализе подобных приборов погрешностям, вносимым временными задержками в преобразователях и электрических блоках, и погрешностям, возникающим за счет неасимметрии каналов.

Эти погрешности, уже оцененные многими авторами [6, 8], увеличиваются с уменьшением скорости потока, однако не превышают нескольких десятых процента от измеряемой величины при условии, если время задержки мало по сравнению с временем распространения импульса; асимметрия при этом может быть сведена к незначительной величине за счет использования шаблонов при наладке акустических частей каналов и специальных приемов при наладке электронных блоков [6].

В частности, неизбежная на первый взгляд угловая асимметрия (по углу α), поскольку геометрическими средствами ее полностью исключить нельзя, устраняется следующим приемом. После того как схема отсимметрирована по всем остальным параметрам при скорости потока

$\vartheta=0$, в одном из двух каналов осуществляется переключение приемного преобразователя и излучателя (что возможно, поскольку они идентичны по конструкции и параметрам), так что при наличии угловой асимметрии, при любой скорости потока показание счетчика равно 0, потому что частоты следования импульсов в обоих каналах в этом случае будут одинаковы.

После симметрирования ветронриемника таким образом и фиксации его в найденном положении производится переключение в исходное положение.

Что же касается погрешности от температурной асимметрии, то расположение осей каналов под углом к потоку резко снижает возможность появления такой асимметрии, поскольку всякий объем газа проходит последовательно через оба канала.

На рис. 1 представлена сравнительная схема поверки датчика ветра с механическим винтовым ветроприемником и частотным выходом при использовании ультразвукового двухканального частотно-импульсного анемометра с цифровой индикацией средней скорости воздушного потока. В качестве измерительного устройства здесь использован декатронный счетчик и реле времени.

Для повышения точности измерений разработана специальная схема, представленная на рис. 2. Схема работает следующим образом. Выход-

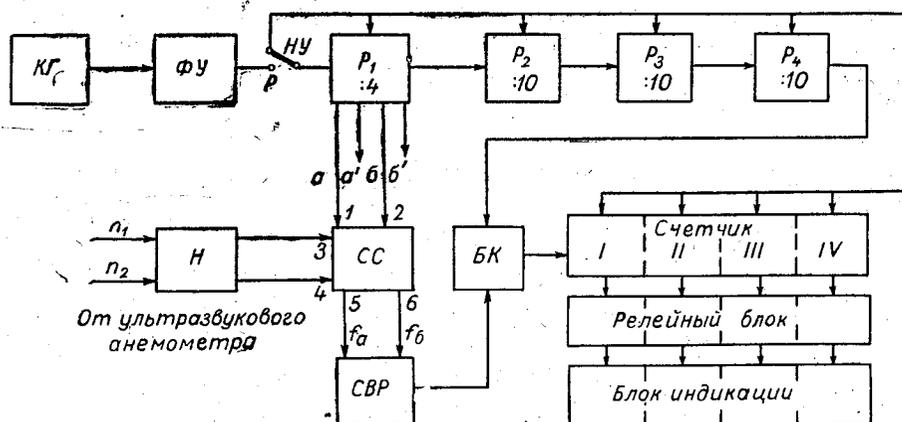


Рис. 2.

ное напряжение кварцевого генератора ($f_{кг}=40$ кГц) $КГ$ преобразуется с помощью формирующего устройства $ФУ$ в импульсы тока, которые подаются на вход первого распределителя с коэффициентом деления 4 (P_1 с последующими $P_2—P_5$ составляет пересчетную часть схемы с общим коэффициентом деления $40 \cdot 10^3$). С выхода распределителя P_1 снимаются четыре сигнала, сдвинутые во времени относительно друг друга, также с частотой 10 кГц каждый (такты a, a', b, b' , a и b — рабочие, a' и b' — вспомогательные).

На входы 1, 2 схемы синхронизации $СС$ с выхода P_1 поступают тактовые импульсы a и b , а на входы 3, 4 — последовательности импульсов с каждого канала ультразвукового анемометра.

$СС$ синхронизирует тактовые импульсы a с импульсами последовательности n_1 , а импульсы b с импульсами последовательности n_2 . С выходов b, b' $СС$ снимается две последовательности импульсов f_a и f_b , частоты которых равны частотам следования импульсов в последовательностях n_1

и n_2 соответственно. f_a и f_b поступают на схему выявления разности СВР, откуда разностная частота $f_a - f_b$ подается на вход блока счета и индикации. Для правильной работы СС на входы 3 и 4 должны подаваться импульсы определенной длительности. Они получаются из импульсных последовательностей в нормализаторе Н.

Наличие в схеме кварцевого генератора позволяет построить точное и стабильное реле времени. Оно состоит из ранее упомянутой схемы пересчета ($P_1 \div P_5$), коэффициент пересчета которой определяет время осреднения, и бесконтактного ключа БК, прерывающего счет импульсов. Перед каждым следующим измерением нужно произвести начальную установку схемы (при этом происходит сброс счетчика на нуль) с помощью тумблера Т, имеющего 2 положения: «рабочее» — «начальная установка».

Пересчетные схемы и схема выявления разности выполнены на принципе распределения токов. В качестве элементов схем используются транзисторы, ферритовые ячейки, стандартные транзисторные усилители и цифровые газоразрядные лампы (по одной в каждом десятичном числовом разряде).

Использование описанной схемы позволяет полностью пренебречь погрешностями устройства счета импульсов и реле времени, т. е. положить их равными $\frac{\Delta N}{N} = 0$ и $\frac{\Delta t}{t} = 0$.

Рассмотренный прибор исключает недостатки, присущие рассмотренным выше методам и обеспечивает возможность автоматизации процесса проверки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Горлин С. М., Слезингер И. И. Аэромеханические измерения. «Наука», М., 1966.
2. Маликов М. Ф. Основы метрологии. Изд. Комитета по делам мер и измерит. приборов. Л., 1949.
3. Катус Г. П. Системы автоматического контроля полей скоростей и расходов. «Наука», М., 1965.
4. Педан М. С. Разработка и исследование абсолютного метода измерения скорости воздушного потока и определение коэффициентов образцовых скоростных трубок. Автореф. дисс. на соискание ученой степени канд. техн. наук. Л., 1965.
5. Василевский Ю. М. Ультразвуковой измеритель скорости потока. «Приборостроение», № 12, 1967.
6. Браун. Двухлучевой ультразвуковой расходомер. Приборы для научных исследований. 1966, № 9.
7. Фатеев Н. П., Александров В. С. Измерение метеорологических элементов с помощью пьезопреобразователей. Труды ГГО, вып. 112, 1963.
8. Биргер Г. И. Некоторые вопросы теории ультразвуковых расходомеров. Сб.: «Контрольно-измерительные ультразвуковые приборы», М., 1960.

АБСОЛЮТНЫЙ ГИГРОМЕТР

В статье [1] последовательно и всесторонне рассматриваются гигрометры, действие которых основано на кулонометрическом методе анализа газов. Привлекает внимание один из рассмотренных типов гигрометра — амперометрический диффузионный. На рис. 1 видно, в частности, схематическое устройство его: 1 — ткань, пропитанная фосфорным ангидридом и расположенная между электродами 2 и 3, соединяющимися с выводами 4; 5 — корпус, в котором имеется отверстие 6.

Зависимость выходной величины — тока — от параметров прибора и физических величин представлена формулой

$$i = \frac{s}{h} L c \sqrt{T},$$

где i — ток, s и h — соответственно сечение и глубина отверстия, T — температура по шкале Кельвина, $c = \frac{e}{p}$ — относительная концентрация молекул воды в воздухе (в газе), e — упругость водяного пара, p — давление анализируемого газа, L — постоянная для конкретного газа.

Если определяемой величиной является упругость водяного пара, то

$$e = \frac{h}{s} \frac{1}{L} \frac{p}{\sqrt{T}} i, \quad (1)$$

откуда видно, что, помимо тока, измерению подлежат температура и давление анализируемого газа. Очевидно также, что погрешность определения упругости зависит от погрешностей измерения входящих в выражение для упругости параметров прибора и физических величин.

Если воспользоваться вторым, идентичным первому по параметрам, амперометрическим диффузионным влажочувствительным элементом, который находится в условиях насыщения водяным паром в том же газе и при тех же условиях p и T , то упругость насыщения E определится по формуле

$$E = \frac{h}{s} \frac{1}{L} \frac{p}{\sqrt{T}} I, \quad (2)$$

где I — ток второго элемента.

Поделив друг на друга правые и левые части уравнений (1) и (2) и выражая отношение в процентах, получим

$$\frac{e}{E} 100 = \frac{i}{I} 100, \quad (3)$$

что по определению представляет собой относительную влажность анализируемого газа. Таким образом, благодаря линейной зависимости тока

амперометрического диффузионного влагочувствительного элемента от упругости водяного пара, оказывается возможным измерять относительную влажность газа лишь простым делением величин двух токов.

При условии точного равенства соответствующих параметров s и h двух элементов методическая погрешность определения относительной влажности зависит только от погрешности измерения токов i и I , т. е. она оказывается весьма незначительной по сравнению с погрешностью определения упругости водяного пара одиночным амперометрическим диффузионным гигрометром. Однако главной отличительной особен-

ностью прибора, основанного на таком способе измерения относительной влажности, является полное отсутствие необходимости градуировки его чувствительного элемента по влажности. В этом случае нет необходимости в теоретическом расчете коэффициента пропорциональности, поскольку его вообще нет в уравнении шкалы прибора. Эта особенность придает прибору свойство абсолютности.

На рис. 1 представлена одна из возможных конструкций прибора [2]. Один из амперометрических диффузионных влагочувствительных элементов (II) помещается в небольшую камеру с водой 7, в которой создаются условия насыщения водяным паром над водой (льдом) при температуре анализируемого газа и его давлении за счет сообщения внутренней ее полости с внешней средой через отверстие 8. Другой элемент (I) находится в анализируемом газе. Перечисленные детали размещены в общем корпусе 9, в котором при помощи аспирационного устройства 10 от обычного психрометра осуществляется газообмен через имеющиеся

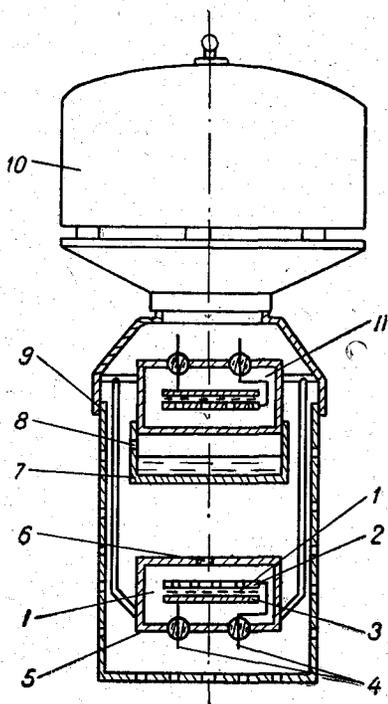


Рис. 1.

в нем отверстия, закрытые с внутренней стороны электрными фильтрами.

Для примера на рис. 2 приводятся также две возможные электрические схемы прибора.

По схеме рис. 2 а каждый из двух элементов I и II включен постоянно в замкнутую электрическую цепь последовательно со своими микроамперметрами 2 и 3 соответственно, что позволяет снимать показания (или осуществлять регистрацию) одновременно. В схеме 2 б используется только один микроамперметр, который с помощью переключателя 2 соединяется попеременно последовательно с одним из элементов, при этом другой элемент с помощью того же переключателя присоединяется к источнику питания I непосредственно и, следовательно, не остается обесточенным. Используя в качестве вторичного прибора логометр постоянного тока, можно миновать вычисление отношения токов и получать значение относительной влажности по шкале логометра, хотя при этом неравномерность шкалы и невысокий класс точности его увеличивают погрешность измерения.

При необходимости получать на выходе непосредственно значения относительной влажности с небольшой погрешностью целесообразно использовать одно из существующих электрических устройств, осуществляющих операцию деления двух величин, представленных в виде

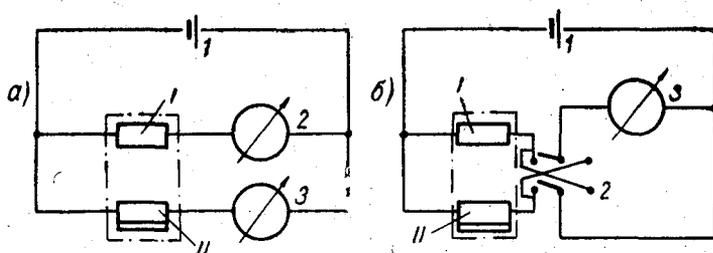


Рис. 2.

токов (напряжений). В их числе может быть реализована схема, в которой сигналы с элементов при помощи коммутатора последовательно подаются на кодирующие устройства. Это делается с целью снижения погрешностей аппаратурного осуществления операции деления и получения мгновенных значений относительной влажности в цифровой форме. Затем в специальном блоке, соединенном с цифровым индикатором результата, осуществляется деление двух закодированных величин.

В настоящее время в качестве образцового прибора для измерения влажности используется психрометр. Поскольку расчетная погрешность рассматриваемого прибора меньше погрешности психрометра и результатом измерения обоими приборами является относительная влажность, т. е. основание сравнить их по эксплуатационным характеристикам.

Как и психрометр, прибор требует обеспечения дистиллированной водой для насыщения, но в отличие от психрометра, в котором необходимо производить смачивание перед каждым измерением, здесь определенный запас воды обеспечивает работу прибора в течение длительного времени. Так как упругость насыщения зависит от фазового состояния испаряющей поверхности, то при работе с прибором необходимо знать, выше или ниже 0°C температура анализируемого газа. Однако здесь не возникает неопределенности в отношении фазового состояния воды при отрицательной температуре, характерной для измерений, выполняемых психрометрами или гигрометрами, точки росы в этих условиях.

Рассматриваемый прибор обладает также преимуществами по сравнению с психрометром, при работе с которым необходимы психрометрические таблицы.

Таким образом, простота, небольшие габариты и достаточная надежность прибора при использовании в качестве вторичного прибора микроамперметра класса 0,1 дают возможность экспрессным методом определять относительную влажность многих газов с относительной погрешностью, не превышающей 0,2%.

Поскольку в настоящее время, кроме психрометра, не существует достаточно точных и надежных гигрометров для осуществления контрольных измерений влажности при градуировке и поверке различных гигрометров в широком диапазоне температуры, давления и влажности, то описанный прибор может быть предложен в качестве контрольного.

ЛИТЕРАТУРА

1. Крупенькин С. К. Амперметрические гигрометры. Труды ГГО; вып. 199, 1966.
2. Резников Г. П. Гигрометр. Автор. свид. № 226202. Бюлл. изобр. № 28, 1968.

К ВОПРОСУ ПОВЕРКИ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Ветроизмерительные приборы, используемые в сети ГУГМС, как правило, тарируются и поверяются в аэродинамических трубах, обеспечивающих скорость потока только до 40 м/сек., хотя и имеют больший диапазон измерения.

Необходимость поверки анемометров в аэродинамических трубах вызвана в основном неидентичностью, нелинейностью и нестабильностью во времени аэродинамических характеристик вертушек. Как будет показано ниже, чувствительный элемент из стеклопластика в анеморумбографе М-64 этих недостатков не имеет. Поэтому, если определить зависимость скорости вращения вертушек от скорости потока, анемометры можно поверять на стенде, вращая ось датчика ветра с помощью двигателя.

Во время тарировки или поверки прибора должно выполняться условие

$$\Delta v_{\text{п}} = \Delta v_{\text{ту}} - \Delta v_{\text{м}}, \quad (1)$$

где $\Delta v_{\text{ту}}$ — допустимая по техническим условиям погрешность прибора, $\Delta v_{\text{м}}$ — погрешность метода поверки в аэродинамической трубе, $\Delta v_{\text{п}}$ — допустимая погрешность прибора при поверке.

Погрешность метода поверки может достигать значительных величин [3].

В случае замены вертушек приборы необходимо заново поверять, так как при поверке не учитывается их неидентичность. Однако эксплуатация аэродинамической трубы обходится дорого. Для поверки анемометров во всем диапазоне измерений необходима труба с большими габаритами. При поверке анемометров в маломощных аэродинамических трубах пользуются сложным уравнением, связывающим скорость ветрового потока со скоростью вращения анемометрической вертушки [1], [4]. Но этот метод не позволяет полностью проверить электромеханическую часть прибора.

В целях упрощения метода поверки анемометров проводились исследования идентичности их вертушек. Были испытаны 11 унифицированных вертушек из стеклопластика с углом разворота лопастей 50° и допустимым разбалансом 30° , причем для проверки влияния разбаланса вертушка № 5 была разбалансирована на 180° .

Вертушки испытывались в четырех аэродинамических трубах на приспособлении, имеющем форму и размеры блока датчиков анеморумбографа М-64. На оси вертушки устанавливался статический момент M , равный 0,84 и 0,3 г·дм. В приспособлении был смонтирован контактный прерыватель. Число оборотов оси подсчитывалось по числу импульсов с помощью счетчика СБ-1М/100 и электронного счетчика.

Диапазон скоростей потока при испытаниях составлял от 1 до 60 м/сек. Размеры рабочих полей аэродинамических труб равнялись 600×900; 1000×1000; 2500×3500; 2500×2500.

В результате испытаний определялась идентичность вертушек и линейность их аэродинамических характеристик. Число оборотов вертушек подсчитывалось в течение 2÷4 мин. на контрольных точках и затем определялась зависимость числа оборотов от скорости потока

$$N = f(v) \text{ об/мин.} \quad (2)$$

Для удобства анализа на всех контрольных точках вычислялось число оборотов вертушек в пересчете на 1 м/сек. скорости потока в трубе

$$n = \frac{N}{v} \frac{\text{об/мин.}}{\text{м/сек.}}, \quad (3)$$

а также средние значения чисел n

$$\bar{n}_j = \frac{\sum_{i=1}^m n_i}{m} \quad (4)$$

$$\bar{n}_i = \frac{\sum_{j=1}^k n_j}{k}; \quad (5)$$

$$\bar{n} = \frac{\sum_{i=1}^m \bar{n}_i}{m}; \quad (6)$$

где m — количество исследуемых вертушек, k — число контрольных точек потока, \bar{n}_j — среднее число оборотов испытанных вертушек на j -той контрольной точке, \bar{n}_i — среднее число оборотов i -той вертушки на k контрольных точках, \bar{n} — среднее число оборотов m вертушек на k контрольных точках.

Результаты испытаний представлены в табл. 1—5, по данным которых можно оценить и сравнить погрешности измерения скорости потока в трубе с погрешностями, вносимыми в измерения вертушками за счет их неидентичности и нелинейности аэродинамических характеристик.

Степень неидентичности каждой вертушки определим в процентах по формуле

$$\Delta \bar{v}_i = \frac{\bar{n}_i - \bar{n}}{\bar{n}} 100. \quad (7)$$

Оказалось, что, несмотря на влияние погрешностей измерений, неидентичность вертушек не превышает 1% (табл. 1—4).

О высокой идентичности вертушек из стеклопластика можно также судить по испытаниям анеморумбографа М-64 с вертушками 6—11 (табл. 5). При испытаниях отсчет производился по шкале мгновенной скорости прибора. Несмотря на то что лопасти вертушек № 6—8 и 9—11 изготовлены на разных прессформах и значительно отличаются по весу, разница в показаниях прибора при их замене, как видно из таблицы, незначительна.

Нелинейность характеристик вертушек в исследуемом диапазоне скорости потока можно оценить по относительному отклонению средней скорости вращения на контрольных точках

$$\Delta \bar{v}_j = \frac{\bar{n}_j - \bar{n}}{\bar{n}} 100, \quad (8)$$

Зависимость числа оборотов вертушек из стеклопластика (об/мин.) от скорости потока (м/сек.)
в различных аэродинамических трубах (табл. 1—4)

Труба I, $M_0 = 0,84$ з-дм

Номер вертушки	v м/сек.											\bar{n}_i	$\Delta v_i\%$	v_0 м/сек.
	2	4	6	8	10	15	20	25	30	35	39			
1	56,3	55,5	55,6	55,9	55,8	56,5	56,0	56,8	56,5	56,9	57,0	56,3	-0,4	0,7
2	59,5	55,7	55,8	55,8	56,7	57,0	56,7	56,7	57,0	57,6	57,5	56,8	0,5	0,8
3	57,2	55,4	55,0	55,5	55,4	56,0	56,0	56,0	56,3	56,5	56,7	55,9	-1,0	0,8
4	55,8	55,7	56,6	56,2	56,7	57,3	57,0	56,7	57,3	57,4	57,4	56,9	0,7	0,8
5	57,2	56,8	57,3	55,8	56,7	57,0	56,7	56,7	57,0	57,5	57,5	56,9	0,7	0,9
\bar{n}_j	57,2	55,8	56,1	55,8	56,3	56,8	56,5	56,6	56,8	57,2	57,2	$\bar{n} = 56,5$		
$\Delta v_j\%$	1,2	-1,2	-0,7	-1,2	-0,4	0,5	0,0	0,2	0,5	1,2	1,2			
$\bar{N}_j = \bar{n}_j v$	114,4	223,2	336,6	446,4	563,0	852,0	1130	1415	1704	2000	2231			
$\bar{N} = \bar{n} v$	113	226	339	452	565	847,5	1130	1412,5	1695	1977,5	2203,5			

Таблица 2

Труба I, $M_0 = 0,3$ з-дм

Номер вертушки	v м/сек.											\bar{n}_i	$\Delta v_i\%$
	2	4	6	8	10	15	20	25	30	35	39		
1	58,0	56,8	55,4	56,2	56,7	57,0	56,0	56,2	56,5	57,2	57,4	56,7	-0,2
2	55,4	56,8	57,8	56,6	56,7	57,3	56,4	57,0	56,3	58,2	58,0	56,9	+0,2
\bar{n}_j	56,7	56,8	56,6	56,4	56,7	57,1	56,2	56,6	56,4	57,7	57,7	$\bar{n} = 56,8$	

Таблица 3

Труба II, $M_0=0,84$ з.д.м

Номер вертушки	v м/сек.										\bar{n}_i	$\Delta v_i\%$
	1	1,5	2	4	6	10						
1	60,8	50,7	50,5	51,7	54,0	55,0	53,5	-1,2				
2	61,0	52,0	52,0	53,3	53,7	55,3	54,6	+0,7				
3	61,0	50,0	51,5	51,7	53,8	54,3	53,7	-0,9				
4	63,0	54,0	53,0	56,5	54,0	55,0	55,9	+1,2				
5	58,0	51,3	50,5	54,0	57,7	54,7	53,9	-0,5				
\bar{n}_j	60,8	51,6	51,5	53,4	54,6	55,1	$\bar{n} = 54,2$					
$\Delta v_j\%$	12,2	-4,8	-5,0	-1,5	0,7	1,8						
$\Delta v_H\%$	7,1	-8,7	-8,8	-5,5	-3,4	-2,5						

Таблица 4

Труба III, $M_0=0,84$ з.д.м

Номер вертушки	v м/сек.												\bar{n}_i	$\Delta v_i\%$
	25	30	35	40	45	50	55	60						
1	58,0	58,0	57,8	57,5	57,8	58,4	58,2	58,9	58,1	-0,2				
2	58,0	57,7	58,3	58,7	58,3	58,7	58,9	59,0	58,4	0,3				
\bar{n}_j	58,0	57,8	58,1	58,1	58,0	58,5	58,6	58,9	$\bar{n} = 58,2$					
$\Delta v_j\%$	-0,3	-0,7	-0,2	-0,2	0,3	0,5	0,7	1,2						
$\Delta v_H\%$	2,6	2,3	2,8	2,8	2,6	3,5	3,7	4,2						

Значения $\Delta \bar{v}_j$ в значительной степени могут зависеть от точности измерения скорости потока в аэродинамической трубе. Сравним значения $\Delta \bar{v}_j$ в табл. 1, 3 и 4. Их оценка показывает непригодность данных табл. 3 для определения степени нелинейности ветроприемников из-за больших ошибок измерения скорости потока. В то же время из табл. 1 и 4 видно,

Таблица 5

Результаты поверки
анеморумбографа М-64
с различными по весу вертушками
в трубе IV

Номер вер- тушки	v м/сек.				Вес вер- туш- ки, г
	10	20	30	39	
6	10,1	20,3	30,9	39,5	} 350
7	10,1	20,3	30,9	39,5	
8	10,1	20,3	30,9	39,5	
9	10,1	20,4	30,9	39,4	} 390
10	10,1	20,5	30,8	39,4	
11	10,0	20,5	30,4	39,4	

что если учесть влияние ошибок в измерении потока, его нестабильность и ограниченное количество испытанных вертушек, их нелинейность не превысит 1%.

Необходимо учесть, что некоторое возрастание скорости вращения винтов в трубе I (табл. 1) на контрольных точках 35 и 39 м/сек. не подтверждается данными табл. 4 (в трубе III) в этом диапазоне. В свою очередь в трубе III на скорости 60 м/сек. также наблюдается некоторое увеличение скорости вращения винтов. Завышение средней скорости воздушного потока на предельных скоростях в аэродинамических трубах вполне объяснимо. Оно происходит за счет приращения кинетической энергии потока.

По жидкостному манометру становятся хорошо заметными пульсации воздушного потока. Из расчетов, приведенных в работе Н. Г. Протопопова [2], можно заключить о наличии в этих условиях относительного завывания средней скорости не менее чем на 0,5% v .

Таким образом, максимальная погрешность в измерении потока за счет нелинейности и неидентичности унифицированных вертушек из стеклопластика (Δv_n) в диапазоне скорости потока 2÷60 м/сек. не превысит 0,02 v м/сек.

Попытаемся оценить погрешности измерения потока по полученным средним значениям чисел оборотов.

Значения \bar{n} , полученные в трубах, I, II и III, соответственно равны 56,5; 54,2; 58,2 (табл. 1, 3, 4). Как мы уже убедились, достоверность данных, полученных при испытании трубы II, вызывает сомнения. Предположим, что истинное значение \bar{n} получено при испытании в трубе I, т. е.

$$\bar{n}_n = 56,5. \quad (9)$$

Близкое к этому значение \bar{n} мы получили бы и осреднив результаты.

Средние относительные погрешности измерения скорости потока в трубах II и III вычислим по формуле

$$\Delta \bar{v}_n = \frac{\bar{n}_j - \bar{n}_n}{\bar{n}_n} 100. \quad (10)$$

Как видим, значения $\Delta \bar{v}_n$ достигают величин 8—9% на малых скоростях потока и 4% на максимальных (табл. 3, 4). Полученные результаты хорошо согласуются с исследованиями А. И. Каменевой [3].

Кроме аэродинамики ветроприемников, в аэродинамической трубе проверяется порог чувствительности датчика по скорости и направлению.

Выше указывалось, что вертушка № 5 имеет разбаланс 180°, вследствие этого порог ее чувствительности равен 0,9 м/сек., а скорость вращения меньше, чем у вертушек № 1÷4, только при скорости потока 1 м/сек.

(табл. 1, 3). Разбаланс вертушек на меньшую величину на работу прибора не влияет и может легко контролироваться.

На рис. 1 показана полученная экспериментально зависимость чувствительности датчика анеморумбографа М-64 по скорости и направлению от величины статического момента. Из рис. 1 следует, что чувствительность датчика можно контролировать в процессе эксплуатации, измеряя статические моменты на его осях. Для этой цели допустимые по чертежу моменты должны указываться в эксплуатационной документации.

Используя значения \bar{n} (табл. 1 и 2), построим график зависимости числа оборотов вертушек от статического момента (рис. 2). Так как на оси вертушки у серийных приборов статический момент находится в пределах 0,8—1,0 г·дм, то изменение его в этих пределах на точность измерения скорости потока практически не влияет.

В связи с вышеизложенным при высокой стабильности параметров вертушки во время эксплуатации представляется возможным метод поверки ветроизмерительных приборов на механическом стенде, так как при поверке их в аэродинамических трубах погрешности $\Delta v_{\text{ту}}$ и $\Delta v_{\text{м}}$ соизмеримы.

Стенд должен иметь двигатель с контролируемым числом оборотов. Вращая с его помощью ось датчика, по зависимости (3) (табл. 1) можно определить имитируемую скорость ветра.

Необходимо строго контролировать геометрические размеры вертушек путем проверки их соответствия

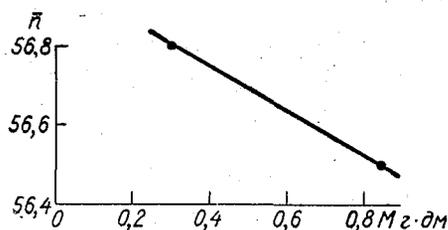


Рис. 2.

чертежам. С учетом погрешности, которую может внести в показания прибора вертушка, погрешность анемометра при поверке его на стенде должна быть на 2% меньше допустимой по техническим условиям.

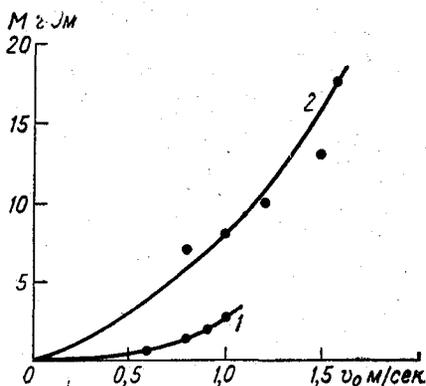


Рис. 1. Пороговая чувствительность по скорости (1) и по направлению (2).

ЛИТЕРАТУРА

1. Алтай Н. Н. К теории анемометрической вертушки. Труды ГГО, вып. 199, 1966.
2. Протопопов Н. Г. Некоторые вопросы теории и расчета винтовых ветрочувствительных элементов. Труды ГГО, вып. 199, 1966.
3. Каменева А. И. О точности поверки ручных анемометров. Труды ГГО, вып. 21 (83), 1956.
4. Фатеев Н. П. Аппаратура для поверки метеорологических приборов. См. наст. сб.

ЖИДКОСТНЫЙ ТЕРМОКРИОСТАТ ДЛЯ ПОВЕРКИ ТЕРМОМЕТРОВ СОПРОТИВЛЕНИЯ

В настоящее время для измерения температуры в дистанционных и автоматических метеостанциях широко применяются платиновые и медные термометры сопротивления. Эти термометры рассчитаны на измерение температуры в диапазоне приблизительно от -50 до $+50^\circ$ с точностью до $\pm 0,2^\circ$. В ряде случаев для измерения температуры и ее градиентов употребляются и другие типы термометров сопротивления и термисторы.

Как известно, уравнение платинового термометра сопротивления [1] в интервале температуры от 0 до 660° имеет вид

$$R_\vartheta = R_0(1 + A\vartheta + B\vartheta^2), \quad (1)$$

а в интервале температуры от 0 до $-182,97^\circ$

$$R_\vartheta = R_0[1 + A\vartheta + B\vartheta^2 - C(\vartheta - 100)\vartheta^3], \quad (2)$$

где R_ϑ — сопротивление термометра при температуре ϑ , R_0 — сопротивление термометра при 0° , A , B и C — постоянные коэффициенты.

В приведенных формулах постоянные коэффициенты A и B определяются в результате измерения сопротивления термометра в точках плавления льда, кипения воды и затвердевания цинка. Для определения коэффициента C дополнительно измеряется сопротивление термометра в точке кипения кислорода.

Технические платиновые термометры (ГОСТ 6651-59) изготавливаются из платины, характеризуемой отношением $\frac{R_{100}}{R_0} = 1,391$, что соответствует температурному коэффициенту платины $\alpha = 3,91 \cdot 10^{-3}$. Значение коэффициентов A , B и C в уравнениях (1) и (2), приведенные в таблицах градуировки (Гр. 20, Гр. 21 и Гр. 22), справедливы лишь для платины с указанным выше отношением $\frac{R_{100}}{R_0}$. Применение этих коэффициентов к платине с иным отношением $\frac{R_{100}}{R_0}$ дает существенную погрешность при вычислении температуры по формулам (1) и (2). Погрешность эта, например, для чистой платины с $\frac{R_{100}}{R_0} = 1,3925$ и температуре $+50^\circ$ может достигать $0,2^\circ$. Следует отметить, что даже в группе из восьми эталонных термометров сопротивления, изготовленных из чистой платины, по данным их градуировки отношение $\frac{R_{100}}{R_0}$ меняется в пределах $1,3920$ — $1,3925$ [2].

Таким образом, для определения температуры, измеренной платиновым термометром, необходимо знать, кроме его сопротивления при 0° , значения коэффициентов A , B и C , получаемые из градуировки термометра в четырех точках ($-182,97$, 0 , 100 и $419,50^\circ$).

Уравнение медного термометра сопротивления имеет вид

$$R_{\vartheta} = R_0(1 + \alpha \vartheta), \quad (3)$$

где R_{ϑ} — сопротивление термометра при температуре ϑ , α — температурный коэффициент сопротивления.

Температурный коэффициент α определяется при градуировке термометра в реперных точках 0 и 100° по формуле

$$\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{R_0(\vartheta_{100} - \vartheta_0)}. \quad (4)$$

Инструкцией по поверке платиновых и медных технических термометров сопротивления [3] предусмотрена поверка последних в двух реперных точках, что, учитывая постоянство значения R_0 и чистоту применяемой для их изготовления платины (постоянство коэффициентов A , B и C) или меди (постоянство коэффициента α), обеспечивает возможность определения температуры с применением градуировочных таблиц. Погрешность в этом случае для платинового термометра 1-го класса при температуре +50° достигает $\pm 0,3^\circ$, а при температуре -50° соответственно $\pm 0,375^\circ$ (без учета погрешности измерения сопротивления). Это исключает применение таких термометров для точного измерения температуры без дополнительной их поверки.

Поверка термометров в комплекте с показывающими приборами в соответствии с инструкцией [5] должна осуществляться в жидкостной среде посредством сравнения их показаний с показаниями образцового платинового термометра 2-го разряда, отградуированного в четырех реперных точках.

К числу термометров, поверяемых в комплекте с показывающими приборами, следует отнести датчики температуры и влажности УАТГМС, а также датчики температуры установки М-54 [4]. Раздельная поверка датчика температуры и указателя метеорологической станции М-49, предусмотренная временной инструкцией по ее поверке, связана с конструктивными особенностями датчика температуры и влажности. Следует считать целесообразной поверку в жидкостной среде платиновых и медных термометров в случаях, когда они не градуировались в реперных точках, а также термисторов с нелинейной зависимостью сопротивления от температуры.

Для поверки перечисленных датчиков температуры в жидкостной среде необходим термокриостат, позволяющий задавать и поддерживать в нем температуру в диапазоне от -60 до +60°.

Надлежащая точность поверки термометров в жидкостной среде термокриостата при отрицательной и положительной температуре может быть обеспечена лишь при соблюдении ряда требований. Эта точность определяется постоянством температуры в рабочем объеме термокриостата, типом и характеристиками образцового термометра и точностью измерения сопротивления образцового и поверяемых термометров. Инструкцией Государственного комитета стандартов, мер и измерительных приборов [3] допускаются при измерении сопротивления термометров изменения температуры в рабочем объеме криостата и термостата, не превышающие соответственно 1,5 и 0,15° за 10 мин. Однако такое существенное изменение температуры снижает точность поверки термометров, так как на серию отсчетов необходимо около 5 мин. Изменение температуры в термокриостате не должно превышать 0,1° за 10 мин., а колебание ее при автоматическом регулировании на любом значении температуры не должно превышать $\pm 0,05^\circ$. В связи с различными размерами образцового и поверяемых приборов, а также с тем, что они устанавливаются в различных точках рабочего объема, на результаты поверки может влиять

непостоянство температурного поля в рабочем объеме. Поэтому градиенты температуры в нем не должны превышать $0,005^\circ$ на 1 см.

Погрешность, вносимая образцовым термометром, не должна превышать $0,01^\circ$ в диапазоне температуры от -40° и выше, что может быть достигнуто применением образцового платинового термометра 1-го или 2-го разряда, поверенного в трех реперных точках. Максимальная погрешность, составляющая $0,03^\circ$, в этом случае будет при температуре -60° . Применяя образцовый термометр с известными коэффициентами A , B и C , можно получить точность измерений не ниже $0,02^\circ$. Указанная точность обеспечивается лишь при учете нагрева термометра измерительным током и погрешности, связанной с сопротивлением подводных проводов. Величины погрешностей измерения сопротивления ΔR и температуры $\Delta \vartheta$ могут быть определены формулами:

$$\Delta R = \frac{R_\vartheta K}{100}, \quad (5)$$

$$\Delta \vartheta = \frac{R_\vartheta K}{100 \alpha R_0}, \quad (6)$$

где R_ϑ — измеряемое сопротивление термометра при температуре ϑ , K — класс точности прибора, α — температурный коэффициент термометра, R_0 — сопротивление термометра при температуре 0° .

Погрешность измерения при температуре 0° можно оценить по упрощенной формуле

$$\Delta \vartheta_0 = \frac{K}{100 \alpha}.$$

Для измерения сопротивления термометров могут быть применены измерительные мосты и потенциометр. Ниже приводятся данные, вычисленные по формулам (5) и (6) и характеризующие максимальную погрешность измерения с помощью мостов или потенциометра.

Таблица 1
Погрешности измерения мостами и потенциометрами величин постоянного тока

№	Тип прибора	Класс точности	Погрешность измерения	
			$\pm \Delta R$ ом	$\pm \Delta \vartheta^\circ$
1	Мост УМВ	0,5	0,062	1,58
2	Мост МВУ-49	0,1	0,012	0,32
3	Мост МВЛ-47	0,05	0,006	0,16
4	Потенциометр Р-306	0,015	0,002	0,05

погрешности измерения с помощью мостов или потенциометра. Погрешности вычислены при температуре 60° для 10-омного платинового термометра, применяемого обычно в качестве образцового.

Из табл. 1 следует, что применение потенциометра постоянного тока дает наименьшую погрешность, однако в целях поверки термометров с погрешностью измерения $\pm 0,1^\circ$ серийные потенциометры могут быть применены лишь с подекадной их поверкой. Такие потенциометры обеспечивают измерение температуры с точностью не ниже $0,01^\circ$. Допустимо применение измерительных мостов класса 0,05 с ценой деления

последней декады, равной 0,001 ом, имеющих подекадную поверку. Применение таких мостов упрощает измерение и обработку данных.

Следует отметить, что для удобства измерений термокриостат целесообразно оборудовать коммутирующим устройством, позволяющим поочередно подключать к измерительной схеме образцовый и поверяемые термометры, включенные по 2-, 3- или 4-проводной схемам.

Ознакомление с литературными данными показало, что термокриостаты, отвечающие изложенным выше требованиям, отсутствуют. В связи с этим в Центральной лаборатории поверки ГГО была разработана и испытана новая конструкция термокриостата.

В основу работы этого термокриостата положен принцип термостатирования жидкости в его рабочем объеме на задаваемых значениях температуры. Термостатирование достигается ручным или автоматическим изменением интенсивности поступления тепла при постоянстве интенсивности поступления холода от хладагента.

Термокриостат (рис. 1) состоит из теплоизолированного объема, пульта управления, измерительной схемы.

Теплоизолированный объем (рис. 2) состоит из рабочего объема 1 и дополнительного объема 2, окруженных теплоизоляцией 3. Рабочий объем служит для размещения в нем образцового и поверяемых термометров.

Рабочий объем емкостью 16 л заполняется этиловым спиртом (при работе в области отрицательных температур) или водой (при работе в области положительных температур). Дополнительный объем 2 при работе в области температур ниже температуры окружающего воздуха заполняется твердой углекислотой в количестве около 20 кг. Термокриостат при этом закрывается крышками 4 и 5.

Для обеспечения постоянства температуры в рабочем объеме предусмотрена система принудительного перемешивания жидкости, содержащая тройную импеллерную мешалку 6, приводимую в движение асинхронным электродвигателем 7. Ось 8, продолжающая вал электродвигателя, заключена в защитную трубку 9. Наличие этой трубки, впаянной в дно, позволило установить электродвигатель под термокриостатом, что улучшило тепловой режим последнего в области отрицательных температур. Верхний конец оси 8 связан штифтом 10 с трубчатой осью мешалки 6. Верхний конец этой оси вращается в подшипнике, укрепленном на стакане платы 11 для установки термометров.

Мешалка помещена в цилиндрический кожух 12, внутри которого осуществляется подъем жидкости и выбрасывание ее через прорези в кожухе. Такой характер движения жидкости в рабочем объеме при ее механическом перемешивании согласуется с направлением движения жидкости при ее конвективном перемешивании, обусловленном расположе-

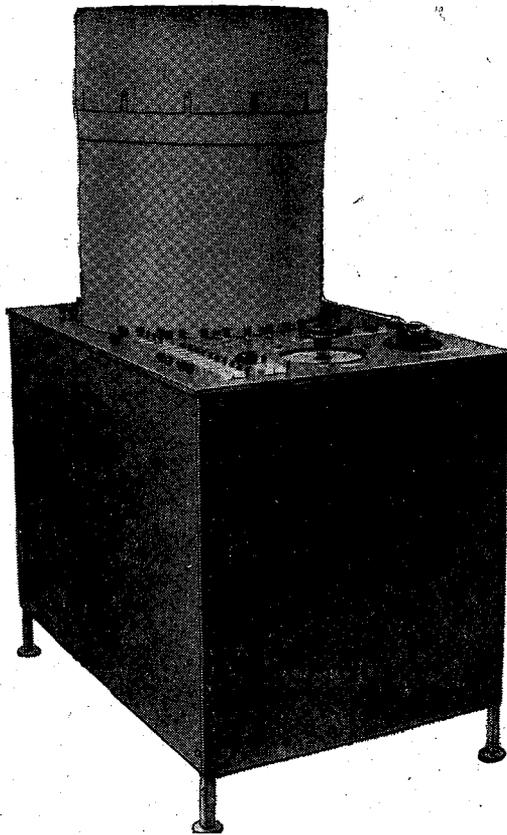


Рис. 1. Общий вид термокриостата.

нием нагревателя у дна рабочего объема и хладагента в верхней его части.

Повышение и поддержание температуры в рабочем объеме осуществляются электрическим подогревом термостатируемой жидкости. Для этой цели служит электронагреватель 13 с номинальной мощностью 800 вт.

Понижение температуры в рабочем объеме термостата ниже комнатной достигается применением твердой углекислоты.

При работе в области температур выше комнатной используется теплообмен с окружающим воздухом. В последнем случае крышки термостата снимаются, а дополнительный объем углекислоты не загружается.

Слив жидкости из рабочего объема осуществляется через сливной шланг 14.

Теплоизолированный объем заключен в дюралюминиевый корпус.

На пульте управления термостата (верхняя горизонтальная панель основания на рис. 1) установлены 15 пар штепсельных ламелей, 13 групп клемм, ручка переключателя термометров, тумблеры сети, перемешивания, изменения режимов и включения автоматического регулирования, ручки автотрансформаторов, регулирующих нагрев и перемешивание, сигнальные лампы нали-

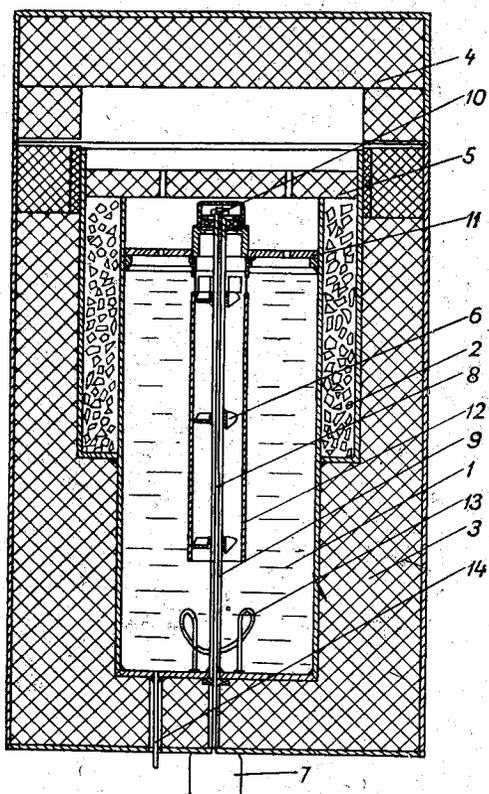


Рис. 2. Теплоизолированный объем термостата.

чия напряжения на автотрансформаторе и величины тока, проходящего через нагреватель. На задней стенке основания установлены розетки для подключения установки к сети, нагревателя, электродвигателя перемешивания и лампы подсветки. Кроме того, на задней стенке расположены предохранители и штепсельная колодка для подключения блока систем автоматического регулирования.

На пульте управления размещены и клеммы для подключения термометров к измерительной схеме.

Электрическая схема термостата приведена на рис. 3. В нижней части этой схемы представлено устройство, позволяющее задавать и регулировать температуру в рабочем объеме термостата.

Термостат включается в сеть через розетку $П_1$. Розетка $П_2$ свободна и может быть при необходимости использована для подключения переносной лампы.

Включение установки осуществляется тумблером $В_1$. На вариаторы $Тр_1$ и $Тр_2$ через предохранители $Пр_1$ и $Пр_2$ подается напряжение сети 220 в.

Неоновая лампа L_1 с включенным в ее цепь добавочным сопротивлением R_2 служит индикатором напряжения на автотрансформаторах.

С движка вариатора Tr_1 напряжение через тумблер B_2 подается на электродвигатель перемешивания M , подключаемый к розетке Π_3 . Через тумблер B_3 на нагреватель R_1 , подключаемый к розетке Π_4 , подается

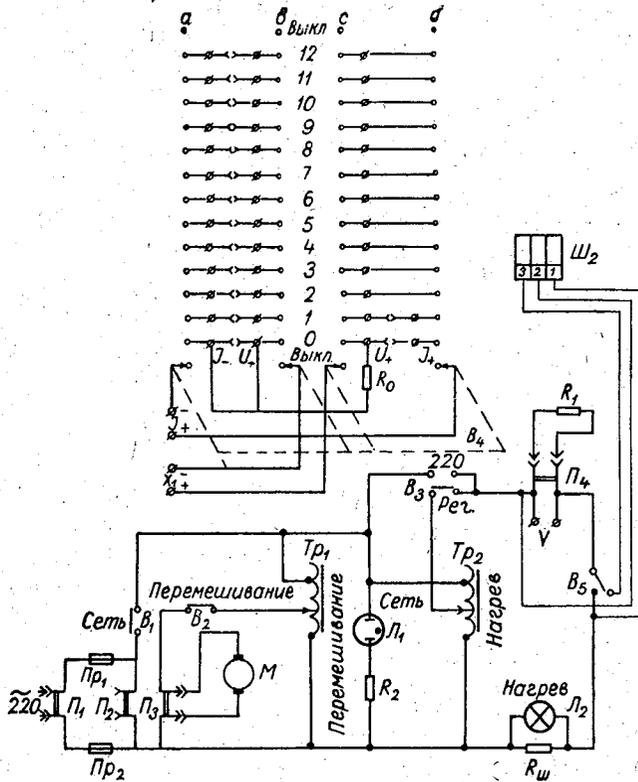


Рис. 3. Электрическая схема термокриостата.

либо напряжение сети (верхнее положение «220» тумблера B_3), либо регулируемое напряжение с движка автотрансформатора Tr_2 (нижнее положение «Рег.» тумблера B_3).

Лампочка накаливания L_2 с подключенным к ней шунтом $R_ш$ служит для визуального наблюдения за величиной тока, проходящего через нагреватель, и для контроля исправности его спирали.

Вольтметр, подключаемый к клеммам V , измеряет величину падения напряжения на спирали нагревателя.

Тумблер B_5 служит для перехода с ручного регулирования температуры термокриостата к автоматическому. Система автоматического регулирования подключается через разъем $Ш_2$. Ее чувствительность к изменению температуры должна быть порядка $5^\circ \cdot 10^{-3}$.

Верхняя часть электрической схемы представляет собой коммутирующее устройство, обеспечивающее возможность подключения к измерительной схеме образцового и поверяемых термометров.

Образцовый термометр R_0 подключается к клеммам группы 0, а к остальным 12 группам клемм подключаются поверяемые термометры.

Группы 0 и 1 имеют по 4 клеммы. Клеммы этих групп могут быть парно соединены между собой (J_- с U_- и U_+ с J_+) с помощью штепсе-

лей, вставляемых в разрезные ламели. Тем самым к группам клемм 0 и 1 можно подключать образцовый и поверяемый термометры с четырьмя, тремя и двумя выводами.

В первом случае оба штепселя вынимаются из отверстий между ламелями, соответствующих номеру переключаемого термометра, во втором—

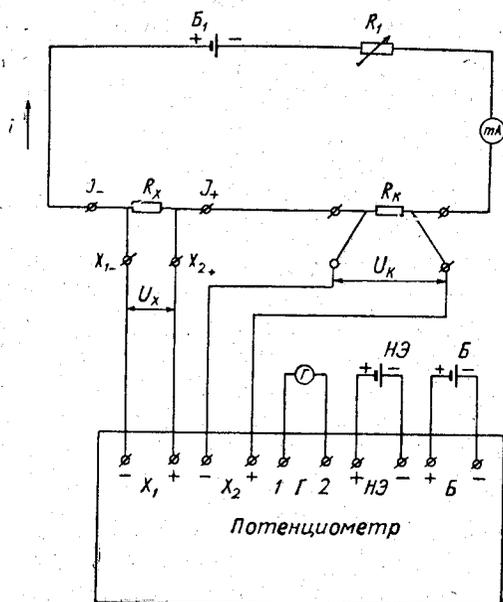


Рис. 4. Измерительная схема.

вынимается штепсель между ламелями, соединяемыми с клеммами J_- и U_- , наконец, при подключении термометров с двумя выводами штепсели из ламелей не вынимаются.

Группы 2—12 имеют по 3 клеммы и предназначены для подключения 11 поверяемых термометров с тремя или двумя выводами. В первом случае штепсели вынимаются из отверстий между ламелями, во втором — соответствующие ламели остаются замкнутыми.

Щеточный переключатель B_4 на 15 положений, имеющий 4 платы, предназначен для попеременного подключения к измерительной схеме образцового или любого из поверяемых термометров.

Клеммы X_{1+} , X_{1-} и J_+ , J_- предназначены для подклю-

чения термометров сопротивления к измерительной схеме.

Измерительная схема термокриостата (рис. 4) представляет собой компенсационную схему измерения сопротивления потенциометром.

Здесь R_X — термометр сопротивления, а R_K — образцовая катушка сопротивления.

Термометр сопротивления и образцовая катушка включены по четырехпроводной схеме.

В процессе измерения вначале магазином сопротивлений R_1 подбирается рабочий ток i в цепи $B_1 - R_1 - mA - R_K - R_X$.

Затем потенциометром измеряются последовательно падения напряжения на сопротивлении термометра R_X и на образцовой катушке R_K .

Очевидно, что $U_X = i_X R_X$, а $U_K = i_K R_K$.

Если во время измерения параметры последовательной цепи не менялись, то токи $i_X = i_K = i$. В этом случае, беря отношение

$$\frac{U_X}{U_K} = \frac{i R_X}{i R_K},$$

получаем, что

$$R_X = R_K \frac{U_X}{U_K}.$$

Сопротивление образцовой катушки с учетом температуры среды может быть определено из поверочного свидетельства к катушке. Таким образом, искомое сопротивление термометра однозначно определяется измеренными величинами U_X и U_K .

В измерительной схеме применены:
низкоомный потенциометр постоянного тока типа Р-306, класса 0,015,
с подекадной поверкой;

низкоомный зеркальный гальванометр Г типа М-21/4;

образцовая катушка сопротивления типа Р-331 100 ом, класса 0,01;

нормальный элемент НЭ второго класса;

миллиамперметр класса 1,0 с током полного отклонения 5 мА;

магазин сопротивления R_1 типа Р-33.

В качестве батареи B_1 применены 2, а в качестве батареи B — 3 батареи с ЭДС 1,3 в, емкостью около 500 а · час.

Измерительная схема клеммами X_{1-} , X_{1+} и $J-J_{+}$ подключается к соответствующим клеммам коммутирующего устройства термокриостата (рис. 3).

При работе в области положительных температур крышки с термокриостата снимаются и в рабочий объем заливается около 16 л воды. Затем в нем устанавливаются образцовый и поверяемые термометры с таким расчетом, чтобы чувствительные их элементы были полностью погружены в жидкость.

Выводы термометров подключаются к клеммам на пульте управления. Установка включается в сеть, и подбирается необходимая скорость перемешивания. Затем на нагреватель подается напряжение 220 в, что соответствует форсированному режиму выхода на более высокую температуру по сравнению с температурой окружающего воздуха. Повышение температуры при этом происходит со скоростью примерно 1 град/мин. Температура рабочего объема и ее изменения определяются по образцовому платиновому термометру и по измерительной схеме.

Выйдя с погрешностью $\pm 1^\circ$ на требуемую температурную точку, подбирают вручную величину напряжения на нагревателе U_H в зависимости от разности требуемой и комнатной температур Δt . Эта величина снимается с графика $U_H = f(\Delta t)$, который строится по результатам предварительных испытаний термокриостата в области положительных температур и определяется его тепловыми характеристиками. Корректируя напряжение на нагревателе в пределах ± 5 вольт, добиваются изменения температуры рабочего объема не более чем на $0,02^\circ$ за 5 мин. Эта операция занимает около 15 мин.

Далее, поочередно подключая образцовый и поверяемый термометры к измерительной схеме, производят поверку.

При работе в области отрицательных температур ее минимальное значение достигается при выключенной установке спустя 4—5 час. после загрузки углекислотой дополнительного объема. Загружать дополнительный объем термокриостата углекислотой целесообразно в конце дня, оставляя термокриостат выключенным до утра. Утром, дополнив израсходованную углекислоту, приступают к работе. Температура рабочего объема в этом случае будет ниже -60° .

После включения термокриостата и регулировки перемешивания устанавливается форсированный режим нагрева и осуществляется выход на точку с более высокой температурой. Повышение температуры происходит со скоростью примерно 1,5 град/мин.

Достигнув с погрешностью около 1° требуемой температуры, на нагреватель подают напряжение, значение которого есть функция разности температуры углекислоты и требуемой температуры. Это значение снимается с кривой, построенной по данным предварительных исследований термокриостата, но уже в области отрицательных температур.

Для определения температуры в процессе поверки используется градуировочная таблица значений сопротивлений образцового термо-

метра при различной температуре в диапазоне $\pm 60^\circ$. Таблица рассчитывается по уравнениям (1), (2) и данным градуировки термометра, проведенной ВНИИМом.

Опытная модель термокриостата была подвергнута лабораторным испытаниям в целях установления его технических характеристик.

В ходе испытаний определялись диапазон работы, время получения крайних значений температуры, возможность задания любой температуры и время ее достижения, постоянство температуры при ручном регулировании ее градиента, потребляемая установкой мощность, а также количество углекислоты и спирта, необходимых для работы установки. Кроме того, определялось постоянство температуры при автоматическом ее регулировании.

При определении диапазона работы термокриостата, т. е. возможности получения в его рабочем объеме температуры -60 и $+60^\circ$ с точностью $\pm 1^\circ$ были получены температуры $-60, 28$ и $+59, 98^\circ$. Таким образом, отклонения от номинальных значений составили $-0,28$ и $-0,02^\circ$, т. е. величины, значительно меньшие, чем $\pm 1^\circ$.

Установлено, что время достижения температуры -60° составляет 4 часа 20 мин., время перехода от температуры -60° до комнатной равно 1 часу 10 мин., а время перехода от комнатной температуры до температуры 60° равно 53 мин.

Проверка возможности задания любой температуры, осуществленная для номинальных ее значений $-60, -50, -40, -10, 20, 30, 40, 50$ и 60° , показала, что получаемая в рабочем объеме температура не отличается от задаваемой более, чем на $0,6^\circ$.

Время достижения задаваемой температуры с постоянством последней $0,02^\circ$ в течение 5 мин. не превышает 13 мин.

Постоянство задаваемой температуры в рабочем объеме при ручном регулировании характеризовалось ее изменением в течение 10 мин. Для оценки постоянства температура поддерживалась в течение 30—60 мин., причем, каждые 5 мин. делались ее измерения и вычислялось изменение температуры по скользящим 10-минутным интервалам. Результаты определения постоянства задаваемой температуры приведены в табл. 2.

Из табл. 2 следует, что ручное регулирование температуры в рабочем объеме термокриостата при его охлаждении углекислотой или воздухом обеспечивает постоянство задаваемой температуры с погрешностью не более $0,04^\circ$ за 10 мин.

Определение вертикального и горизонтального градиентов температуры в рабочем объеме термокриостата осуществлялось посредством термопары из 10 медно-константовых термопар, проградуированной с зеркальным гальванометром в диапазоне $\pm 0,5^\circ$. При определении вертикального градиента горячие спаи располагались на глубине 5 см от поверхности воды (спирта), а холодные — на глубине 25 см. При определении горизонтального градиента горячие и холодные спаи располагались симметрично относительно вертикальной оси рабочего объема на глубине 10 см. Многократное определение градиентов при температуре $-50, 30$ и 60° показало, что максимальное их значение не превышает $-0,005$ град/см, причем в области отрицательных температур градиенты меньше. Так, при температуре -50 и 60° вертикальный градиент составил $+0,001$ и $-0,005$ град/см. Это свидетельствует об эффективности конвективной составляющей перемешивания при отрицательной температуре.

Средняя мощность, потребляемая от сети термокриостатом, при регулировании температуры не превышает 0,14 квт, а мощность, потребляе-

Изменение температуры в рабочем объеме

Время, мин.	Начальная температура, град.						
	-60,32	-50,34	-40,07	20,32	39,75	49,86	59,97
	<i>Углекислота</i>			<i>Воздух</i>			
10	0,04	0,03	-0,02	-0,03	-0,04	0,00	0,01
15	0,04	0,03	0,00	-0,01	-0,02	0,03	-0,01
20	0,02	-0,01	0,03	-0,01	-0,02	0,02	0,01
25	0,00	-0,04	0,04	-0,01	-0,02	0,00	0,01
30	0,01	-0,04	0,03	-0,01	-0,01	0,00	0,01
35	0,01	—	—	-0,02	—	—	0,02
40	0,02	—	—	-0,01	—	—	0,02
45	0,04	—	—	-0,01	—	—	0,02
50	0,04	—	—	0,00	—	—	0,04
55	0,03	—	—	0,01	—	—	0,03
60	0,01	—	—	0,00	—	—	0,01
	-60,18	-50,36	-40,03	20,26	39,68	49,88	60,07
	Конечная температура, град.						

мая при переходе с одной температуры на другую, не превышает 0,87 квт (220 в). Мощность, потребляемая при максимальном нагреве (250 в) и составляющая 1,16 квт, установкой практически не потребляется, так как этот режим используется лишь в процессе ее испытания.

Количество твердой углекислоты и спирта, необходимое для зарядки установки, как показала эксплуатация опытной модели термокриостата, не превышает соответственно 20 кг и 16 л. Такого количества углекислоты достаточно для получения в рабочем объеме температуры, близкой к -66° , при этом расходуется лишь половина углекислоты. Спирт при работе в области отрицательной температуры практически не теряется, не загрязняется и не обводняется.

Экспериментальная проверка примененной системы автоматического регулирования температуры в рабочем объеме термокриостата была осуществлена в диапазоне температур от -60 до $+60^{\circ}$ через 10° , причем на каждом задаваемом значении температуры время регулирования было не менее одного часа. В результате установлено, что в течение всего интервала времени регулирования максимальное отклонение температуры от ее среднего значения не превысило по абсолютной величине $0,05^{\circ}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Попов М. М. Термометрия и калориметрия. Изд. МГУ, 1954.
2. Алиева Ф. З. Об эталонных термометрах сопротивлений для измерения в области средних температур. Труды институтов Комитета стандартов, мер и измерительных приборов, вып. 51. Стандартгиз, М.—Л., 1961.
3. Проверка приборов для температурных и тепловых измерений (сборник инструкций), Стандартгиз, М., 1963.
4. Руководство по проверке метеорологических приборов. Гидрометеиздат. Л., 1967.
5. Инструкция 156—60. Стандартгиз, М., 1960.

О СОКРАЩЕНИИ ВРЕМЕНИ ВЫДЕРЖКИ ЖИДКОСТНЫХ ТЕРМОМЕТРОВ ПРИ ПОВЕРКЕ

Для измерения температуры в Гидрометслужбе применяются стеклянные жидкостные термометры, которые различаются между собой конструкцией деталей и имеют различные наполнители (ртуть, спирт).

Все термометры после изготовления на заводе и в процессе эксплуатации подвергаются поверке. При поверке определяется правильность их показаний путем сравнения с образцовыми термометрами. По результатам поверки определяются шкаловые поправки к показаниям термометров по всей шкале через каждые 10° .

Поверку точки 0° производят в установке, наполненной тающим льдом, поверку остальных точек — в жидкостных термостатах. Для поверки при положительной температуре применяется вода, при отрицательной — спирт, охлажденный углекислотой.

Время выдержки термометров при поверке точки 0° для максимальных согласно [1] было установлено от 10 до 15 мин., для всех остальных

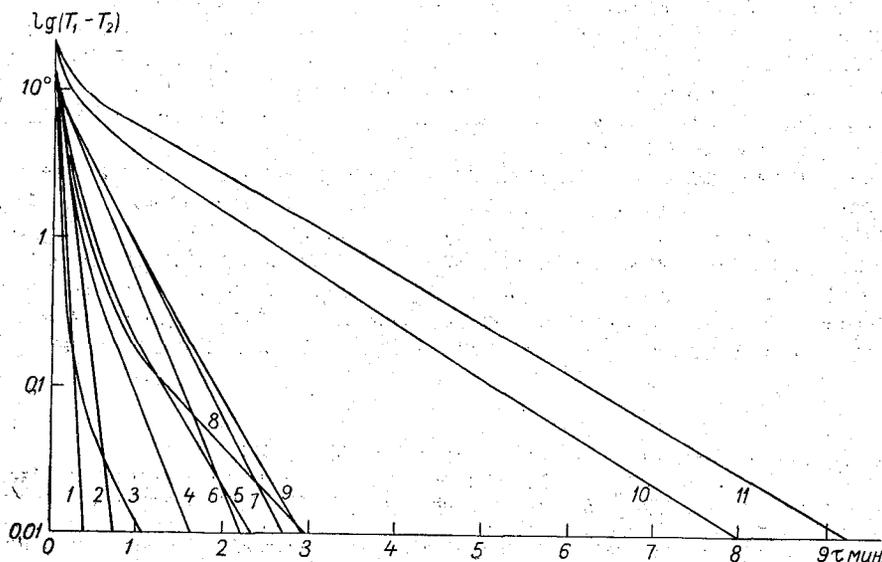


Рис. 1. Время восприятия температуры среды термометрами при температуре 0° .

Термометры к аспирационным психрометрам: 1 — № 1968, 2 — № 652, 3 — № 877, 4 — № 2931; психрометрические термометры: 5 — № 1926, 6 — № 1985, 7 — № 8118, 8 — почвенно-глубинный термометр № 96, 9 — термометр № 495 к ртутному барометру; минимальные термометры: 10 — № 20031, 11 — № 6995 20/8.

ртутных — от 20 до 30 мин., а для спиртовых термометров — от 30 до 40 мин.

В термостах при положительной температуре все термометры выдерживались от 8 до 10 мин. При отрицательной температуре ртутные термометры выдерживались около 10 мин., спиртовые при -10° и -20° выдерживались от 15 до 20 мин., ниже -20° — от 30 до 40 мин.

Для решения вопроса о возможности сокращения времени выдержки жидкостных термометров в установках при их поверке были проведены исследования с различными типами термометров в Центральном бюро поверки гидрометприборов при Главной геофизической обсерватории им. А. И. Воейкова и на Клинском термометровом заводе в 1961—1965 гг. Исследование основывалось на двух опытах.

В первом опыте определялось время, необходимое для того, чтобы поверяемый термометр принял температуру в установке с точностью до $0,01^\circ$. Время отсчитывалось по секундомеру. Пуск секундомера заканчивался, когда показания термометра становились стабильными с точностью до $0,01^\circ$.

Результаты представлены на графиках (рис. 1, 2, 3). По оси абсцисс отложено время выдержки термометров τ в минутах. По оси ординат — логарифм разности начальной и конечной температуры $\lg(T_1 - T_2)$. Логарифмический масштаб дает возможность представить закон выравнивания температуры между термометром и средой в виде линейной зависимости. Такая зависимость позволяет очень просто найти время выдержки термометра в установках для любой заданной заранее точности.

График 1. Термометры помещались в установку с температурой 0° . Из графика видно, что все ртутные термометры приняли температуру за 3 мин.; спиртовые — менее чем за 10 мин.

График 2. Термометры помещались в термостат с температурой $+40^\circ$. Термометры приняли температуру менее чем за 2 мин.

График 3. Термометры помещались в термостат с температурой -27° . Ртутные термометры приняли температуру за 3 мин., спиртовые — за 5 мин.

На основании результатов измерений можно сделать вывод, что температуру среды термометры различной конструкции принимают в тече-

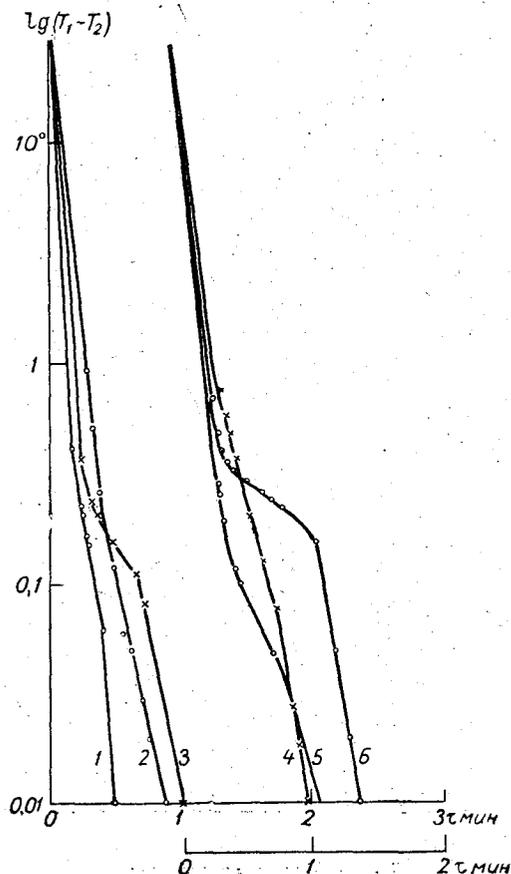


Рис. 2. Время восприятия температуры среды термометрами при температуре $+40^\circ$.

Термометры к аспирационным психрометрам: 1—№ 56, 2—№ 1114, 3—№ 1603; 4—психрометрический термометр № 3390; 5—термометр № 844, 6—максимальный термометр № 4784.

ние разного времени, но не превышающего у ртутных термометров 5 мин., у спиртовых — 10 мин.

Второй опыт был поставлен с целью проверить, в какой мере может сказаться в условиях массовой поверки сокращение времени выдержки термометров в установках на результаты поверки для различных типов

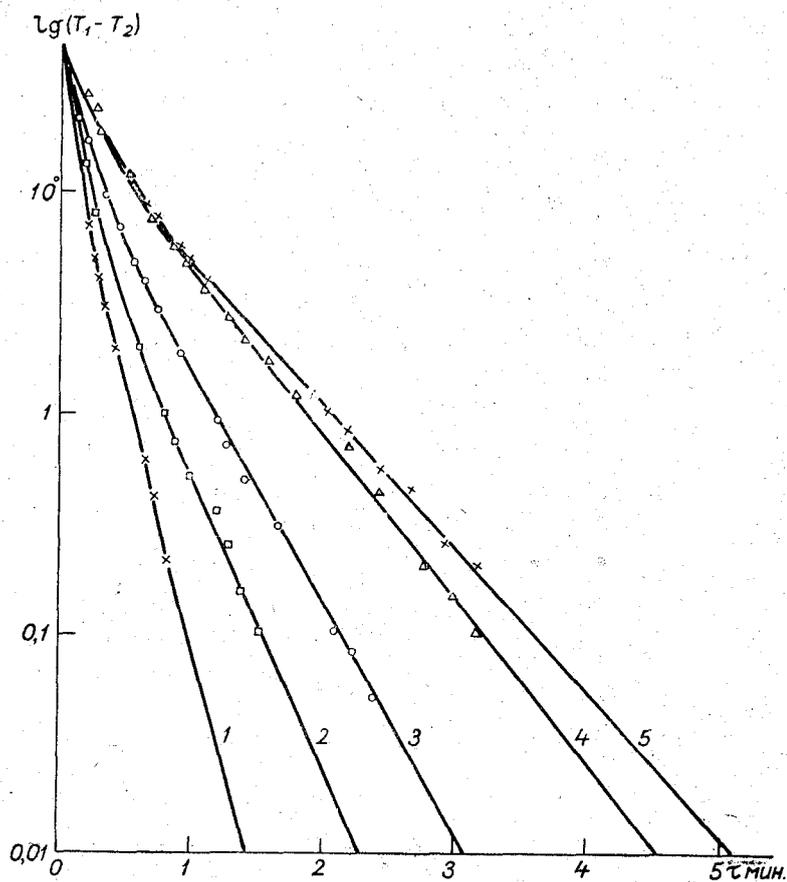


Рис. 3. Время восприятия температуры среды термометрами при температуре -27° .

Термометры: 1 — № 97 (к аспирационному психрометру); 2 — 1101 (почвенно-глубинный); 3 — № 109 (психрометрический); 4 — 11511 и 5 — № 4699 (минимальные).

жидкостных термометров. Для этой цели на Клинском термометровом заводе были проверены ртутные термометры (психрометрические, к аспирационному психрометру, максимальные, Савинова) и спиртовые (минимальные).

Поверка производилась в соответствии с действующей в ГМС методикой, однако время выдержки термометров в поверочных установках было различным. Для ртутных термометров на каждой поверяемой точке оно составляло 5 и 10—15 мин., для спиртовых 10 и 40 мин. По всем термометрам было произведено всего около 2000 измерений.

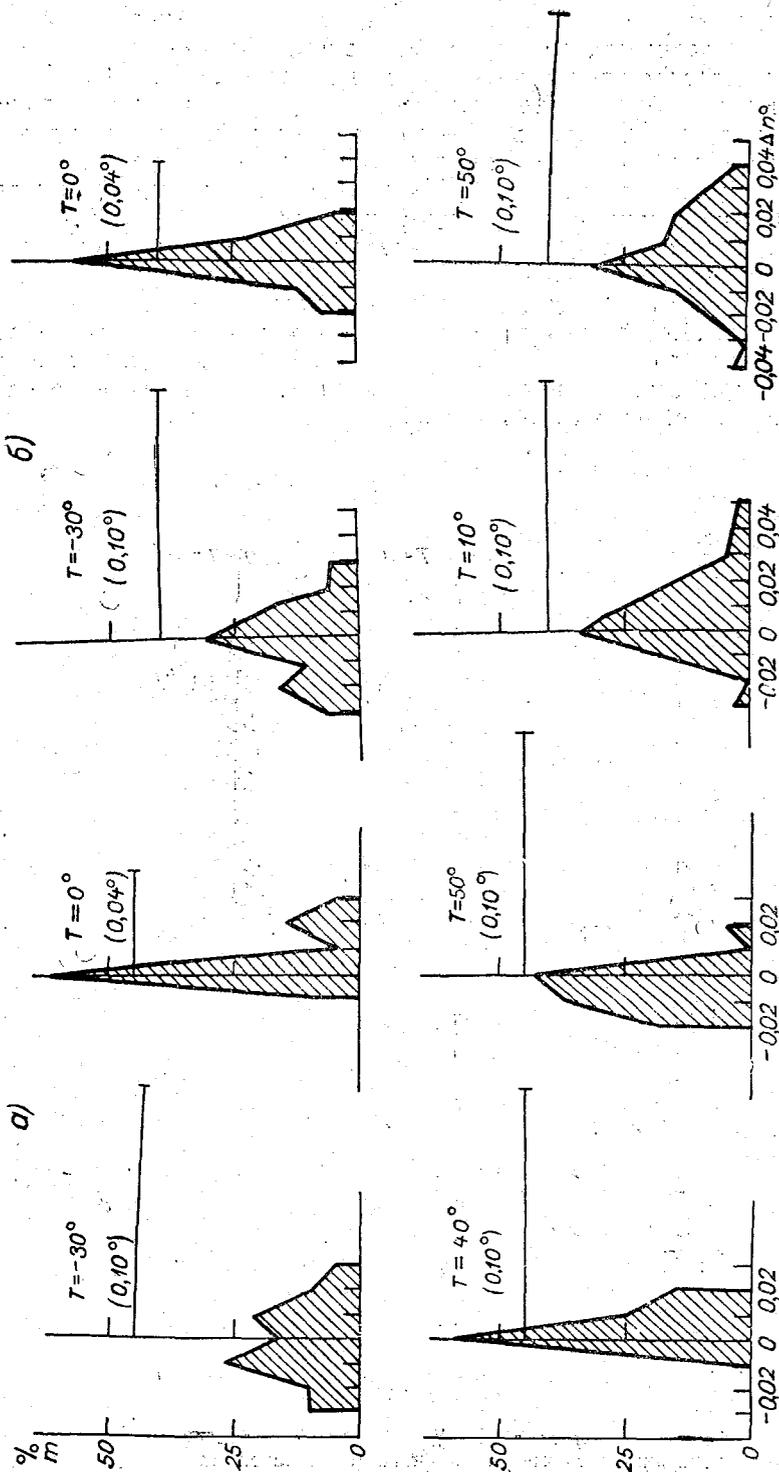


Рис. 4. Распределение (%) разностей поправок показаний психрометрического термометра (а) и термометра к аспирационному психрометру (б) при различных температурах.
 В скобках указан допуск на перепроверку термометров.

В результате такой поверки были получены для всех термометров на каждой поверяемой точке шкалы две поправки. Одна соответствовала короткой выдержке термометра в установке, другая — длинной.

Вычислялась разность Δn между этими двумя поправками.

Результаты второго опыта представлены на графиках (рис. 4, 5, 6).

На графиках по оси абсцисс отложена разность Δn между двумя поправками, полученными при разной выдержке термометров в установке. По оси ординат отложено количество термометров в процентах, имеющих одинаковую разность Δn . За 100% принималось общее количество термометров одного наименования, поверенных при одной и той же температуре. На каждом графике горизонтальной линией показана величина установленного допуска [1] на перепроверку термометра.

График 4. На графике представлены результаты поверки психрометрических термометров и термометров к аспирационному психрометру б/м. поверенных на точках $-30, 0, +10, +40, +50^\circ$. Из графика видно, что максимальная разность Δn значительно меньше допуска на перепроверку термометров и колеблется от $0,02$ до $0,05^\circ$.

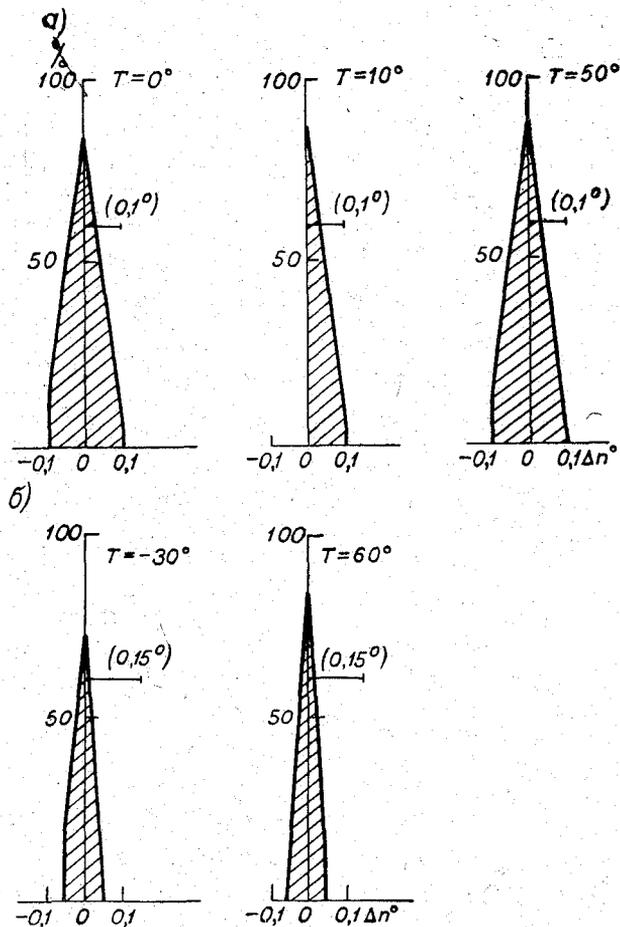


Рис. 5. Распределение (%) разностей поправок показаний термометра Савинова (а) и максимального термометра (б) при различных температурах. В скобках указан допуск на перепроверку термометров.

График 5. На графике представлены результаты поверки термометров Савинова и максимальных, поверенных на точках $-30, 0, +10, +50, +60^\circ$. Из графика видно, что у большинства термометров (72—92%) разность поправок Δn равна нулю.

График 6. На графике представлены результаты поверки минимальных термометров, поверенных на точках $-60, -50, -30, 0^\circ$. Из графика видно, что разность поправок Δn значительно меньше действующего допуска на перепроверку и только 3% термометров на точке -60° находятся на пределе допуска.

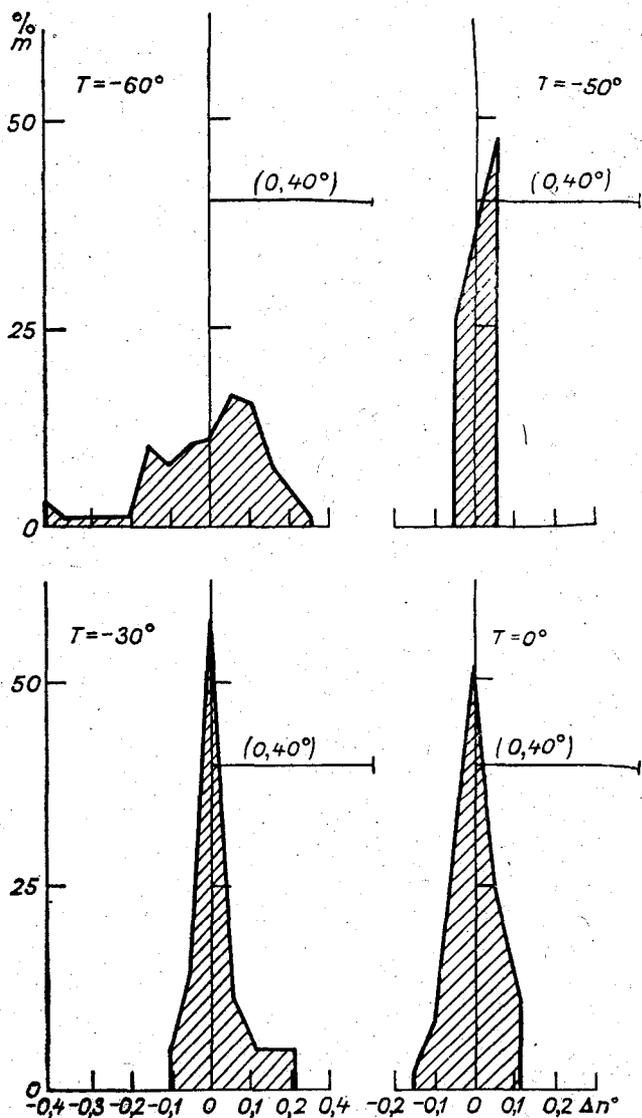


Рис. 6. Распределение (%) разностей поправок показаний минимального термометра при различных температурах.

В скобках указан допуск на перепроверку термометра.

Таким образом, анализ результатов, полученных при втором опыте, подтверждает сделанный после первого опыта вывод о возможности без ущерба для точности сократить время выдержки термометров при поверке их в поверочных установках, а именно: считать достаточным для ртутных термометров время выдержки 5 мин., для спиртовых термометров — 10 мин.

ЛИТЕРАТУРА

1. Руководство по поверке гидрометеорологических приборов. Гидрометеоздат, Л., 1956.

В. А. КЛЕВАНЦОВА, И. А. ПОКРОВСКАЯ,
Ю. Д. ЯНИШЕВСКИЙ

ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕРНИЗИРОВАННЫХ ПИРГЕЛИОМЕТРОВ ОНГСТРЕМА

Пиргелиометры Онгстрема, используемые в настоящее время, в том числе международные и национальные эталоны, не одинаковы по конструкции. Например, разные длины трубок пиргелиометров при одинаковых размерах приемных отверстий приводят к различиям в углах приемных отверстий. Приемные отверстия пиргелиометров Онгстрема также не всегда одинаковы. Наиболее распространенными являются конструкции, у которых расстояние от входного отверстия до приемника составляет 52, 83,5, 102—107 мм, а размеры отверстий 22×5 мм.

При проверке необходимо сравнивать приборы с одинаковыми углами отверстий. Результаты сравнений пиргелиометров с разными углами отверстий не однозначны и зависят от интенсивности околосолнечной радиации.

Работы, проведенные за последние годы [1, 2, 3], показывают, что при несоответствии углов отверстий поверяемого и образцового пиргелиометров, ошибки проверки находятся в пределах 0,5% только при хорошей прозрачности атмосферы (условиях, характеризуемых произведением фактора мутности по Линке T на оптическую массу по Бемпорату m в пределах от 4 до 6). При увеличении mT до 15 эта ошибка может достигать 4—5%.

Ю. Д. Янишевский предложил в качестве вторичных эталонов использовать пиргелиометры, углы отверстий которых можно менять, используя насадки соответствующей длины. В экспериментальной мастерской ГГО были изготовлены два таких пиргелиометра (№ 541 и 542), представляющие собой модернизацию пиргелиометра Онгстрема. У этих пиргелиометров входные отверстия имеют размеры 22×5 мм, а расстояние от приемника до входного отверстия равно 54 мм. На трубку пиргелиометра можно надевать насадки, удлиняющие ее на 30 или 50 мм. Таким образом, можно получать расстояния от входных отверстий до приемника, равные 54, 84 и 104 мм. Внутри основной трубки помещены две диафрагмы 22×6 мм и диафрагма 21×5 мм — у приемника. В короткой насадке имеется одна диафрагма 21×6 мм, в длинной — две такие же. При использовании основной трубки (54 мм) входные центральные углы равны $23^\circ \times 5'20''$. При длине трубок 84 или 104 мм входные углы равны соответственно $15^\circ \times 3'20''$ и $12^\circ \times 2'40''$.

В отличие от оригинальных пиргелиометров Онгстрема, толщина приемных пластинок которых равна 0,01 мм, в новых приборах поставлены манганиновые пластинки толщиной 0,04 мм. Длина пластинки 20 мм, ширина 2,4 мм. Приемные пластинки закреплены на латунных сегментах, а не на эбоните, что исключает изменение натяжения полосок при изменении температуры.

Приемные поверхности пластин покрыты сажей на янтарном лаке с укусноэтиловым эфиром и сверху закопчены керосиновой сажей. Вместо одной термопары сделана термобатарея из 19 спаев манганин-константан. У пиргелиометра № 541 «горячие» спаи приклеены к приемным пластинкам, а у пиргелиометра № 542 они прижаты к приемным пластинкам, но не подклеены. «Холодные» спаи приклеены к медным брускам, концы которых прижаты к металлическому корпусу прибора, что увеличивает теплоотдачу.

Выяснилось, что чувствительность приемников пиргелиометров несимметрична на 5—7%, поэтому было произведено симметрирование приемников: к одной из термобатарей пиргелиометра № 541 был поставлен манганиновый шунт, а у пиргелиометра № 542 одна из термобатарей была сильнее поджата к приемной пластинке.

Исследование пиргелиометров проводилось в течение 1965 и 1966 гг. в лабораторных условиях и в Карадагской актинометрической обсерватории. Пиргелиометры использовались в комплекте с амперметром М-104 № 64309, класса 0,5 и нуль-гальванометром М-196/2 № 25443 при положении переключателя чувствительности ($\times 5$). Цена деления нулевого гальванометра (по радиации) с пиргелиометрами № 541 и 542 равна 0,0028 кал/см²мин. на одно деление шкалы. Установлено, что нельзя использовать в качестве нуль-гальванометра гальванометр М-117/3. В данном случае этот гальванометр работает в режиме переуспокоения, поэтому возрастает инерция установки. Кроме того, чувствительность его недостаточна. Цена деления гальванометра М-117/3 № 61061 с пиргелиометрами № 541 и 542 равна 0,014 кал/см²мин. на одно деление шкалы.

Исследовались следующие параметры пиргелиометров: симметрия приемников, распределение чувствительности по приемнику, инерция приборов, влияние неточности нацеливания пиргелиометра на его показания. Определены значения постоянных пиргелиометров с насадками и без них и изменение постоянных за год.

Симметрия приемников

Симметрия приемников пиргелиометров определялась дважды в 1965 и 1966 гг. при освещении их радиацией солнца интенсивностью 1,1 кал/см²мин. и при пропускании компенсирующего тока, соответствующего этой интенсивности радиации. По полученным данным вычислены критерии подобия и стабильности приемников Курвуазье S [4]. Результаты приведены в табл. 1. Асимметрия приемника пиргелиометра № 541

Таблица 1

Асимметрия приемников пиргелиометров в 1965 и 1966 гг. (%)

Пиргелиометр	По радиации		По току		S	
	1965	1966	1965	1966	1965	1966
№ 541						
Без насадок	1,4	2	0,3	0,6	0,02	0,03
С насадкой 30 мм	1,4					
С насадкой 50 мм	2					
№ 542						
Без насадок	2	3,4	2	3,3	0,04	0,07
С насадкой 50 мм	2					

в течение года практически не изменилась. Изменение величины S — в пределах точности ее определения. Асимметрия приемника пиргелиометра № 542 за год увеличилась и по радиации и по току, а величина S возросла почти в два раза. Увеличение асимметрии приемника пиргелиометра № 542 возможно произошло за счет изменения контакта между термобатареей и приемной пластинкой, так как термобатареи только прижаты к пластинкам, а не приклеены, как у пиргелиометра № 541.

Распределение чувствительности по приемникам пиргелиометров

Исследование проводилось на микрофотометре МФ-4 № 540029. Головка пиргелиометра помещалась на предметный столик микрофотометра. Луч, падающий через цель объектива, освещал поверхность пластины размером $3 \times 0,5$ мм. Напряжение на лампе поддерживалось постоянным. Исследовалось распределение чувствительности вдоль приемной пластинки. Вторая пластинка оставалась затененной. Термоток измерялся гальванометром М-196/2 на диапазоне ($\times 1$). Световое пятно перемещалось вдоль пластинки по середине ее, и отсчеты по гальванометру снимались через каждые 0,5 мм. Всего было сделано 38 отсчетов. Для контроля снимались отсчеты и при перемещении светового пятна в обратном направлении. Распределение чувствительности вдоль пластин пиргелиометров № 541 и 542 вычислено в процентах максимальной чувствительности в центре пластины и приведено на рис. 1. По оси абсцисс отложена длина пластинки в миллиметрах, по оси ординат — чувствительность приемника в процентах максимальной чувствительности. Для сравнения определено также распределение чувствительности по приемнику оригинального пиргелиометра Онгстрема № 196. Кривые чувствительности для каждой пары приемников нанесены на один график. Они довольно хорошо совпадают для приемников пиргелиометров № 541 и 196 и несколько хуже для приемников пиргелиометра № 542 (с неприклеенными термобатареями). У пиргелиометров № 541 и 542 распределение чувствительности вдоль приемника более рав-

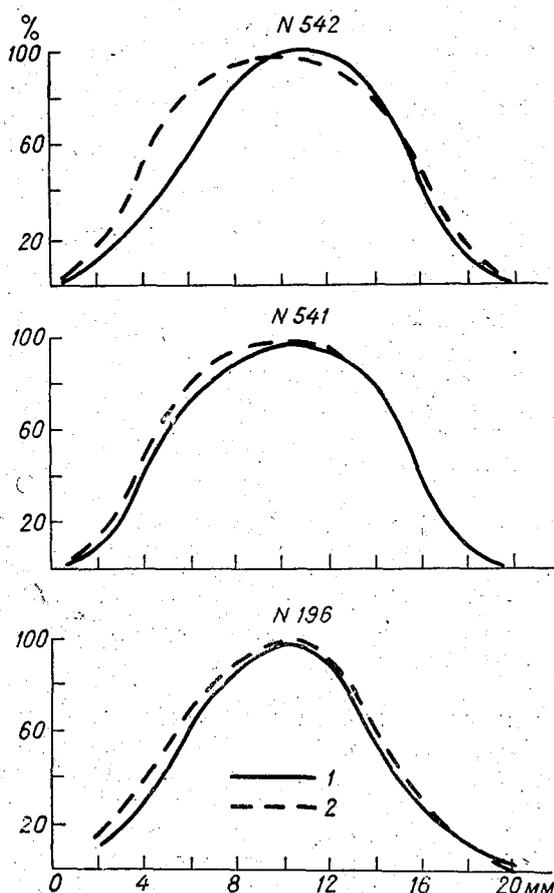


Рис. 1. Распределение чувствительности по приемникам пиргелиометров.
1 — левая пластинка, 2 — правая пластинка.

номерно, чем у оригинального пиргелиометра Онгстрема. Чувствительность не менее 80% чувствительности в центре сохраняется на протяжении 8 мм вдоль пластинки у пиргелиометров № 541 и 542 и на протяжении 5,5 мм у пиргелиометра № 196.

Определение инерции

Инерция пиргелиометров определялась с нуль-гальванометрами М-117/3 и М-196/2 ($\times 25$). Инерция определялась отдельно для правой и левой пластинок, затем находилась средняя величина.

При исследовании инерции пиргелиометров определялось время, за которое после его затенения отклонение стрелки гальванометра уменьшилось в e раз. Затем, при интенсивности радиации $S=1$ кал/см²мин., было определено время, за которое, после затенения пиргелиометра стрелка гальванометра не доходит до нулевого положения на 1% первоначального отклонения. Результаты исследования инерции приведены в табл. 2. Для сравнения в той же таблице приведены величины, характеризующие инерцию пиргелиометра Онгстрема № 250, пиргелиометра Янишевского М-59 (с круглым отверстием) № 1981 и пиргелиометра Онгстрема конструкции Линдгольма № 164, отремонтированного в Актинометрической лаборатории ГГО.

Таблица 2

Время изменения показаний пиргелиометров (сек.)

Номер пиргелиометра	Номер гальванометра			
	117/3		196/2 ($\times 25$)	
	в e раз	до 1%	в e раз	до 1%
541	7	30	4	22
542	6	27	—	18
164	10	35	7	30
250	—	—	5	24
1981	—	—	—	27

Как видно из табл. 2, инерция исследуемых пиргелиометров № 541 и 542 с гальванометром М-117/3 больше, а с М-196/2 того же порядка, как и у натурального пиргелиометра Онгстрема. Пиргелиометр № 541 (с приклеенными термобатарейми) несколько более инерционен.

Оценка влияния неточности нацеливания пиргелиометров на их показания

Для оценки влияния неточности нацеливания пиргелиометра на его показания термобатарея пиргелиометра подключалась к гальванометру М-196/2 ($\times 25$) с добавочным сопротивлением. Производились отсчеты показаний сначала при правильном нацеливании пиргелиометра, затем при отклонении пиргелиометра от правильного положения вправо, влево, вверх и вниз на 1, 2 и 3°. За нулевой отсчет принимался отсчет гальванометра при открытых приемных отверстиях и точном нацеливании пиргелиометра. В каждом положении пиргелиометра отсчеты велись сначала при освещении сразу двух приемных пластин, а затем при освещении одной из пластин. Для учета изменения интенсивности радиации во времени параллельно велись наблюдения по термоэлектрическому актинометру.

Для каждого положения пиргелиометра найдены изменения показаний гальванометра по сравнению с показанием при точном нацеливании прибора. Изменения в показаниях пиргелиометра выражены в процентах от величины радиации. Результаты приведены в табл. 3.

Анализ полученных данных показывает, что у пиргелиометра № 542 без насадок положение отверстия и точки, на которую наводят зайчик

Таблица 3

Изменения показаний пиргелиометра (без насадки)
при неточном нацеливании на солнце (%)

Освещенность полосок	Смещение пиргелиометра, град.			
	1 (вправо)	1 (влево)	2 (вправо)	2 (влево)
№ 541				
Обеих	+4	+0,4	+4	+0,4
Правой	-21	+0,4	-51	-4
Левой	-16	+1	-38	-0,2
№ 542				
Обеих	-0,5	-1	+8	-0,8
Правой	-0,2	-1	-7	-22
Левой	-1,3	-0,5	-22	-16

при нацеливании, хорошо соответствуют друг другу. При отклонении пиргелиометра в любую сторону на величину до 1° ошибка не превосходит 1%. При большем отклонении ошибка резко возрастает.

Пиргелиометр № 541 менее удачен в отношении точности изготовления прицельных приспособлений. При отклонении пиргелиометра на 1° вправо ошибка составляет около 20%, влево — меньше 0,5%. При работе с этим пиргелиометром надо особенно тщательно следить за правильным нацеливанием на солнце. Смещение нацеливания по вертикали до 2° не влияет на показания пиргелиометра. Надо отметить, что практически нацеливание обеспечивается с точностью большей, чем $0,5^\circ$.

Определение постоянных пиргелиометров

Постоянные пиргелиометров № 541 и 542 определялись в Карадаге в 1965 и 1966 гг. сравнением с пиргелиометром Онгстрема № 250 с короткой трубкой. Во время сравнений произведение фактора мутности на оптическую массу (mT) в 1965 г. изменялось от 3 до 6, а в 1966 г. — от 4 до 5. Температура воздуха в 1965 г. была $25 \pm 3^\circ$, в 1966 г. — $20 \pm 2^\circ$. В оба периода пиргелиометры работали с одним и тем же комплектом вспомогательного оборудования. Сравнения проводились сериями по 10 отсчетов. Параллельно с отсчетами по пиргелиометрам всегда велись наблюдения по термоэлектрическому актинометру.

Таблица 4

Величины постоянных пиргелиометров

	Длина трубок, мм											
	54			84			104			104		
	№ 541					№ 542						
Год	1965	1966	1965	1965	1966	1965	1966	1965	1965	1966		
k	3,42	3,38	3,43	3,43	3,38	3,41	3,35	3,41	3,42	3,36		
σ %	0,2	0,1	0,2	0,2	0,2	0,1	0,1	0,2	0,2	0,1		
Число серий наблюдений	14	9	11	14	4	17	9	10	15	5		

По результатам сравнений найдены средние величины постоянных k для пиргелиометров № 541 и 542 (без насадок и с насадками). Величины постоянных k и средние квадратичные погрешности результата приведены в табл. 4.

Из табл. 4 видно, что постоянные пиргелиометров № 541 и 542 за год, прошедший между двумя сравнениями, уменьшились, причем постоянная пиргелиометра № 541 уменьшилась на 1,2%, а постоянная пиргелиометра № 542 — на 1,8%. Бóльшее изменение постоянной наблюдается у пиргелиометра № 542, термобатарей которого не приклеены. При значениях mT в пределах от 3 до 6 различие в значениях постоянных для длинных и коротких трубок не превышает 0,3% как по данным сравнений в 1965 г., так и в 1966 г.

Выводы

1. Показания пиргелиометров № 541 и 542 устойчивы. Пиргелиометры удобны в эксплуатации.

2. Параметры пиргелиометра № 541 с подклеенными термобатареями (постоянная и асимметрия приемника) меньше изменялись за год, чем у пиргелиометра № 542 с поджатыми термобатареями.

3. Инерция пиргелиометров с нуль-гальванометром М-196/2, такая же, как у оригинального пиргелиометра Онгстрема.

4. Чувствительность термобатареи (из 19 термоспаев) не дает возможности применять стрелочный нулевой гальванометр М-117/3. Чувствительность гальванометра должна быть того же порядка, что и при пиргелиометре Онгстрема.

5. Несимметричная погрешность при неправильном нацеливании пиргелиометра № 541 указывает на то, что в дальнейшем технология изготовления прицельных приспособлений должна быть более совершенной.

ЛИТЕРАТУРА

1. Янишевский Ю. Д. Некоторые результаты сравнений пиргелиометров СССР. Труды Всесоюзного научного метеорологического совещания, т. VI. Гидрометеодиздат, Л., 1963.
2. Скуратовская Л. М., Янишевский Ю. Д. О влиянии околосолнечной радиации на сравнимость показаний актинометров с различными углами отверстий. Труды ГГО, выш. 184, 1966.
3. Клеванцова В. А., Покровская И. А. О влиянии околосолнечной радиации на показания пиргелиометров с разными длинами трубок. Труды VI Международного совещания по актинометрии и атмосферной оптике. Изд. «Валгус» Таллин, 1968.
4. Courvoisier P. On the compensation pyrheliometer. Archiv. Met. Geoph. Biol. ser. B, vol. 12, Nos 3—4, 1963.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ТОЧНОСТЬ ПИРГЕЛИОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

При оценке погрешностей пиргелиометрических измерений встал вопрос об исследовании влияния температуры на показания пиргелиометров. В связи с этим было проведено определение температурных коэффициентов компенсационных пиргелиометров, а также миллиамперметров и потенциометров, работающих в комплекте с ними.

Изменение температуры влияет на величину некоторых параметров пиргелиометров. К таким параметрам относятся: сопротивление приемных полосок, их площадь и площадь отверстия входных диафрагм. Влияние изменения длины полосок может оказаться особенно существенным в том случае, когда манганиновые приемные полоски укреплены в эбонитовой рамке, так как разность коэффициентов расширения манганина и эбонита приводит к деформации полоски (провисание или натягивание). Также возможно изменение теплопроводности слоя краски. Оценить раздельно влияние каждого из перечисленных факторов трудно, вследствие чего влияние температуры на постоянную (переводный множитель) пиргелиометра оценивалось суммарно.

Известно [1, 2], что температурный коэффициент манганина мал и неодинаков в разных интервалах температур. Величина его зависит от технологии изготовления, и в частности от метода старения, и для каждого образца он может быть индивидуальным. Поэтому были определены температурные коэффициенты для манганина, применяющегося в ГГО для изготовления приемных полосок пиргелиометров. Исследовались два образца манганиновых лент толщиной 0,02 и 0,04 мм.

Образцы размерами $100 \times 2 \times 0,02$ мм и $100 \times 2 \times 0,04$ мм выдерживались в термокамере при температурах около 0 и $+44^\circ$ в течение трех часов, и затем измерялось их сопротивление. Было проведено по 10 пар измерений сопротивлений каждого образца (табл. 1). Среднее значение температурного коэффициента оказалось равным $2 \cdot 10^{-5}$ для полоски толщиной 0,02 мм и $5 \cdot 10^{-5}$ для полоски толщиной 0,04 мм. Полученные значения температурного коэффициента сопротивления манганина согласуются со стандартными данными.

Для исследования температурных коэффициентов постоянных пиргелиометров было взято семь пиргелиометров разных конструкций:

- 1) оригинальные пиргелиометры Онгстрема № 250 и 143;
- 2) пиргелиометр Онгстрема модели Линдгольма № 164 с замененными (более толстыми) приемными полосками;
- 3) компенсационные пиргелиометры конструкции Ю. Д. Янишевского с приемными полосками, смонтированными на латунной оправе, и термобатарееми, укрепленными вдоль приемных полосок;

Температурные коэффициенты образцов манганиновой ленты $\alpha \cdot 10^{-5}$

Толщина образца, мм	Номер серии измерений										Среднее
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
0,02	3	2	2	2	2	2	3	3	3	3	2
0,04	9	4	6	8	4	3	5	5	4	5	5

а) с прямоугольными приемными отверстиями — № 541 (с подклеенными термобатарейми), № 542 (с термобатарейми, прижатые к приемным полоскам);

б) с круглыми приемными отверстиями (М-59) № 539;

4) пиргелиометр № 616 с прямоугольными приемными отверстиями и одной термопарой, подклеенной к приемным полоскам, укрепленным на металлическом основании.

Исследования пиргелиометров проводились в специальной камере с оргстеклом, оборудованной холодильным агрегатом с нагревателем. На пиргелиометр направлялась параллельным пучком радиация от лампы. Напряжение лампы стабилизировалось и контролировалось аstaticким вольтметром, а постоянство излучения — пиранометром, направленным на лампу. Предварительно было установлено, что коэффициент пропускания оргстекла не имеет температурной зависимости в исследуемом интервале температур и при радиации данной области спектра. Для этого в камере было поставлено зеркало, отражающее падающую на него радиацию на пиранометр, стоящий вне камеры. Показания пиранометра при температурах в камере 0 и 44° совпали.

Перед отсчетами каждый пиргелиометр выдерживался в камере не менее трех часов при установившихся температурах около 0 и 40°. Величина тока компенсации при данной температуре определялась из трех серий по 5 отсчетов в каждой, проводившихся в разные дни. Все измерения производились при освещении одной и той же полоски. Компенсирование осуществлялось к месту нуля затененного пиргелиометра. Температурный коэффициент постоянной пиргелиометра α вычислялся по формуле

$$\alpha = - \frac{\Delta i^2}{\Delta t i^2},$$

где i — сила компенсационного тока, Δt — разница температур, при которых производились измерения тока компенсации, Δi — разница в величинах тока компенсации, измеренного при двух температурах.

Результаты определения температурного коэффициента постоянных пиргелиометра приведены в табл. 2. Из таблицы видно, что величины температурных коэффициентов пиргелиометров колеблются в пределах от $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ до $\pm 4 \cdot 10^{-4}$, т. е. при изменении температуры на 10° постоянная пиргелиометра изменится на 0,1—0,4%. Величина и знак температурного коэффициента, по-видимому, определяются особенностями конструкции пиргелиометров.

В результате исследования было установлено, что наименьший температурный коэффициент имеют пиргелиометры с подклеенными термобатарейми № 539 и 541 конструкции Ю. Д. Янишевского.

Кроме температурных коэффициентов пиргелиметров, были оценены погрешности, возникающие за счет температурных коэффициентов электроизмерительных приборов работающих в комплекте с ними. В соответствии с техническими характеристиками миллиамперметры класса 0,2, применяющиеся при пиргелиометрах, имеют основную погрешность, равную $\pm 0,2\%$ при температуре от 10 до 35°. При температурах, выходящих за пределы этого интервала, возникает дополнительная погрешность, соответствующая $\pm 0,2\%$ на каждые 10°.

Таблица 2
Температурные коэффициенты пиргелиметров
 $\alpha \cdot 10^{-4}$

Номер серий наблюдений	Номер пиргелиометра						
	250	143	164	541	542	539	616
1	+1,9	-4,3	-2,8	-0,9	-3,0	-0,9	+2,9
2	+3,3	-6,3	-1,1	-1,2	-3,0	-0,7	+2,7
3	+1,5	-1,9	-1,5	-1,8	-3,2	-2,2	+2,6
Среднее	+2	-4	-2	-1	-3	-1	+3

Для экспериментального определения температурного коэффициента было взято пять миллиамперметров: типа М-104 № 64309 (класса 0,5) и М-104/1 № 17088, типа М-1104 № 2905 и 5038 и типа М-1107 № 4353 (класса 0,2). Кроме того, определялся температурный коэффициент для потенциометра КП-59 № 14882 (класса 0,05). Исследование миллиамперметров проводилось в интервале температур от -6 до 35°. Приборы выдерживались при каждой температуре не менее трех часов. Сравнение показаний исследуемых миллиамперметров с контрольным проводилось на шкалах с пределами 0,75 и 0,3 а.

Полученные температурные коэффициенты миллиамперметров приведены в табл. 3. В ходе исследования было установлено, что в интервале температур от -6 до 35° показания миллиамперметра остаются в пределах точности отсчета (0,1 деления), т. е. практически можно считать, что в исследуемом диапазоне показания миллиамперметра не зависят от температуры.

Потенциометр КП-59 № 14882 предназначен для работы при температурах от 10 до 35°. В соответствии с ГОСТом в интервале температур от 15 до 30° его основная погрешность составляет 0,05% и дополнительная температурная погрешность 0,01% на каждые 5° изменения температуры.

Температурный коэффициент потенциометра определялся в интервале температур от 10 до 35° (табл. 3). Результаты исследования показывают, что потенциометр соответствует требованиям ГОСТа.

Таблица 3
Температурные коэффициенты миллиамперметров и потенциометра

Тип миллиамперметров	Номер	Температурный коэффициент
М-104	64309	<0,00001
М-104/1	17088	0,00005
М-1104	2905	0,00004
	5038	0,00001
М-1107	4353	<0,00001
Потенциометр КП-59	14882×1 ×2	0,00005
		0,00009

Выводы

1. Температурный коэффициент постоянных пиргелиметров изменяется в пределах от $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ до $\pm 4 \cdot 10^{-4}$. Отклонение температуры пиргелиметра от его температуры при поверке может дать ошибку $\pm 0,4\%$ на каждые 10° .

2. Показания электроизмерительного оборудования, используемого в комплекте с пиргелиметром, практически не имеют температурной зависимости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Усов В. В., Займовский А. С. Проводниковые реостатные и контактные материалы, т. 2. Госэнергоиздат, М., 1951.
2. Усов В. В., Займовский А. С. Металлы и сплавы в электротехнике. Госэнергоиздат, М.—Л., 1949.

АНАЛИТИЧЕСКИЙ СПОСОБ РАСЧЕТА ГРАДУИРОВОЧНОЙ ТАБЛИЦЫ ДЛЯ АНЕМОМЕТРОВ

В [1] было показано, что уравнение

$$v = \sqrt{Nn^2 + B}$$

для анемометров удовлетворительно устанавливает связь между скоростью потока v и окружной скоростью n рабочего колеса (лопастной винт, ротор). В [2] дано уточнение параметров N и B . Для гидрометрических вертушек установлено, что на тарировочной кривой имеется точка, выше которой связь между потоком жидкости и скоростью вращения рабочего колеса будет выражаться уравнением

$$v = \sqrt{k^2 n^2 + B_k}, \quad (1)$$

где k — гидравлический шаг; $B_k = \frac{v_0^2}{\beta}$, v_0 — начальная скорость, т. е. та скорость потока, при которой рабочее колесо начинает вращаться; β — параметр, определяемый по эмпирической формуле Г. В. Железнякова [3]

$$\beta = 6,9v_0 - 0,06 + \sqrt{(2,3v_0 - 0,055)^2 - 0,00058}.$$

Если построить график $y = \frac{n}{v}$, $x = v$, приводимый в [3], то начиная с некоторой скорости v_k , называемой критической, $y \approx \text{const}$. Для вертушки ГР-21 критическая скорость $v_k \approx 0,45$ м/сек. В [2] показано, что формула (1), например для вертушки ГР-21, осуществляется с $n > 2$ об/сек. или $v > 0,45$ м/сек.

Таким образом, рассматривая функцию $y = \frac{n}{v}$, приблизительно можно найти критическую скорость, выше которой действительно уравнение (1).

Для анемометров значение v_k может быть найдено аналогичным способом.

В табл. 1 приведены результаты поверки в аэродинамической трубе ЦБП трех контактных анемометров М-25 и даны значения $y = \frac{d}{v}$, где d — число контактов анемометра за 1 мин., v — скорость потока, м/сек. Последние точки поверки (4, 5, 6) могут быть использованы для определения параметров уравнения

$$v = \sqrt{Nd^2 + B_k}, \quad (2)$$

поскольку для них $y \approx \text{const}$.

Таблица 1

Результаты поверки анемометров М-25

Точки	Номера приборов и время поверки								
	2227 10/X 1967			2308 29/XII 1967			2180 10/X 1967		
	v	d	y	v	d	y	v	d	y
1	0,8	0,20	0,25	0,8	0,18	0,22	0,8	0,20	0,25
2	3,18	1,14	0,36	2,18	0,72	0,33	3,18	1,13	0,35
3	5,64	2,18	0,38	5,26	1,90	0,36	5,64	2,15	0,38
4	9,76	4,00	0,41	10,05	3,95	0,39	9,76	3,92	0,40
5	13,69	5,78	0,42	13,07	5,30	0,41	13,69	5,72	0,42
6	16,89	7,16	0,42	17,06	6,95	0,41	16,82	7,06	0,42

Коэффициенты уравнения (2) определяются по методу наименьших квадратов. Рабочая формула будет иметь вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\sum (dv)^2}{3} &= \frac{N \sum d^4}{3} + \frac{B \sum d^2}{3} \\ \frac{\sum v^2}{3} &= \frac{N \sum d^2}{3} + B \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Ниже приводится пример определения коэффициентов N и B для анемометра № 2227. Вычисления удобно производить при помощи таблиц [5].

Система уравнений (3) имеет вид:

$$7424,59 = 1333,61N + 33,56B;$$

$$188,53 = 33,56N + B,$$

или

$$221,23 = 39,74N + B;$$

$$188,53 = 33,56N + B.$$

Решая эту систему, находим

$$N = 5,29; \quad B = 11,00.$$

Подставляя значения параметров в уравнение (2), получим

$$v = \sqrt{5,29d^2 + 11,00}.$$

Таблица 2

Расчет членов уравнения (3)

v	d	v^2	d^2	$(vd)^2$	d^4
9,76	4,00	95,26	16,00	1504,16	256,00
13,69	5,78	187,42	33,41	6264,70	1116,23
16,89	7,16	282,91	51,27	14504,90	2628,61
Сумма	—	565,59	100,68	22273,76	4000,84
Среднее	—	188,53	33,56	7424,59	1333,61

Параметры исследуемых анемометров и рассчитанные скорости v_p по формуле (2) помещены в таблице 3.

Из табл. 3 видно, что результаты расчета хорошо согласуются с градуировочными данными.

Т а б л и ц а 3

Расчетные (1-я строка) и градуировочные (2-я строка) показания анемометров М-25:

Номер прибора	Параметры		Точки		
	<i>N</i>	<i>B</i>	4	5	6
2227	5,29	11,00	9,78	13,70	16,80
			9,76	13,69	16,82
2308	5,84	8,57	9,99	13,13	17,05
			10,05	13,07	17,06
2180	5,45	10,64	9,72	13,74	16,80
			9,76	13,69	16,82

Предлагаемый способ применим для расчета градуировочной кривой или таблицы для скоростей, при которых поверка не была осуществлена.

Возможность поверки анемометров в широком диапазоне скоростей с применением расчетного метода и малогабаритной аэродинамической трубы предложена в работе [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. Алтай Н. Н. К теории анемометрической вертушки. Труды ГГО, вып. 199, 1966.
2. Алтай Н. Н. Об уравнении гидрометрических вертушек и анемометров. Ученые записи Башгосуниверситета, вып. 31, сер. матем. наук, № 3, 1968.
3. Железняков Г. В. Гидрометрия. «Колос», М., 1964.
4. Фатеев Н. П. Аппаратура для поверки метеорологических приборов. См. настоящий сборник.
5. Андреев П. П. Математические таблицы. Госстатиздат, М., 1952.

ОТКЛОНЕНИЯ ОТ СВЕТОВОЗДУШНОГО УРАВНЕНИЯ И ИХ ВЛИЯНИЕ НА ИЗМЕРЕНИЕ ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПРОЗРАЧНОСТИ

Определение прозрачности приземного слоя воздуха по контрасту между удаленным объектом и фоном неба или по относительной яркости объекта [3] основывается на соотношении

$$K = K_0 T_l \quad (1)$$

где K и K_0 — соответственно видимый и истинный контраст между удаленным объектом и фоном неба, T_l — коэффициент пропускания столба воздуха длиной l (l — расстояние от объекта до наблюдателя).

Через T_l однозначно определяются показатель ослабления α и метеорологическая дальность видимости S_M

$$T_l = e^{-\alpha l}, \text{ т. е. } \alpha = \frac{-\ln T_l}{l}, \quad (2)$$

$$S_M = \frac{\ln \frac{1}{\varepsilon_0}}{\alpha} = \frac{\ln \varepsilon_0}{\ln T_l} l, \quad (3)$$

где ε_0 — принятый порог контрастной чувствительности.

Соотношение (1) получается из световоздушного уравнения (СУ) для яркости воздушной дымки

$$\beta = B(1 - T_l) \quad (4)$$

и предположения, что яркость неба у горизонта равна световоздушному коэффициенту

$$B_H = B. \quad (5)$$

Результаты измерения контраста K или величины $(1-K)$ измерителями видимости типа М-53, ИДВ-ГГО не зависят от выполнения условий (4) и (5). Но если эти условия нарушаются, то величины T_l , α , S_M , вычисляемые по формулам (1)–(3), будут содержать определенную погрешность, которую следует принимать во внимание как при анализе результатов наблюдений, так и при решении вопроса о достаточной точности приборов.

1. Условия выполнения световоздушного уравнения

Яркость воздушной дымки β в столбе воздуха между объектом и наблюдателем можно в общем случае представить следующим образом:

$$\beta = \int_0^l T dl \int \rho^* \sigma B d\omega = \int_0^l T \sigma I dl = \int_1^H T \sigma I \left(\frac{-dT}{T\alpha} \right) = \int_{T_l}^1 \frac{\sigma}{\alpha} I dT, \quad (6)$$

где T — коэффициент пропускания для отрезка между переменной точкой воздушного столба и наблюдателем; σ и α — показатели рассеяния и ослабления элементарного объема вокруг этой точки;

$$I = \int \rho^* B d\omega, \quad (7)$$

где B — яркость света, падающего на элементарный объем из элементарного телесного угла $d\omega$; ρ^* — коэффициент рассеяния по направлению к наблюдателю, нормированный по условию $\int \rho^* d\omega = 1$.

Вид интеграла I и его вычисление для сумеречного неба рассмотрены в работах О. Д. Бартеневой и Н. Г. Болдырева [1, 2].

В формуле (7) освещенность элементарного объема прямым солнечным светом входит в общий интеграл (резкий пик яркости находится в малом телесном угле). Можно выделить прямую освещенность солнечными лучами E_{\odot} и проводить интегрирование отдельно по нижней и по верхней полусферам, тогда

$$I = \rho^*(\gamma) E_{\odot} + \int_{\underline{\omega}} \rho^* B_n d\omega + \int_{\overline{\omega}} \rho^* B_s d\omega = I_{\odot} + I_n + I_s, \quad (8)$$

где γ — угол рассеяния для прямых солнечных лучей.

Если вдоль воздушного столба $I = \text{const}$ и $\frac{\sigma}{\alpha} = \text{const}$, то из (6) получаем световоздушное уравнение

$$\beta = \frac{\sigma}{\alpha} I(1 - T) = B(1 - T). \quad (9)$$

Для видимой области спектра поглощением обычно можно пренебречь ($\frac{\sigma}{\alpha} = 1$), тогда световоздушный коэффициент $B = I$.

Таким образом, если нет заметного поглощения, для выполнения СУ достаточно, чтобы интеграл (7) вдоль воздушного столба был постоянным. Это условие значительно менее жестко, чем обычно приводимые при выводе СУ требования полной оптической однородности (в частности, постоянства α) и постоянства условий освещения [8]. Действительно, форма нормированной индикатрисы ρ^* сравнительно медленно меняется с изменением α , а интегрирование еще ослабляет влияние этих изменений.

В частности, при рассеянном освещении и несплошной облачности часто можно считать B_n и B_s не зависящими от направления (две равнояркие полусферы). Тогда из (8) имеем

$$I = \frac{B_n + B_s}{2} = \frac{E_{\text{рас}}(1 + A)}{2\pi}, \quad (10)$$

где $E_{\text{рас}}$ — освещенность горизонтальной поверхности, A — ее альбеда.

В этом случае СУ выполняется при любом неоднородном помутнении у земли, если освещение постоянно.

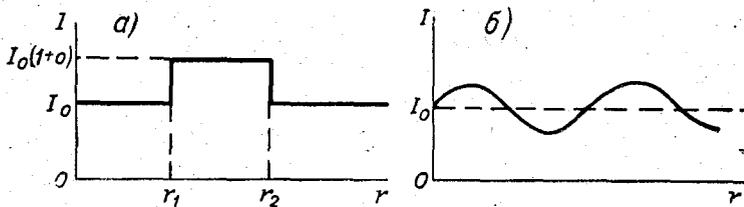


Рис. 1. Исследуемые модели неоднородности: локальная (а) и периодическая (б).

При нарушении постоянства I в столбе между наблюдателем и объектом СУ не выполняется. Если же участок неоднородности I находится за объектом, то СУ справедливо, но яркость фона не равна световоздушному коэффициенту. Далее рассматриваются две модели неоднородности I (рис. 1).

2. Локальная неоднородность I

Пусть I на некотором участке $r_1 \div r_2$ равно $I_0(1+a)$, а вне его I_0 (a может быть и положительным и отрицательным). Если участок ограничен, то это соответствует случаям местного помутнения или местного изменения освещенности (например, тень от облака или окна в облачности, сквозь которое проникают солнечные лучи). Участок, не ограниченный с одной стороны, соответствует случаям, когда луч зрения пересекает границу двух областей с различным помутнением или освещением.

Чтобы оценить влияние местного помутнения, проведем расчет I по формуле (8) для пасмурного и ясного неба при различных значениях $\alpha(S_M)$, но постоянном освещении. Такие случаи возможны, когда помутнение (дымка, дым, пыль, испарение) не простирается на значительную высоту.

При расчетах принято, что поверхность земли отражает изотропно, тогда $I_3 = \frac{EA}{2\pi}$, световое альbedo $A=0,15$ [6]. Значения нормированного коэффициента рассеяния ρ^* при различных S_M взяты по данным Фойтцика [11]. I_H вычислялось численным интегрированием по верхней полусфере (разбиение на 120 участков). Для пасмурного неба использованы зональные значения яркости, вычисленные по данным о зональной освещенности Б. И. Гуляева [5].

Таблица 1

Зависимость I (нт) от S_M км при постоянном освещении

S_M , км	Пасмурное небо $I_3=240$		Ясное небо $I_3=2560$		
	I_H	I	I_\odot	I_H	I
10	860	1100	6960	2890	12410
2	780	1020	5050	3200	10810
1	750	990	4170	3320	10050

Распределение яркости по безоблачному небу заимствовано из монографии Е. В. Пясковской-Фесенковой [7] для случая: $h_\odot=60^\circ$, актинометрическая прозрачность — 0,87. Результаты расчетов приведены в табл. 1. Взят неблагоприятный случай, когда солнце находится в азимуте объекта.

Даже при изменении S_M (или α) в 10 раз величина I меняется на 10% при пасмурном небе и на 24% — при ясном. Поскольку обычно локальные помутнения связаны с меньшими изменениями

прозрачности, можно считать, что при таких помутнениях коэффициент a не превышает 0,2.

Оценим теперь величину a для тех случаев, когда выделенный участок освещен солнцем, а остальная линия визирования находится в тени. Будем считать, что B_H и B_\odot не зависят от направления (это не влияет существенно на результат). Тогда для затененной части I определяется по формуле (10), а для освещенной

$$I = I_0(1+a) = \rho^*(\gamma) E_\odot + \frac{E_{\text{pac}}}{2\pi} + \frac{A}{2\pi} (E_{\text{pac}} + E_\odot \sin h_\odot), \quad (11)$$

откуда

$$a = \frac{2\pi\rho^*(\gamma) + A \sin h_\odot}{1+A} \cdot \frac{E_\odot}{E_{\text{pac}}}. \quad (12)$$

Если выделенный участок затенен, то соответствующий коэффициент a' связан с a , вычисляемым по формуле (11), соотношением

$$a' = -\frac{a}{1+a}. \quad (13)$$

В табл. 2 даны значения a при различных высотах и азимутах солнца и при индикатрисах, соответствующих двум значениям S_m . Приведены также средние значения прямой освещенности поверхности, перпендикулярной солнечным лучам, и рассеянной освещенности.

Таблица 2

Зависимость a от высоты солнца h_\odot и его азимута φ относительно направления на объект

h_\odot°	E_\odot клк	$E_{рас}$ клк	S_m км	Азимут солнца φ°					
				0	10	45	90	135	180
7	20	4,3	1	44	33	2,6	0,32	0,32	0,54
			10	30	22	3,4	0,64	0,48	0,53
30	64	19	1	5,4	5,0	1,4	0,40	0,38	0,49
			10	5,9	5,6	1,9	0,63	0,52	0,53
60	88	30	1	1,2	1,1	0,89	0,63	0,58	0,59
			10	1,7	1,6	1,3	0,89	0,79	0,77

В случаях неоднородности I значение коэффициента пропускания T' , получаемое по измеренному контрасту K между удаленным объектом и фоном неба, не равно истинному коэффициенту пропускания T_i , а составляет

$$T' = \frac{K}{K_0} = \frac{1 - \frac{B_0 T_i + \beta}{\beta_\infty}}{K_0}, \quad (14)$$

где B_0 — истинная яркость объекта, β_∞ — яркость фона, которую полагаем равной яркости дымки в бесконечном столбе воздуха¹,

$$\begin{aligned} \beta_\infty &= \int_0^1 I dT = \int_0^{T_2} I_0 dT + \int_{T_2}^{T_1} I_0(1+a) dT + \int_{T_1}^1 I dT = \\ &= I_0[1 + a(T_1 - T_2)] = I_0(1 + y), \end{aligned} \quad (15)$$

где $y = a(T_1 - T_2)$.

В табл. 3 приведены выражения для β , T' и относительной погрешности $\delta_T = \frac{T' - T_i}{T_i}$ для тех случаев, когда объект расположен перед участком локальной неоднородности, в его пределах и за ним (рис. 2). При их выводе использованы формулы (6), (14) и (15). Предполагалось, что истинный контраст определен заранее при условиях освещения, соответствующих I_0 . Тогда

$$K_0 = 1 - \frac{B_0}{I_0}. \quad (16)$$

Если объект находится в пределах участка неоднородности, то условия свечения не соответствуют I_0 , но, как показывает подробное

¹ Погрешности этого предположения, означающего строгую горизонтальность линии визирования и пренебрежение кривизной Земли, рассмотрены в п. 4.

Таблица 3

Формулы яркости дымки β , измеренного коэффициента пропускания T' и его относительной погрешности δ_T при различном расположении объекта относительно участка неоднородности освещения

Расположение объекта	$\beta = \frac{1}{T_l} \int IdT$	$T' = \frac{K}{K_0}$	$\delta_T = \frac{T' - T_l}{T_l}$
а) $l < r_1$	$I_0(1 - T_l)$	$\frac{T_l + \frac{y}{K_0}}{1 + y}$	$\frac{y}{1 + y} \left(\frac{1}{K_0 T_l} - 1 \right)$
б) $r_1 \leq l < r_2$	$I_0 \left[(1 - T_l) + \frac{a}{1 + y} (T_1 - T_l) \right]$	$\frac{\frac{a}{K_0} (T_l - T_2) + T_l}{1 + y}$	$\frac{\frac{a}{K_0} \left(1 - \frac{T_2}{T_l} \right) - y}{1 + y}$
в) $l \geq r_2$	$I_0 [(1 + y) - T_l]$	$\frac{T_l}{1 + y}$	$-\frac{y}{1 + y}$

рассмотрение, для темных объектов и в этом случае можно без сколь угодно заметного измерения результатов использовать (16).

Как видно из табл. 3, у объектов, расположенных за участком неоднородности, величина истинного контраста K_0 не влияет на погрешность δ_T . Напротив для объектов, расположенных перед таким участком, величина δ_T тем больше, чем светлее объект. Из формул табл. 3 вытекает, что если, сохраняя положение участка неоднородности неизменным, перемещать объект, то погрешность δ_T и соответствующие погрешности δ_S измерения метеорологической дальности видимости (при $a > 0$) будут меняться, как показано на рис. 3. При отрицательном a знак погрешностей противоположный.

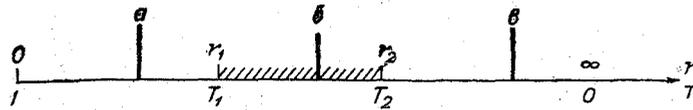


Рис. 2. Три варианта расположения объекта по отношению к участку неоднородности $r_1 \div r_2$.

Воспользовавшись полученными формулами, оценим величину возможных погрешностей δ_T и δ_S . При локальном помутнении a обычно не превосходит 0,2, при неоднородном освещении — в большинстве случаев составляет от 0,5 до 5 и только при низком солнце за объектом доходит до 44 (табл. 2). В соответствии с этим для расчета погрешностей выбраны значения a от 0,2 до 40 и соответствующие значения a' (13). Рассмотрены случаи, когда освещен (или затенен) весь участок l между наблюдателем и объектом ($0 \div l$) и отрезок, равный всего 0,1 l , причем этот отрезок расположен возле наблюдателя ($0 \div 0,1 l$), непосредственно перед объектом ($0,9 l \div l$), непосредственно за объектом ($l \div 1,1 l$). Результаты расчета δ_T приведены в табл. 4. Из таблицы видно, что даже при $a=5$ (или соответственно $a'=-0,834$) величина T может изменяться более чем вдвое. Если $a=40$, то результаты измерений совершенно недостоверны даже при небольшом участке неоднородности.

С увеличением относительной дальности видимости $Z = \frac{S_m}{l}$ погрешность δ_T уменьшается. При малых Z неоднородность, расположенная

Погрешности δ_T % измерения коэффициента пропускания, вызванные локальной неоднородностью освещения, при различных значениях относительной дальности видимости $Z \frac{S_M}{l}$

Z	T _l	Участок неоднородности	a для освещенного участка					a' для затененного участка				
			40	5	2	0,5	0,2	-0,976	-0,834	- $\frac{2}{3}$	- $\frac{1}{3}$	- $\frac{1}{6}$
2	0,141	0 ÷ 1	-97	-81	-63	-30	-15	518	249	134	40	17
		0 ÷ 0,1l	-87	-47	-26	-8,2	-3,4	21	17	14	6,3	3,1
		0,9l ÷ l	-55	-13	-5,8	-1,5	-0,6	3,1	2,6	2,1	1,0	0,51
		l ÷ 1,1l	304	68	29	7,4	3,0	-15	-13	-10	-5,1	-2,6
10	0,676	0 ÷ 1	-93	-62	-39	-14	-6,1	46	37	28	12	5,7
		0 ÷ 0,1l	-61	-16	-7,1	-1,9	-0,76	3,9	3,3	2,6	1,3	0,65
		0,9l ÷ l	-52	-12	-5,1	-1,3	-0,54	2,6	2,2	1,8	0,89	0,45
		l ÷ 1,1l	25	5,5	2,4	0,6	0,25	-1,2	-1,1	-0,84	-0,42	-0,21
100	0,9616	0 ÷ 1	-61	-16	-7,2	-1,9	-0,76	3,9	3,3	2,6	1,3	0,65
		0 ÷ 0,1l	-14	-1,9	-0,78	-0,2	-0,081	0,38	0,33	0,26	0,13	0,06
		0,9l ÷ l	-13	-1,8	-0,74	-0,18	-0,07	0,36	0,31	0,25	0,12	0,06
		l ÷ 1,1l	0,52	0,07	0,03	0,01	0,003	-0,015	-0,012	-0,010	-0,005	-0,002

непосредственно за объектом, сильнее влияет на результаты наблюдений, чем неоднородность перед объектом, при больших Z — наоборот.

В табл. 5 приведены значения относительной погрешности δ_s измерения S_m (или Z , или a). Переход от δ_T к δ_s при малых δ_T производился по дифференциальной формуле

$$\delta_s = 0,26Z\delta_T, \quad (17)$$

а при больших δ_T , когда (17) неприменимо — непосредственно по формуле (3).

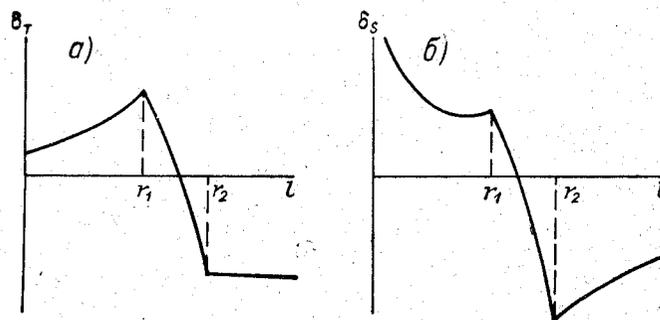


Рис. 3. Зависимость погрешностей измерения T и S_m при локальной неоднородности от расстояния до объекта.

При местном помутнении ($a \leq 0,2$) погрешности δ_s сравнительно невелики. Напротив, неоднородность освещения может при неблагоприятном расположении участка неоднородности и солнце за объектом сильно исказить S_m .

В отличие от δ_T погрешности δ_s увеличиваются с увеличением Z , если участок неоднородности расположен перед объектом. При средних

Таблица 5

Погрешности δ_s % измерения метеорологической дальности видимости, обусловленные локальной неоднородностью освещения

Z	Участок неоднородности	a для освещенного участка					a' для затененного участка				
		40	5	2	0,5	0,2	-0,976	-0,834	-2/3	-1/3	-1/6
2	0 ÷ l	-50	-42	-33	-16	-8	885	176	76	21	9
	0 ÷ 0,1l	-45	-24	-14	-4,3	-1,8	11	9	7	3,3	1,6
	0,9l ÷ l	-29	-7	-3,0	-0,8	-0,3	1,6	1,4	1,1	0,5	0,3
	l ÷ 1,1l	248	35	15	3,8	1,6	8	-7	-5	-2,6	-1,4
10	0 ÷ l	-87	-72	-50	-26	-16	2884	409	170	40	14,7
	0 ÷ 0,1l	-71	-30	-15	-4,9	-2,0	10,1	8,6	6,8	3,4	1,7
	0,9l ÷ l	-65	-24	-13	-3,4	-1,4	6,8	5,7	4,7	2,3	1,2
	l ÷ 1,1l	132	14	6,2	1,6	0,6	-3,1	-2,8	-2,2	-1,1	-0,6
100	0 ÷ l	-96	-81	-65	-33	-17	3450	493	208	51	16,9
	0 ÷ 0,1l	-78	-33	-17	-5,2	-2,1	9,9	8,6	6,8	3,4	1,6
	0,9l ÷ l	-78	-31	-19	-4,7	-1,8	9,4	8,0	6,5	3,1	1,6
	l ÷ 1,1l	14	1,8	0,8	0,3	0,1	-0,4	-0,3	-0,3	-0,1	-0,1

и больших Z перемещение участка от наблюдателя к объекту практически не изменяет δ_s .

Неоднородность освещения может быть вызвана затемнением части линии визирования местными предметами. Если для наблюдений используется щит или черное тело на расстоянии 100—300 м, то значительная часть базы (промежутка между наблюдателем и объектом) может затемняться строениями, деревьями и т. п. Такое затемнение вызывает систематически повторяющееся завышение видимости в солнечную погоду, которое даже при затемнении пятой части базы доходит до 20%.

Визуальные наблюдения над S_m также можно рассматривать как измерения контраста, при этом определяют, контраст какого объекта с фоном неба равен ϵ или больше него. Чтобы рассчитать погрешности визуальных наблюдений для случая $K = \epsilon$, в табл. 3 полагаем $T' = \frac{\epsilon}{K_0}$ и вычисляем T . Результаты приведены в табл. 6.

Таблица 6

Погрешности (%) визуальных наблюдений над дальностью видимости по черному объекту при локальной неоднородности освещенности

Участок неоднородности	a				a'			
	40	5	2	0,5	-0,976	-0,834	$-\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$
$0 \div \frac{l}{2}$	-73	-38	-22	-8	+73	+38	+24	+10
$\frac{l}{2} \div l$	-61	-14	-6	-1	+3	+2	+2	0
$l \div 2l$	+95	+45	+27	+9	-46	-34	-24	-9

Данные таблицы относятся к $K_0 = 1$. С уменьшением K_0 они несколько увеличиваются, например при $K_0 = 0,7$ на 1—3%.

При низком солнце за объектом (ср. табл. 2) погрешности визуального определения видимости могут превышать 50%.

3. Пространственная периодическая неоднородность I

Периодическое изменение I вдоль линии визирования возникает при освещении через облака, которые состоят из правильно чередующихся элементов (Sc, иногда Cu) или толщина которых изменяется в пространстве с определенной последовательностью (St). Схематизируя действительное распределение I , такую периодическую неоднородность можно моделировать синусоидой (рис. 1 б)

$$I = I_0 \left[1 + g \sin \left(2\pi \frac{r}{L} + \psi \right) \right], \quad (18)$$

где r — расстояние от наблюдателя, L — период неоднородности.

Используя формулы (6) и (14), получаем

$$\delta_T = \frac{T' - T_l}{T_l} = g \frac{\frac{1}{K_0} \sin \left(2\pi \frac{l}{L} + \psi + \theta \right) - \sin(\psi + \theta)}{\sec \theta + g \sin(\psi + \theta)}, \quad (19)$$

где $\theta = \arctg \frac{2\pi}{\alpha L}$.

График зависимости δ_T от S_m — синусоида с периодом, равным периоду неоднородности.

Если начальная фаза $\psi=0$, то максимальная погрешность

$$\delta_{T_{\text{макс}}} = \frac{g}{\sec \theta + g \sin \theta} \left(\frac{1}{K_0} + \sin \theta \right), \quad (20)$$

а средняя квадратичная погрешность

$$\sigma_T = \frac{g}{\sec \theta + g \sin \theta} \sqrt{\frac{1}{2K_0^2} + \sin^2 \theta}. \quad (21)$$

Величина погрешностей зависит от $\sec \theta$, т. е. от отношения $\frac{2\pi}{aL} = 1,61 \frac{S_M}{L}$. Чем меньше отношение $\frac{L}{S_M}$ тем меньше вызванная ею погрешность измерения.

Если периодическая неоднородность обусловлена промежутками между облаками, через которые светит солнце, то

$$g = \frac{a}{a+2}. \quad (22)$$

При этом небольшая высота солнца маловероятна и предельным значением g согласно данным табл. 2 можно считать 0,8.

При сплошной облачности g может составлять 0,1—0,5.

В табл. 7 приведены результаты расчета максимальной и средней погрешностей измерения T по формулам (20) и (21) для черного объекта ($K_0=1$). Если объект не черный, то погрешности увеличиваются, например при $K_0=0,7$ максимальные погрешности возрастают примерно в 1,2 раза.

Таблица 7

Максимальная $\delta_{T_{\text{макс}}}$ (1-я строка) и средняя квадратичная σ_T (2-я строка) погрешности (%) измерения T , вызванные периодической неоднородностью освещения

$\frac{S_M}{L}$	g				
	0,01	0,1	0,5	0,7	0,8
1	0,97	9,3	40	52	58
	0,58	5,6	24	31	34
10	0,12	1,2	6,0	8,3	9,4
	0,08	0,75	3,7	5,1	5,8
100	0,01	0,12	0,62	0,87	0,99
	0,008	0,076	0,38	0,53	0,60

В табл. 8 приведены значения максимальной и средней квадратичной погрешностей измерения S_M при различных соотношениях между S_M , L и расстоянием до объекта l .

С уменьшением периода неоднородности погрешности уменьшаются. С увеличением S_M погрешность δ_T уменьшается, а δ_S сначала возрастает, а затем (с $S_M=10L$) остается почти постоянной.

Малые расстояния до объекта нежелательны, поскольку с уменьшением $\frac{l}{L}$ погрешности быстро увеличиваются, достигая максимума при $\frac{l}{L} = \frac{1}{4}$.

Таблица 8

Максимальная $\delta_{S_{\text{макс}}}$ (1-я строка) и средняя квадратичная σ_S (2-я строка) погрешности (%) измерения метеорологической дальности видимости, обусловленные периодической неоднородностью освещения

$\frac{S_M}{L}$	$\frac{l}{L}$	g				
		0,01	0,1	0,5	0,7	0,8
1	1	0,3	2,4	10	14	15
		0,2	1,5	6,2	8,1	8,8
	$\frac{1}{4}$	1,0	9,7	41	54	60
		0,6	5,8	25	32	36
10	4	0,1	0,8	4,0	5,6	6,4
		0	0,5	2,4	3,4	3,9
	1	0,3	3,2	16	22	26
		0,2	2,0	10	14	16
	$\frac{1}{4}$	1,3	13	64	90	102
		0,8	8,0	39	55	62

Если период неоднородности определяется масштабом в 500—1000 м, то при $l=150 \div 200$ м и видимости более 1 км максимальная погрешность в неблагоприятных случаях может превышать 50%. Однако вероятность таких случаев очень невелика.

4. Отклонение яркости неба у горизонта от коэффициента световоздушного уравнения

Условие (5) равенства световоздушного коэффициента яркости неба у горизонта выполняется лишь приближенно. Рассчитаем величину возможных отклонений и соответствующие погрешности при сплошной облачности. Будем полагать, что световоздушное уравнение (4) выполняется и $B=I$.

В пасмурную погоду фоном, относительно которого определяется контраст, будет нижняя поверхность облачного слоя вблизи горизонта, видимая сквозь подоблачную дымку. Следовательно, вместо истинного коэффициента пропускания $T_l = 1 - \frac{\beta}{B}$ при $K_0=1$ получается

$$T' = 1 - \frac{\beta}{B_H} = \frac{B_H - B(1 - T_l)}{B_H}, \quad (23)$$

где B_H — видимая яркость неба у горизонта.

Относительная погрешность измерения S_M

$$\delta_S = 0,26 Z \frac{T' - T_l}{T_l} = 0,26 Z \frac{1 - T_l}{T_l} \left(1 - \frac{B}{B_H}\right) \quad (24)$$

зависит от коэффициента светлоты неба у горизонта $\frac{B_H}{B}$.

Поскольку нет достаточно надежных экспериментальных данных о распределении яркости по пасмурному небу, расчеты производились по теоретической модели К. С. Шифрина и И. Н. Минина [9, 10]. Согласно

[9] можно после некоторых преобразований представить $I = \int \rho^* B d\omega$ для безоблачного неба при горизонтальном визировании вблизи земли в следующем виде:

$$I = I_1 + I_2 = \frac{E_0}{\pi} \left[\frac{\cos i}{2} \left(1 + \frac{3}{2} \cos i \right) (1 - U) - \frac{2U \cos i + 3 \cos^2 i (1 - U)}{4} e^{-\tau_0 \sec i} \right] + E_0 e^{-\tau_0 \sec i} \rho^*, \quad (25)$$

где E_0 — освещенность площадки, перпендикулярной солнечным лучам, за пределами атмосферы, i — зенитное расстояние солнца; τ_0 — оптическая толщина от данного уровня до верхней границы атмосферы,

$$U = \frac{[2 + (3 - x_1) \tau](1 - A)}{4 + (3 - x_1) \tau_0(1 - A)}, \quad (26)$$

где $x_1 = 3\pi \int_0^{\pi} \rho^* \sin 2\gamma d\gamma$.

Первое слагаемое I_1 в формуле (25) соответствует многократно рассеянному свету, второе I_2 — однократно рассеянному. Чтобы рассчитать I при облачном небе, используем следующий прием, предложенный К. С. Шифриным и И. Н. Мининым для перехода от безоблачного неба к сплошной облачности [10]. Облачный слой рассматривается как совокупность множества источников, каждый из которых освещает подоблачное пространство параллельными лучами. Заатмосферная освещенность E_0 заменяется через $B_{н.о} d\omega$, где $B_{н.о}$ — истинная яркость облачного слоя в направлении, определяемом зенитным углом i и азимутом ϕ .

Согласно [10] истинную яркость облачного слоя можно представить в следующем виде:

$$B_{н.о}(i) = M \left(1 + \frac{3}{2} \frac{1 - A}{1 + A} \cos i \right) = M(1 + \mu \cos i), \quad (27)$$

где M — яркость облачного слоя для $i = 90^\circ$. После подстановки $B_{н.о} d\omega$ вместо E_0 в (25) и интегрирования по i и ϕ в пределах полусферы получаем для первого слагаемого:

$$I_1 = M \left\{ (1 - U) \left(1 + \frac{17}{24} \mu \right) - U G_1 + \left[\left(\frac{3}{2} - \mu \right) U - \frac{3}{2} \right] G_2 + \frac{3}{2} \mu (U - 1) G_3 \right\}. \quad (28)$$

Здесь

$$G_m = \int_0^{\pi/2} \cos^m i e^{-\tau \sec i} \sin i di = \tau^{m+1} \int_{\tau}^{\infty} \frac{e^{-t}}{t^{m+2}} dt. \quad (29)$$

Эти интегралы вычисляются следующим образом:

$$G_1 = \frac{e^{-\tau}}{2} - \frac{\tau^2}{2} f(\tau),$$

где $f(\tau) = \int_{\tau}^{\infty} \frac{e^{-t}}{t^2} dt$ затабулирована в [4],

$$G_2 = \frac{1}{3} (e^{-\tau} - \tau G_1),$$

$$G_3 = \frac{1}{4} (e^{-\tau} - \tau G_2).$$

Как и выше, для ρ^* использованы данные Фойтцика, а $A=0,15$. Вычисление

$$I_2 = M \int \rho^* e^{-\tau \sec i} (1 + \mu \cos i) d\omega \quad (30)$$

проводилось численным интегрированием по верхней полусфере.

Результаты расчетов световоздушного коэффициента по (28) и (30) для различной оптической толщины τ подоблачного слоя приведены в табл. 9.

Таблица 9

Световоздушный коэффициент при сплошной облачности

τ S_M км	0,01		0,02			0,1	
	20	100	10	20	100	10	20
I_1/M	0,146	0,141	0,153	0,152	0,149	0,235	0,227
I_2/M	0,715	0,746	0,644	0,686	0,718	0,472	0,516
I/M	0,861	0,887	0,797	0,838	0,867	0,707	0,743

При вычислении коэффициента светлоты $\frac{B_n}{B}$ облачного неба вблизи горизонта (для угловой высоты до 5°) положим, что величина I вдоль всей линии визирования остается такой же, как у земли. Такое допущение не изменяет результат, поскольку, во-первых, большая часть линии визирования, которая дает основной вклад в дымку, проходит вблизи земли, и во-вторых, увеличение I к концу этой линии (вблизи облака) невелико. При этих условиях можно применить световоздушное уравнение. Если высота облачности невелика, то можно считать, что воздух под облаками оптически однороден ($\alpha = \text{const}$). Поскольку истинная яркость неба у горизонта B_n о (90°) = M , то

$$\frac{B_n}{B} = \frac{B_n}{I} = \frac{M e^{-\alpha l} + I(1 - e^{-\alpha l})}{I} = 1 + e^{-\alpha l} \left(\frac{M}{I} - 1 \right). \quad (31)$$

Длина линии визирования при угле h с горизонтальной плоскостью составляет

$$l = \frac{2H}{\sqrt{\frac{2H}{R_3} + \sin^2 h} + \sin h}, \quad (32)$$

где H — высота облачности, R_3 — радиус Земли.

При наблюдениях по измерителям видимости из-за закрытости горизонта иногда приходится использовать участок неба высотой до 5° над горизонтом. Поэтому и коэффициент светлоты облачного неба вычислен для h до 5° (табл. 10), причем выбраны неблагоприятные случаи (низкая облачность). Вычисление производилось по формулам (31) и (32) и данным табл. 9. Исходной величиной служило τ , соответствующая высота облачности

$$H = \frac{\tau}{\alpha} = \frac{\tau S_M}{3,91}. \quad (33)$$

Таблица 11 содержит вычисленные по формуле (24) погрешности измерения МДВ по контрасту, обусловленные различием между B_n и B . Проверки — случаи, когда объект наблюдений попадает в облачный слой. Поскольку $B_n > B$, погрешность положительна:

Таблица 10

Коэффициент светлоты $\frac{B_H}{B}$ неба вблизи горизонта при альбедо, равном 15%

r	S_M км	H_M	h°				
			0	0,5	1,0	3,0	5,0
0,01	20	51	1,001	1,054	1,092	1,133	1,144
	100	256	1,013	1,049	1,074	1,105	1,113
0,02	10	51	1,0	1,029	1,082	1,175	1,201
	20	102	1,0	1,024	1,065	1,132	1,154
	100	512	1,007	1,029	1,055	1,106	1,122
0,1	10	256	1,0	1,0	1,002	1,063	1,131
	20	512	1,0	1,0	1,002	1,054	1,111

Таблица 11

Погрешности измерения (%) дальности видимости, обусловленные различиями между величиной яркости неба у горизонта и световоздушным коэффициентом

Условия наблюдения		Высота облачности H_M						
		50		100	250		500	
h°	Z	дальность видимости S_M , км						
		20	10	20	100	10	100	20
0	3	0,2	0	0	2,3	0	1,5	0
	10	0,1	0	0	1,4	0	0,8	0
	100	0,1	0	0	1,1	0	0,7	0
0,5	3	11	5,7	4,6	9,9	0	5,9	0
	10	6,4	3,4	2,8	5,9	0	3,5	0
	100	5,2	2,8	2,2	4,8	0	2,9	0
1	3	18	16	13	14	0,4	11	0,4
	10	10	9,5	7,5	8,6	0,2	6,5	0,2
	100	8,6	7,8	6,1	7,0	0,2	5,3	0,2
3	3	—	—	—	—	12	—	10
	10	15	19	15	12	7,4	12	6,2
	100	12	15	12	10	6,0	9,7	5,1
5	3	—	—	—	—	24	—	21
	10	—	—	—	—	14	—	12
	100	13	17	14	10	12	11	10

Сочетание облачности высотой 100—50 м с дальностью видимости 100 км дало бы большие погрешности, но оно крайне маловероятно. При увеличении высоты облачности, уменьшении дальности видимости, увеличении альбедо погрешность будет уменьшаться. Таким образом, данные таблицы — это наибольшие погрешности. При угловой высоте линии визирования до $0,5^\circ$ рассматриваемой погрешностью можно пренебречь

Затем она нарастает и в наиболее неблагоприятных случаях составляет около 20%.

При безоблачном небе погрешность будет меньше, чем при облачном, исключая те случаи, когда наблюдения ведутся по объекту, проектирующемуся на фон зари [2].

Выводы

1. Необходимое и достаточное условие выполнения световоздушного уравнения при отсутствии заметного поглощения — постоянство интеграла $I = \int \rho^* V d\omega$ вдоль линии визирования.

2. Местные помутнения сравнительно слабо нарушают указанное условие, поскольку изменения ρ^* оказываются значительно меньше изменений показателя ослабления α . Основной причиной отклонений от световоздушного уравнения является неоднородное освещение линии визирования.

3. Погрешности измерения МДВ (или α) по контрасту между удаленными объектами и фоном неба, обусловленные локальной неоднородностью освещения, зависят от размеров участка неоднородности, его расположения относительно объекта наблюдений и расположения солнца. При низком солнце, расположенном за объектом, эти погрешности могут достигать 50—100%, а в отдельных случаях и более.

4. Местные предметы не должны затенять от солнечных лучей более 0,1 отрезка между наблюдателем и объектом. В противном случае в солнечную погоду видимость будет систематически завышенной.

5. На визуальное определение МДВ неоднородность освещения влияет таким же образом, как на инструментальные наблюдения. Погрешность в неблагоприятных случаях превышает 50%.

6. Разница между видимой яркостью однородного облачного слоя и свето-воздушным коэффициентом летом у астрономического горизонта не превосходит 1,5%, при угловой высоте до 1°—10% и при высоте до 5°—20%.

7. Погрешность измерения МДВ по контрасту, обусловленная этой разницей, в наиболее неблагоприятных случаях достигает 10% при угловой высоте используемого участка неба до 0,5°, и 25% при высоте до 5°. Обычно она значительно меньше.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бартенева О. Д., Болдырев Н. Г. Дальность видимости в атмосфере. Труды Всесоюзного научного метеорологического совещания, т. VI. Гидрометеоздат, Л., 1963.
2. Болдырев Н. Г., Бартенева О. Д. Дальность видимости реальных объектов в сумерки и ночью. Труды ГГО, вып. 118, 1961.
3. Гаврилов В. А. Видимость в атмосфере. Гидрометеоздат, Л., 1966.
4. Гершун А. А. Избранные труды по фотометрии и светотехнике. Физматгиз, М., 1958.
5. Гуляев Б. И. Угловые характеристики приборов с плоскими фильтрами. Труды ГГО, вып. 100, 1960.
6. Клещнин А. Ф., Шульгин И. А. Об оптических свойствах листьев растений. Доклады АН СССР, т. 125, № 5, 1959.
7. Пясковская-Фесенкова Е. В. Исследование рассеяния света в земной атмосфере. Изд. АН СССР, М., 1957.
8. Тверской П. Н. Курс метеорологии. Гидрометеоздат, Л., 1962.
9. Шифрин К. С., Минин И. Н. К теории негоризонтальной видимости. Труды ГГО, вып. 68, 1957.
10. Шифрин К. С., Минин И. Н. Негоризонтальная видимость при сплошной об-
11. Foitzik L., Zschaesck H. Messungen der spektralen Zerstreungsfunktion bodennaher Luft bei guter Sicht, Dunst und Nebel. Z. Met., Bd. 7, H. 1, 1953.

СОДЕРЖАНИЕ

Л. П. Афиногенов. Приведение давления к уровню моря при использовании автоматических метеостанций	3
С. И. Грушин. Об одной возможности уменьшения погрешности измерительной системы	8
Л. П. Афиногенов, С. И. Грушин, В. И. Рейнюк. Обработка данных влажности автоматическими метеостанциями	11
Е. В. Романов. О возможности сочетания аналоговых и цифровых устройств при построении аппаратуры для измерения турбулентных переносов	22
М. С. Стеризат. Определение температуры воздуха над взлетно-посадочной полосой (ВПП)	28
С. Д. Ивахненко. Надежность ячеек автоматики центрального устройства аэродромной метеостанции	32
Л. П. Афиногенов. О надежности поэлементного резервирования по отношению к отказам типа обрыва и короткого замыкания	36
М. В. Попов. К анализу погрешностей акустических частотных датчиков скорости ветра	53
М. В. Попов. Ультразвуковые преобразователи для акустических анемометров	61
С. М. Персин, Э. Л. Персина, М. В. Попов. Об одном способе построения электроакустической системы измерения параметров ветра и температуры	65
М. В. Попов. Некоторые методы построения акустических датчиков параметров ветра	68
В. Е. Карпуша. Результаты экспериментального исследования компенсационного датчика атмосферного давления	74
Н. Г. Протопопов. Влияние моментов трения и нагрузки анемометра на точность измерения скорости ветра	77
К. К. Полевицкий, Е. Н. Шадрина. Автоматический нефелометр	85
Р. А. Круглов. Импульсный фотометр с электронным функциональным преобразователем	95
С. Л. Попков. Вычислительное устройство для определения дальности видимости аэродромных огней высокой интенсивности	103
Н. П. Фатеев. Аппаратура для поверки метеорологических приборов	109
Н. П. Фатеев, Г. П. Резников, М. В. Попов. Об использовании ультразвукового анемометра с цифровой индикацией средней скорости в качестве контрольного прибора при поверке и градуировке датчиков ветра	124
Г. П. Резников. Абсолютный гигрометр	129
В. Е. Боханов. К вопросу поверки механических ветроизмерительных приборов	132
Б. Л. Сущинский, Г. Г. Тихмянов. Жидкостный термокриостат для поверки термометров сопротивления	138
Е. А. Уханова. О сокращении времени выдержки жидкостных термометров при поверке	148
В. А. Клеванцова, И. А. Покровская, Ю. Д. Янишевский. Исследование модернизированных пиргелиометров Онгстрема	155
В. А. Клеванцова. Оценка влияния температуры на точность пиргелиометрических измерений	161
Н. Н. Алтай. Аналитический способ расчета градуировочной таблицы для анемометров	165
И. А. Савиковский. Отклонения от световоздушного уравнения и их влияние на измерение горизонтальной прозрачности	168

Труды ГГО, вып. 240

АППАРАТУРА ДЛЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ,
ПОВЕРКА ПРИБОРОВ

Редакторы: *Л. В. Царькова, Э. Н. Пильнакова*
Техн. редактор *М. С. Костакова*
Корректор *Т. В. Алексеева*

Сдано в набор 7/IV 1969 г. Подписано к печати 29/VII 1969 г.
Бумага 70×108¹/₁₆. Бум. л. 6. Печ. л. 16,8(12,0). Уч.-изд. л. 14,84.
Тираж 800 экз. М-15676. Индекс МЛ-267. Гидрометеорологи-
ческое издательство. Ленинград, В-53, 2-я линия, д. 23.
Заказ 425. Цена 1 руб. 04 коп.

Сортавальская книжная типография Управления по печати
при Совете Министров КАССР
г. Сортавала, Карельская, 42.

УДК 551.508.4

Приведение давления к уровню моря при использовании автоматических метеостанций. Афиногенов Л. П. Труды ГГО, 1969, вып. 240, стр. 3—7

В статье приводится формула, аппроксимирующая полную формулу Лапласа, и дается методика приведения давления к уровню моря, удобная для использования в автоматических метеостанциях или при обработке метеорологических данных на ЭЦВМ. Методика и формула могут использоваться при высоте станций до 500 м над ур. м. и при изменении температуры и влажности в пределах $-50^{\circ} \leq t \leq +50^{\circ}$; $0 \text{ мб} \leq e \leq 125 \text{ мб}$, причем погрешность аппроксимации не превышает 0,1 мб. Метод может использоваться и при обычной (немеханизированной) обработке. Для этого случая с целью облегчения расчетов приводятся две таблицы.

Табл. 2. Библ. 3.

УДК 551.508.9

Об одной возможности уменьшения погрешности измерительной системы. Грушин С. И. Труды ГГО, 1969, вып. 240, стр. 8—10

Рассматриваются условия, при которых влияние погрешности преобразователя аналоговой величины в цифровую на общую погрешность измерения может быть сведено к минимуму. В качестве примера приведен случай определения метеорологической дальности видимости.

Табл. 1. Илл. 1. Библ. 1.

УДК 551.508.7

Обработка данных влажности автоматическими метеостанциями. Афиногенов Л. П., Грушин С. И., Рейнюк В. И. Труды ГГО, 1969, вып. 240, стр. 11—21

В статье приводятся методика и аппроксимирующие формулы для определения основных характеристик влажности (r , t , e). Приведенные формулы удобны для расчетов с помощью вычислительной машины и предназначены для использования при обработке данных, получаемых от автоматических метеостанций. Методика приводится для обработки данных, получаемых от датчиков влажности трех типов: гигрометрического, психрометрического и датчика температуры точки росы. Рассматривается вопрос о результирующей погрешности, обусловленной погрешностью датчиков и погрешностью аппроксимирующих формул.

Табл. 1. Илл. 6. Библ. 5.