

06
778

ГЛАВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ СЛУЖБЫ
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

ГЛАВНАЯ ГЕОФИЗИЧЕСКАЯ ОБСЕРВАТОРИЯ
им. А. И. ВОЕЙКОВА

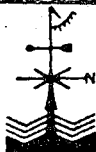
ТРУДЫ

ВЫПУСК 199

МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ И АВТОМАТИЗАЦИЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

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

БИБЛИОТЕКА
Ленинского
Гидрометеорологического
Института



ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

ЛЕНИНГРАД • 1966

551.5.3 + 621.4

УДК 551.508 : 551.501/002.5(061.6)

В сборнике помещены статьи, освещающие некоторые результаты работ по созданию автоматических метеорологических станций. В отдельных статьях описываются новые метеорологические датчики, устройства автоматики (в том числе новые типы элементов и схем, методика их расчета), а также излагаются принципы устройства новых метеорологических приборов и отдельные вопросы поверительной техники.

Сборник рассчитан на научных сотрудников и инженеров, занимающихся разработкой метеорологической аппаратуры.

Материалы сборника представляют интерес для лиц, занимающихся автоматизацией в других областях науки и техники (в особенности в области измерений) и для студентов вузов соответствующих специальностей.

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ И РАСЧЕТА ВИНТОВЫХ ВЕТРОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Излагаются некоторые теоретические вопросы, связанные с расчетом, проектированием и конструированием винтовых ветрочувствительных элементов. Приводятся сравнительные характеристики винтовых и чашечных чувствительных элементов. Дается энергетическая теория завышения средней скорости ветра вращающимися анемометрами в пульсирующем потоке. Приводятся результаты экспериментальных исследований винтовых и чашечных анемометров в естественных условиях. В заключение дается аэродинамический расчет и приводятся переходные характеристики винтовых ветрочувствительных элементов.

§ 1. Сравнительные характеристики чашечных и винтовых чувствительных элементов

Среди современных ветроизмерительных приборов наиболее широкое распространение получили анемометры с вращающимися ветрочувствительными элементами в виде чашек или ветровых колес (воздушных винтов) [10, 14]. Широкому распространению этих анемометров способствовали их высокие эксплуатационные свойства, важнейшими из которых являются следующие:

- а) высокая надежность работы в различных климатических условиях;
- б) большой момент, развиваемый на оси вращающегося чувствительного элемента, что позволяет нагружать этот элемент без ущерба для начальной чувствительности различными электромеханическими преобразователями с целью дистанционной передачи значений параметров ветра;
- в) возможность с их помощью относительно просто осуществлять осреднение (интегрирование) скорости ветра;
- г) возможность наряду со средней скоростью измерять мгновенные ее значения, осредненные за счет инерционности вращающихся чашек или винта в пределах 4—6 сек. при скоростях 3—5 м/сек. и в пределах 1—2 сек. при скоростях ветра 15—25 м/сек. Как следует из работы Л. С. Гандина [2], это вполне приемлемо для практических целей.

Теоретическому и экспериментальному исследованию чашечных анемометров посвящено значительное число работ [3, 5, 6, 7, 11, 13, 15, 17]. По винтовым анемометрам их имеется гораздо меньше [9, 18].

В этих работах достаточно подробно изложены свойства как чашеч-

ных, так и винтовых анемометров. Сопоставим между собой некоторые из них.

1. Вращающий момент чашечной вертушки равен разности моментов, развиваемых чашкой,двигающейся по потоку, и чашкой,двигающейся против потока. Вращающий момент винтовой вертушки в таких же условиях равен сумме моментов, развиваемых каждой лопастью винта. Из этого следует, что к. п. д. винта больше к. п. д. чашек при одной и той же суммарной площади сечения чашек и лопастей. Поэтому можно создать винт, развивающий один и тот же вращающий момент, что и чашки, но гораздо меньших размеров и, следовательно, обладающий меньшей инерцией.

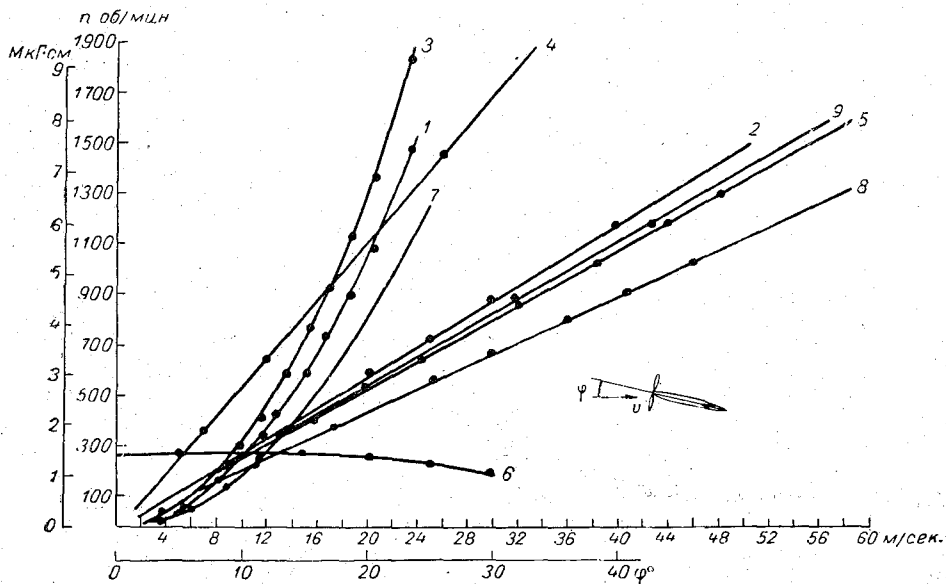


Рис. 1. Трехлопастной винт: 1) $H=60^\circ$, $M=f(v)$; 2) $H=60^\circ$, $n=f(v)$; четырехлопастной винт: 3) $H=60^\circ$, $M=f(v)$; 4) $H=45^\circ$, $n=f(v)$; 5) $H=60^\circ$, 6) $H=60^\circ$, $n=f(\varphi)$; трехчашечная вертушка: 7) $M=f(v)$, $D=100$ мм; 8) $n=f(v)$, $D=100$ мм; 9) $n=f(v)$, $D=80$ мм.

Следует отметить, что момент, развиваемый чашками, не будет постоянным в пределах оборота вертушки [7, 15, 19]. Винтовая же вертушка дает постоянный момент в пределах оборота. Поэтому при расчете начальной чувствительности чашечного анемометра необходимо брать случай самого неблагоприятного положения чашек в потоке.

На рис. 1 изображены механические характеристики трех- и четырехлопастных винтов и трехчашечных вертушек ($D=80$ мм и $D=100$ мм), полученные экспериментально в аэродинамической трубе. Кривая $M=f(v)$ для трехчашечной вертушки получена расчетом. При расчете брались средние значения моментов в пределах оборота чашечной вертушки [7, 15]. Четырехлопастной винт ($H=60^\circ$, $D=360$ мм) имеет суммарную площадь лопастей, примерно равную суммарной площади трехчашечной вертушки ($D_ч=100$ мм). Как следует из рис. 1, моменты, развиваемые четырехлопастным винтом, примерно в 1,5 раза больше моментов, развиваемых чашечной вертушкой.

2. На постоянство градуировки чашечного анемометра в сильной мере влияет не только постоянство сил трения, но и постоянство коэффициентов лобовых сопротивлений вогнутой и выпуклой сторон чашек

(c_1 и c_2), так как от них зависит постоянство коэффициента анемометра σ (коэффициент Рабинзона) [3, 5, 7, 15, 17].

При установившемся вращении чашек соотношение между скоростью воздушного потока и линейной скоростью центра чашек без учета трения имеет вид

$$v = \sigma \omega R, \quad (1)$$

где v — скорость воздушного потока, ωR — линейная скорость центра чашек, ω — угловая скорость чашек, R — радиус центра чашек.

В работах А. А. Сыйко и К. Н. Васильева [15], а также Л. Г. Качурина [5] показано, что коэффициент анемометра полностью зависит только от отношения c_1/c_2 :

$$\sigma = \frac{\frac{c_1}{c_2} + 1}{\frac{c_1}{c_2} - 1} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\frac{c_1}{c_2} - 1}{\frac{c_1}{c_2} + 1} \right)^2} \right]. \quad (2)$$

В работах Петерсона [19] и М. И. Гольцмана [3] приводятся конкретные данные зависимости коэффициента σ от скорости ветра в ламинарном потоке аэродинамической трубы. На рис. 2 приведена кривая зависимости σ от скорости потока, взятая из работы Р. А. Константинова [7].

Условия тарировки в аэродинамической трубе и условия эксплуатации анемометров в турбулентной атмосфере существенно различны. В зависимости от степени турбулентности коэффициенты лобовых сопротивлений чашек будут различны даже при одной и той же скорости потока. Это объясняется тем, что числа Рейнольдса для чашек зависят от степени турбулентности воздушного потока, что приводит к нарушению тарировок чашечных анемометров при работе в турбулентном потоке. В случае мелкомасштабной турбулентности, когда размеры вихрей соизмеримы с размерами чашек, эти нарушения могут быть значительными.

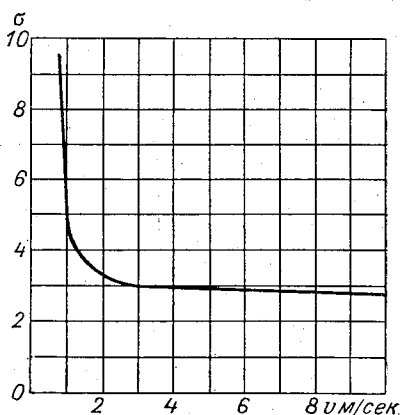


Рис. 2.

Если рассматривать формулу (1) как градуировочное уравнение, то можно прийти к выводу, что зависимость коэффициента σ от скорости и степени турбулентности воздушного потока делает градуировку чашечного анемометра нелинейной и нестабильной при работе в естественной турбулизированной атмосфере.

Рассмотрим с этой точки зрения градуировочное уравнение винтового анемометра. На рис. 3 изображена векторная диаграмма скоростей и сил, действующих на лопасть вращающегося в потоке винта. Работа винта, как и чашек, рассматривается при отсутствии сил трения и индуктивного сопротивления лопастей.

На неподвижную лопасть AB под углом α набегающий воздушный поток с постоянной скоростью v и оказывает на нее динамическое давление с некоторой силой R , направленной перпендикулярно лопасти.

Под действием составляющей этой силы R_y лопасть начинает вращаться в плоскости, перпендикулярной плоскости чертежа, увеличивая

скорость до тех пор, пока составляющая P_y' силы R' (сопротивление воздуха вращению лопасти) не уравнивает силу P_y . После этого лопасть будет вращаться с постоянной скоростью до тех пор, пока будет постоянной скорость потока. Вектор относительной скорости w , получившийся в результате сложения векторов v и u (линейная скорость сечения AB лопасти винта на радиусе r), будет теоретически¹ направлен вдоль сечения AB лопасти.

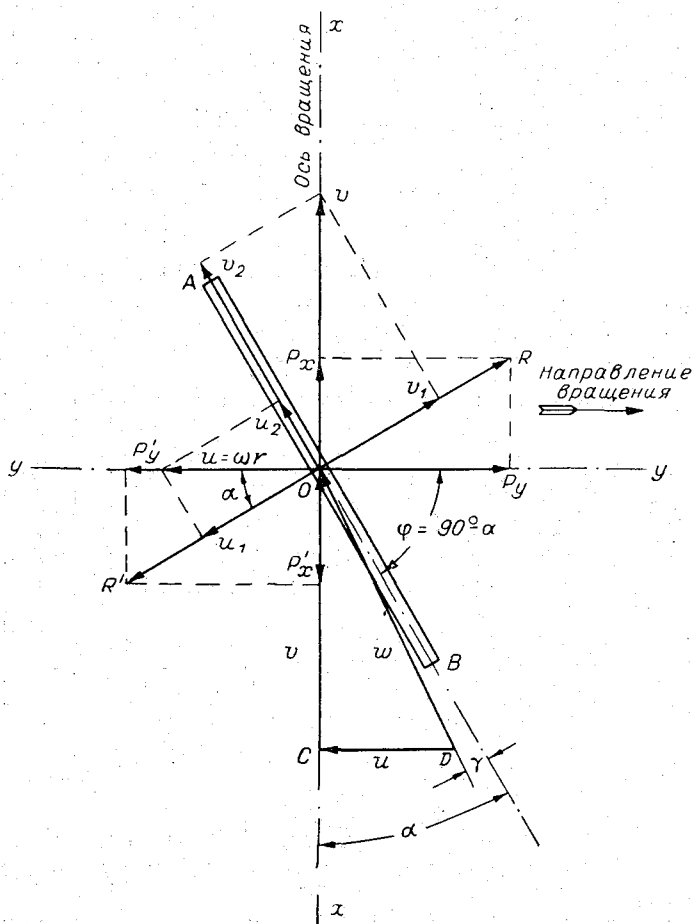


Рис. 3.

Определим проекции вектора скорости потока v на направление вдоль AB (v_2) и перпендикулярно AB (v_1):

$$v_1 = v \sin \alpha, \quad (3)$$

$$v_2 = v \cos \alpha. \quad (4)$$

¹ В действительности при наличии сил трения и индуктивного сопротивления вектор w будет направлен под некоторым небольшим углом γ (см. рис. 3). Этот угол для анемометров с малой нагрузкой составляет 3—5°. Подтверждение этому можно найти в работах [8, 9, 18]. В наших рассуждениях мы этим углом пренебрегли.

Аэродинамическая сила

$$R = c \frac{\rho}{2} S v_1^2, \quad (5)$$

где c — коэффициент лобового сопротивления пластинки, поставленной перпендикулярно потоку, S — площадь лопасти, ρ — плотность воздуха.

Проекция P_y силы R в направлении вращения лопасти равна

$$P_y = R \cos \alpha;$$

учитывая (3) и (5), получим

$$P_y = c \frac{\rho}{2} S v^2 \sin^2 \alpha \cos \alpha. \quad (6)$$

Найдем проекции вектора u ($u = \omega r$): u_1 , направленную перпендикулярно AB , и u_2 — вдоль AB .

Согласно рис. 3,

$$u_1 = u \cos \alpha, \quad (7)$$

$$u_2 = u \sin \alpha. \quad (8)$$

Аэродинамическая сила R' от составляющей u_1 будет равна

$$R' = c \frac{\rho}{2} S u_1^2, \quad (9)$$

Проекция P_y' силы R' , направленная против вращения лопасти, из рис. 3 определяется так:

$$P_y' = R \cos \alpha.$$

Учитывая (7) и (9), получим

$$P_y' = c \frac{\rho}{2} S u^2 \cos^3 \alpha. \quad (10)$$

Так как при установившемся вращении

$$P_y = P_y',$$

то, приравнявая правые части уравнений (6) и (10) и решая относительно u , получим

$$u = v \operatorname{tg} \alpha. \quad (11)^1$$

Это уравнение является градуировочным уравнением идеального винтового анемометра. Здесь $\operatorname{tg} \alpha$ является коэффициентом винтового анемометра. Постоянство этого коэффициента зависит от постоянства угла α , т. е. от сохранности геометрии винта, и не зависит от скорости или турбулентности потока. Следовательно, в отличие от чашечного анемометра, тарировка винтового анемометра будет постоянной в широком диапазоне скоростей воздушного потока и при различной степени его турбулентности. Это является несомненным преимуществом винта.

3. При обтекании чашек воздушный поток подвергается значительному возмущению. Это имеет большое значение в тот момент, когда чашки экранируют друг друга. В этом случае поток, возмущенный экранирующей чашкой, будет иметь скорость, отличную от действительной, и его воздействие на экранируемую чашку будет иметь другую эффективность.

¹ Уравнение (11) можно получить непосредственно из ΔCOD (рис. 3) при $\gamma = 0$. Такой вывод сделан, например, у Э. Оуэра [18].

Из рис. 3 ясно, что минимальное сопротивление относительный поток будет иметь в том случае, когда вектор W будет направлен вдоль лопасти AB или под очень малым углом γ к ней. При этом воздушный поток, встречая минимальное сопротивление, будет возмущен незначительно. Кроме того, лопасти винта не экранируют друг друга.

При экспериментальной продувке в аэродинамической трубе ГГО чашечного самописца ветра М-12 и анеморумбографа М-64 с винтом диаметром 400 мм и угловым шагом 45° было произведено «прощупывание» потока за чашками и за винтом. Для этого использовался щуп, состоящий из шелковых ниточек, укрепленных на конце проволочного стержня. По поведению шелковинок перед вертушкой и после вертушки можно судить о степени возмущения потока. За винтом ниточки были вытянуты вдоль потока и только слегка колыхались. Это говорит о незначительном возмущении потока. За чашечками поток был возмущен очень сильно, о чем свидетельствовала сильная болтанка шелковинок в направлении, перпендикулярном потоку. Наличие возмущенного потока за винтом могло бы привести к излишней болтанке флюгарки, расположенной сзади винта.

4. При попадании в чашку с вогнутой стороны снега (что довольно часто имеет место при снежных выюгах и особенно при наличии мокрого снега) изменяется соотношение c_1/c_2 и тем самым нарушается тарировка анемометра. Для очистки чашки необходимо снимать и оттаивать налипший снег. Винтовой анемометр сбрасывает с себя снежные осаджения за счет центробежных сил, развиваемых при вращении. Это не спасает его от осаджения гололеда, но хорошо освобождает от изморози.

5. Винт необходимо ориентировать так, чтобы ось его вращения совпадала с направлением мгновенного вектора скорости ветра. Чашечный анемометр не нуждается в ориентации по отношению к вектору ветра, и это является его преимуществом по сравнению с винтовым анемометром. Так как в анеморумбометрах необходимо иметь датчик направления ветра, то наличие флюгарки у винтового анемометра уже не может рассматриваться как недостаток. Эта флюгарка может одновременно выполнять функции датчика направления ветра.

На рис. 1 кривая $n=f(\varphi)$ (n — число оборотов винта, φ — угол между осью винта и вектором ветра) показывает, что неточность установки оси вращения винта вдоль вектора ветра в пределах $\pm 15^\circ$ влечет за собой изменение показаний анемометра всего на 1—1,5%. Аналогичные данные можно найти и в книге М. Сануки [13].

В результате сравнения рассмотренных выше характеристик винтового и чашечного чувствительных элементов приходим к выводу, что винтовые элементы обладают несомненным преимуществом по сравнению с чашечными. Поэтому при выборе чувствительного элемента скорости ветра для анеморумбометров следует отдавать предпочтение винтовому варианту. В этом случае в качестве чувствительного элемента направления ветра разумно взять свободно ориентирующуюся флюгарку, которая одновременно будет устанавливать ось винта по направлению вектора ветра.

§ 2. Завышение средней скорости ветра чашечным и винтовым анемометрами в пульсирующем потоке

Особое место в теории и экспериментальных исследованиях анемометров с вращающимися ветрочувствительными элементами занимает вопрос о влиянии пульсации (флуктуации) скорости ветра на точность

измерения средней скорости. В имеющейся литературе нет теоретических и экспериментальных работ, посвященных сравнительному изучению влияния флуктуации скорости ветра на измерения средней скорости чашечными и винтовыми анемометрами. Отсутствует сколько-нибудь систематизированное изложение физических основ завышения средней скорости винтовыми и чашечными анемометрами.

Наиболее важные работы, посвященные вопросу завышения средней скорости чашечными анемометрами в пульсирующем потоке, принадлежат Г. Х. Сабину [11], О. Шренку [20], А. М. Яглому [17] и А. Р. Константинову [7], аналогичные работы для винтовых анемометров выполнены Э. Оуэром [18] и С. Г. Поповым [9]. Основным результатом всех этих работ является вывод о том, что чашечные и винтовые анемометры при работе в пульсирующем потоке дают завышенные значения средней скорости. Чем больше отклонения мгновенной скорости ветра от средней и чем больше момент инерции вращающегося чувствительного элемента, тем больше завышение средней скорости.

Г. Х. Сабинин, пренебрегая моментом сил трения, задается уравнением движения чашечного анемометра в виде

$$I \frac{d\omega}{dt} - M = 0, \quad (12)$$

где I — момент инерции вертушки анемометра, ω — угловая скорость ее вращения, M — момент аэродинамических сил.

Рассматривая частный случай изменения мгновенной скорости относительно среднего значения по закону, изображенному на рис. 4, Сабинин получил формулу относительной систематической ошибки измерения средней скорости в виде

$$\bar{\delta}_v = - \frac{2 \frac{\Delta v}{v_{cp}} L \left(1 - e^{-\frac{v_1 \tau}{L}}\right) \left(1 - e^{-\frac{v_2 \tau}{L}}\right)}{v_{cp} \tau \left[1 - \left(\frac{\Delta v}{v_{cp}}\right)^2\right] \left(1 - e^{-\frac{v_1 \tau}{L}} e^{-\frac{v_2 \tau}{L}}\right)}, \quad (13)$$

где $\bar{\delta}_v = \frac{\bar{v} - v_{cp}}{v_{cp}}$ — относительная систематическая погрешность анемометра; τ — $1/2$ периода волны; $\bar{v}$ — средняя скорость, показанная прибором; v_{cp} — действительная средняя скорость ветра; $\Delta v = \frac{v_1 - v_2}{2}$; $L = \frac{I}{\sigma k R}$ — путь синхронизации (σ — коэффициент анемометра, k — коэффициент пропорциональности, характеризующий индивидуальные свойства вертушки, R — радиус центра чашек). Знак минус перед правой частью уравнения говорит о том, что анемометр дает завышенное значение средней скорости ветра. Из уравнения (13) следует, что относительная ошибка измерения средней скорости пульсирующего потока пропорциональна отношению амплитуды пульсации к средней скорости $\left(\frac{\Delta v}{v}\right)$, пути синхронизации (L) и обратно пропорциональна периоду пульсации (2τ).

Задаваясь различными значениями $\frac{\Delta v}{v_{cp}}$ и $\frac{v_{cp} \tau}{L}$ (отношение длины пути, пройденного потоком за время продолжительности полуволны, к пути синхронизации), Сабинин получил завышения средней скорости

по анемометру до 11% (при $\frac{\Delta v}{v_{\text{ср}}} = \frac{1}{3}$ и $\frac{v_{\text{ср}}\tau}{L} = 0,1$). Экспериментальные данные показали завышения, достигающие до 15,3%.

Приняв синусоидальный закон флуктуации мгновенной скорости ветра относительно средней, О. Шренк [20] пришел к такому же результату, что и Сабинин, хотя получил значения ошибок, примерно в 2 раза меньшие.

А. М. Яглом [17] и Л. Г. Качурин [5] дают уравнение движения анемометра, предложенное Г. Х. Сабининым, в виде линейного уравнения первого порядка относительно $u(t)$:

$$\frac{du}{dt} + \frac{1}{L}vu - \frac{1}{L}v^2 = 0, \quad (12')$$

где v — скорость потока, u — показания анемометра.

Для случая $v = \text{const}$ уравнение (12') имеет решение в виде

$$u - v = (u_0 - v)e^{-\frac{vt}{L}}, \quad (14)$$

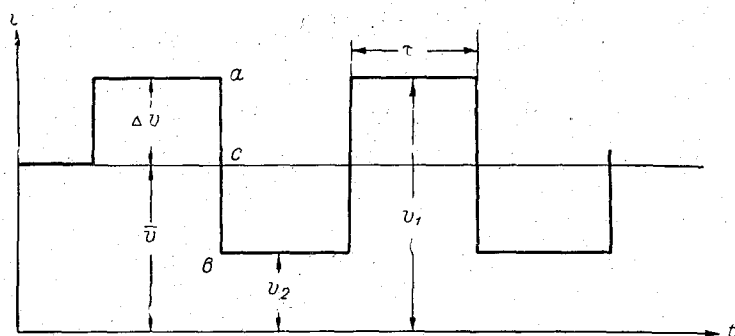


Рис. 4.

где u_0 — показания анемометра в начальный момент $\tau = 0$. Уравнение (14) Л. Г. Качурным [5] было использовано для расчетов для случая изменения мгновенной скорости по закону, изображенному на рис. 4. Расчеты производились для трех чашечных анемометров с различными L (0,1, 1 и 10 м). Результаты этих расчетов при возрастании (сплошные кривые) и убывании (пунктирные кривые) скорости ветра приведены на рис. 5.

Из рис. 5 следует, что

а) с уменьшением пути синхронизации уменьшается время, в течение которого чашечная вертушка воспринимает новое значение скорости потока;

б) увеличение скорости ветра вертушка воспринимает быстрее, чем уменьшение.

Из последнего вытекает, что несимметричное восприятие чашечным анемометром порывов скорости ветра является одной из причин завышения им показаний средней скорости ветра.

Наиболее интересной из современных работ по вопросу завышения анемометром средней скорости следует назвать работу А. М. Яглома [17]. В этой работе автор для решения уравнения движения анемометра (12) привлекает временную структурную функцию, которая более достоверно описывает действительную картину флуктуации мгновенной скорости ветра. В результате Яглом получил, что величина относительной

систематической ошибки $\bar{\delta}_v$ равна среднему значению квадрата относительной случайной ошибки $\overline{\Delta v}$ линейного прибора. Систематические ошибки $\bar{\delta}_v$, рассчитанные им на основании экспериментальных данных, по величине в два раза меньше, чем у Г. Х. Сабинина.

А. М. Яглом, используя структурные функции, дает вывод формулы относительной систематической ошибки для примера, рассмотренного Сабининым (рис. 4), и для примера, рассмотренного Шренком (синусоидальный закон изменения мгновенной скорости).

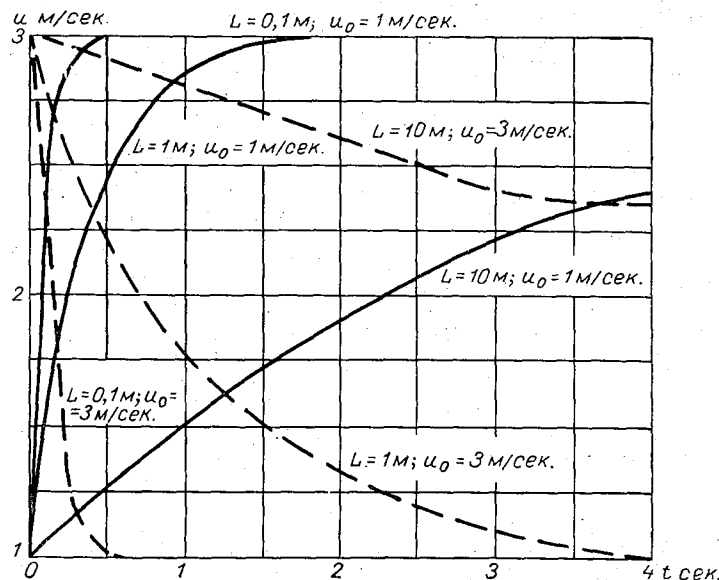


Рис. 5.

Формула Яглома для примера Сабинина имеет вид

$$\bar{\delta}_v = -2 \left(\frac{\Delta v}{v_{\text{ср}}} \right)^2 \frac{T}{\tau} \frac{1 - e^{-\frac{\tau}{T}}}{1 + e^{-\frac{\tau}{T}}}, \quad (15)$$

где $T = \frac{L}{v_{\text{ср}}}$.

Для примера Шренка формула Яглома имеет вид

$$\bar{\delta}_v = -\frac{1+\alpha}{2} \left(\frac{\Delta v}{v_{\text{ср}}} \right)^2 \frac{1}{1 + \left(\frac{\tau}{2\pi T} \right)^2}, \quad (16)$$

где α — коэффициент, характеризующий свойства вертушки. Причем количественные значения $\bar{\delta}_v$, полученные по формуле (16) при $\tau \ll T$, в два раза меньше значений, полученных по формуле (15). Из этого следует, что данные, полученные Ягломом и Шренком, сопоставимы между собой.

Э. Оуэр [18] исследовал работу винтового анемометра в потоке, скорость которого изменяется по гармоническому закону

$$v = \bar{v}(1 + \lambda \sin pt), \quad (17)$$

где λ — амплитуда синусоиды, p — период колебаний.

В качестве уравнения движения Оуэр также принимал уравнение типа (12), дополнив его членом, учитывающим момент трения.

Интегрируя такое уравнение с учетом (17), Оуэр получил завышение числа оборотов винта при измерении средней скорости потока, равное

$$\Delta n = -\frac{a\lambda^2}{2bD} \bar{v} \text{ об/сек.}, \quad (18)$$

где Δn — систематическая ошибка измерения $\bar{v}$ (в числах оборотов); a и b — константы анемометра (для анемометра Оуэра $a=0,118$; $b=-0,283$); D — диаметр ометаемого винтом круга.

Расчеты, выполненные по (18), показывают, что при $\lambda = \frac{1}{3} \bar{v}$ завышения в измерении будут лежать в пределах 5%, что в два раза меньше значений, полученных Сабининым по формуле (13).

Если в формуле (18) заменить $\Delta n = \frac{\Delta v}{\pi D}$, $\lambda = \frac{\Delta v}{\bar{v}}$ и поделить обе части равенства на $\bar{v}$, то получим формулу относительной систематической погрешности измерения средней скорости:

$$\frac{\Delta \bar{v}}{\bar{v}} = \frac{\pi a}{2b} \left(\frac{\Delta v}{\bar{v}} \right)^2. \quad (19)$$

Эта формула соответствует формуле (16) для случая $\tau \ll T$, отличается

только множителем $\frac{\pi a}{2b}$.

Если количественная сторона завышения вращающимися анемометрами средней скорости пульсирующего потока из рассмотренных работ сравнительно ясна, то физические причины завышения требуют дополнительного пояснения.

§ 3. Энергетическая теория завышения чашечными и винтовыми анемометрами средней скорости пульсирующего воздушного потока

Вращение чашечного или винтового ветрочувствительного элемента происходит за счет использования части кинетической энергии воздушного потока. Изменение кинетической энергии ведет к изменению показаний анемометра. Следовательно, анемометры с вращающимися чувствительными элементами служат, строго говоря, для оценки кинетической энергии, а не скорости перемещения воздушного потока.

Рассмотрим два воздушных потока, один из которых является ламинарным, а другой — пульсирующим по закону, изображенному на рис. 4. При этом скорость ламинарного потока (v_0) равна средней скорости пульсирующего потока ($\bar{v}$).

Сравним между собой кинетические энергии этих потоков. Кинетическая энергия ламинарного потока

$$E_0 = \frac{mv_0^2}{2}. \quad (20)$$

Средняя кинетическая энергия пульсирующего потока за один период пульсации для случая, изображенного на рис. 4, определится как среднеарифметическое из кинетических энергий при положительном и отрицательном порывах ветра относительно среднего значения

$$\bar{E} = \frac{E' + E''}{2}, \quad (21)$$

где $\bar{E}$ — среднее за период значение кинетической энергии, E' — кинетическая энергия при положительном порыве скорости, E'' — кинетическая энергия при отрицательном порыве скорости;

$$E' = \frac{m(\bar{v} + \Delta v)^2}{2}, \quad (22)$$

$$E'' = \frac{m(\bar{v} - \Delta v)^2}{2}, \quad (23)$$

где Δv — амплитуда пульсаций.

Подставив в (21) значения E' и E'' из (22) и (23), получим

$$\bar{E} = \frac{m\bar{v}^2}{2} + \frac{m\Delta v^2}{2}. \quad (24)$$

Так как $\bar{v} = v_0$, то первое слагаемое правой части уравнения (24) представляет собой кинетическую энергию ламинарного потока

$$\bar{E} = E_0 + \frac{m\Delta v^2}{2}. \quad (24')$$

Следовательно, кинетическая энергия пульсирующего потока для случая, изображенного на рис. 4, больше на величину $\frac{m\Delta v^2}{2}$ кинетической энергии ламинарного потока, перемещающегося со скоростью, равной средней скорости пульсирующего потока.

Рассмотрим случай синусоидального закона пульсации скорости воздушного потока

$$v = \bar{v} + \lambda \sin \omega t, \quad (25)$$

где $\bar{v}$ — средняя скорость, относительно которой происходит пульсация, λ — амплитуда синусоиды, $\omega = \frac{2\pi}{T}$ (T — период колебания).

Среднее значение кинетической энергии за период для синусоидальной пульсации будет равно

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \frac{m}{2T} \int_0^T \left(\bar{v} + \lambda \sin \frac{2\pi}{T} t \right)^2 dt = \\ &= \frac{m}{2T} \left[\bar{v}^2 \int_0^T dt + 2\bar{v}\lambda \int_0^T \sin \frac{2\pi}{T} t dt + \lambda^2 \int_0^T \sin^2 \frac{2\pi}{T} t dt \right]. \end{aligned} \quad (26)$$

После замены независимых переменных $\left(\frac{2\pi}{T} t = \xi, dt = \frac{T}{2\pi} d\xi \right)$ второй и третий интегралы в квадратных скобках будут иметь следующие решения:

$$\int_0^T \sin \frac{2\pi}{T} t dt = \frac{T}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin \xi d\xi = 0, \quad (27)$$

$$\int_0^T \sin^2 \frac{2\pi}{T} t dt = \frac{T}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin^2 \xi d\xi = \frac{T}{2\pi} \left\{ \frac{1}{2} \xi \Big|_0^{2\pi} + \frac{1}{4} \sin 2\xi \Big|_0^{2\pi} \right\} = \frac{T}{2}. \quad (28)$$

Подставляя (27) и (28) в (26), получим

$$\bar{E} = \frac{m\bar{v}^2}{2} + \frac{m\lambda^2}{4} \quad (29)$$

или

$$\bar{E} = E_0 + \frac{m\lambda^2}{4}. \quad (29')$$

Следовательно, кинетическая энергия воздушного потока, пульсирующего по синусоидальному закону, больше на величину $\frac{m\lambda^2}{4}$ кинетической энергии ламинарного потока, скорость которого равна средней скорости пульсирующего потока.

Действительный закон пульсации скорости ветра имеет более сложную зависимость, чем приведенные здесь прямоугольный и синусоидальный. Однако рассмотренные примеры пульсации потока дают возможность оценить порядок величины приращения кинетической энергии пульсирующего потока по сравнению с ламинарным. Из рассмотренных примеров ясно, что приращение кинетической энергии пульсирующего потока пропорционально квадрату амплитуды колебания. Если обобщить этот вывод для любого другого периодического закона пульсации, то можно написать, что для первой гармоники колебаний

$$\bar{E} = E_0 + a m \lambda^2, \quad (30)$$

где a — коэффициент пропорциональности, зависящий от характера закона пульсации скорости ветра.

Таким образом, физический смысл завышения средней скорости вращающимся анемометром пульсирующего потока заключается в том, что приращение кинетической энергии этого потока по сравнению с ламинарным, равное $a m \lambda^2$, будет дополнительно сообщаться винту (чашкам) и, следовательно, он будет вращаться быстрее, чем в ламинарном потоке.¹

Относительная величина завышения кинетической энергии пульсирующего потока определяется по формуле

$$\delta_E = \frac{\bar{E} - E_0}{E_0} 100\%. \quad (31)$$

После подстановки значений $\bar{E}$ и E_0 из (20), (24) и (29) получим для прямоугольной пульсации скорости потока

$$\delta'_E = \left(\frac{\Delta v}{v} \right)^2 100\%, \quad (32)$$

а для синусоидального закона пульсации

$$\delta''_E = \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda}{v} \right)^2 100\%. \quad (33)$$

При $\frac{\Delta v}{v} = \frac{\lambda}{v} = \frac{1}{3}$ завышение кинетической энергии составит $\delta'_E = 11\%$, а $\delta''_E = 5,5\%$.

Интересно отметить, что величина δ'_E совпадает со значением относительной погрешности измерения средней скорости ветра, определенной Г. Х. Сабининым по формуле (13) или (15) для прямоугольного закона пульсации воздушного потока. Величина δ''_E совпадает со значением относительной погрешности измерения средней скорости ветра, определенной О. Шренком по формуле (16) и Э. Оуэром по формуле

¹ Следует отметить, что аналогичная идея была высказана в работе Н. П. Бурцева [1] применительно к гидрометрической вертушке.

(18) для синусоидального закона пульсации скорости ветра. Формула (33) идентична формуле Оуэра (19).

Для практических целей представляется весьма важным выяснить, как воспринимают винт и чашки приращение кинетической энергии пульсирующего потока.

Из рис. 5 мы выяснили, что чашечный анемометр реагирует на возрастание и убывание порывов ветра несимметрично. Однако остается неясным, одинакова ли степень несимметрии для винтовых и чашечных элементов. Чтобы выяснить это, рассмотрим соотношение сил, действующих на чашки и лопасти винта при положительном и отрицательном порывах скорости ветра относительно среднего значения.

Обратимся снова к рис. 4. Напишем приращение давления на вогнутой и выпуклой сторонах чашки в моменты времени, соответствующие точкам a и b , по сравнению с давлением в точке c .

При установившемся вращении чашек в потоке с постоянной скоростью (в точке c) давление на вогнутой стороне чашки (см. [6])

$$P_1 = c_1 \rho S (\bar{v} - u)^2, \quad (34)$$

где $\bar{v}$ — средняя скорость потока, u — окружная скорость центра чашек.

Для выпуклой стороны чашки в этом случае

$$P_2 = c_2 \rho S (\bar{v} + u)^2. \quad (35)$$

Известно, что при установившемся вращении чашек $P_1 = P_2$.

Если скорость потока резко возрастет ($\bar{v} + \Delta v$), то в точке a уравнения (34) и (35) примут соответственно вид:

$$P'_1 = c_1 \rho S [(\bar{v} + \Delta v) - u]^2, \quad (34')$$

$$P'_2 = c_2 \rho S [(\bar{v} + \Delta v) + u]^2. \quad (35')$$

Если скорость резко упадет ($\bar{v} - \Delta v$), то в точке b эти же уравнения можно будет написать в виде:

$$P''_1 = c_1 \rho S [(\bar{v} - \Delta v) - u]^2, \quad (34'')$$

$$P''_2 = c_2 \rho S [(\bar{v} - \Delta v) + u]^2. \quad (35'')$$

Разность давлений на вогнутую и выпуклую стороны чашки в точке a равна

$$\Delta P' = P'_1 - P'_2 = \rho S \{ c_1 [(\bar{v} + \Delta v) - u]^2 - c_2 [(\bar{v} + \Delta v) + u]^2 \}, \quad (36)$$

в точке b

$$\Delta P'' = P''_1 - P''_2 = \rho S \{ c_1 [(\bar{v} - \Delta v) - u]^2 - c_2 [(\bar{v} - \Delta v) + u]^2 \}. \quad (37)$$

Сила $\Delta P'_1$ будет разгонять чашки, а сила $\Delta P''_1$ — тормозить.

После подстановки $c_1 = 4c_2$ и $u = \frac{1}{3} \bar{v}$ (из экспериментальных данных для чашечных анемометров) и несложных преобразований уравнений (36) и (37), получим:

$$\Delta P'_1 = k' \left[\frac{8}{9} \bar{v} \Delta v + (\Delta v)^2 \right], \quad (36')$$

$$\Delta P''_1 = k' \left[-\frac{8}{9} \bar{v} \Delta v + (\Delta v)^2 \right], \quad (37')$$

где $k' = \frac{1}{3} \rho S c_2$.

Если принять $\frac{\Delta v}{\bar{v}} = \frac{1}{3}$, то

$$\Delta P_1' = \frac{11}{27} k' \bar{v}^2, \quad (36'')$$

$$\Delta P_1'' = -\frac{5}{27} k' \bar{v}^2. \quad (37'')$$

(Знак «—» в уравнении (37'') показывает, что сила $\Delta P_1''$ направлена в противоположном направлении по отношению к силе $\Delta P_1'$.)

Таким образом, $\Delta P_1' \approx 2\Delta P_1''$, т. е. сила разгона чашек ($\Delta P_1'$) будет примерно в два раза больше силы торможения ($\Delta P_1''$). Это еще раз подтверждает, что чашки разгоняются с большей эффективностью, чем тормозятся.

Для сравнения проведем анализ работы винтового анемометра аналогично тому, как это было выполнено для чашечного анемометра.

Как следует из § 1 [формулы (6) и (10)], сила вращения винта

$$P_y = c \frac{\rho}{2} S \bar{v}^2 \sin^2 \alpha \cos \alpha$$

и сила торможения

$$P_y' = c \frac{\rho}{2} S u^2 \cos^3 \alpha$$

будут уравновешивать друг друга.

При этом следует отметить, что в уравнениях (6) и (10) коэффициенты лобовых сопротивлений c равны и соответствуют значению коэффициента лобового сопротивления пластинки, поставленной перпендикулярно потоку. Определим, так же как и для чашечного анемометра, разность давлений на лопасть при положительном и отрицательном порывах ветра относительно среднего уровня.

Обратимся вновь к рис. 4. Напишем значения давления на лопасть соответственно в точках b и a :

$$P_{y_1} = c \frac{\rho}{2} S (\bar{v} - \Delta v)^2 \sin^2 \alpha \cos \alpha, \quad (38)$$

$$P_{y_2} = c \frac{\rho}{2} S (\bar{v} + \Delta v)^2 \sin^2 \alpha \cos \alpha. \quad (39)$$

Для определения разностей давлений на лопасть в точках a и b вычтем из уравнений (38) и (39) уравнение (10), подставив в него значение $u = v \operatorname{tg} \alpha$:

$$\Delta P_2' = P_{y_1} - P_y' = c \frac{\rho}{2} S \sin^2 \alpha \cos \alpha [(\bar{v} + \Delta v)^2 - \bar{v}^2],$$

$$\Delta P_2' = k'' [2\bar{v} \Delta v + (\Delta v)^2], \quad (40)$$

$$\Delta P_2'' = P_{y_2} - P_y' = c \frac{\rho}{2} S \sin^2 \alpha \cos \alpha [(\bar{v} - \Delta v)^2 - \bar{v}^2],$$

$$\Delta P_2'' = k'' [-2\bar{v} \Delta v + (\Delta v)^2]. \quad (41)$$

В (40) и (41) $k'' = c \frac{\rho}{2} S \sin^2 \alpha \cos \alpha$.

Для случая $\frac{\Delta v}{\bar{v}} = \frac{1}{3}$

$$\Delta P_2' = \frac{7}{9} k'' \bar{v}^2, \quad (40')$$

$$\Delta P_2'' = -\frac{5}{9} k'' \bar{v}^2. \quad (41')$$

Это значит, что при $\Delta v = \pm \frac{1}{3} \bar{v}$ сила разгона винта $\Delta P_2'$ гораздо меньше отличается от силы его торможения $\Delta P_2''$ по сравнению с аналогичными силами для чашек [см. (36') и (37')]. Следовательно, при одних и тех же условиях винт будет гораздо меньше завывать среднюю скорость, чем чашки.

Для сопоставления полученных выше результатов возьмем отношение уравнения (36) к (37) и отношение уравнения (40) к (41):

$$k_1 = \frac{\Delta P_1'}{\Delta P_1''} = \frac{9 \Delta v + 8 \bar{v}}{9 \Delta v - 8 \bar{v}}, \quad (42)$$

$$k_2 = \frac{\Delta P_2'}{\Delta P_2''} = \frac{\Delta v + 2 \bar{v}}{\Delta v - 2 \bar{v}}; \quad (43)$$

k_1 и k_2 представляют собой коэффициенты асимметрии сил разгона и торможения соответственно чашечных и винтовых вертушек.

Таблица 1

$\frac{\Delta v}{\bar{v}}$	k_1 (чашки)	k_2 (винт)	$A = \frac{k_1}{k_2}$	$\tilde{\delta}_1$ (прямо- угольная волна)	$\tilde{\delta}_2$ (синусои- дальная волна)
0	1	1	1,0	0	0
1/10	1,25	1,1	1,14	1	0,5
1/5	1,6	1,22	1,31	4	2,0
1/3	2,2	1,4	1,57	11,1	5,5
1/2	3,57	1,66	2,2	24,5	12,5
2/3	7,0	2,0	3,5	—	—
3/4	11,8	2,2	5,37	—	—
8/9	∞	2,6	∞	—	—

В табл. 1 представлены результаты расчетов по формулам (42) и (43) при различных значениях $\frac{\Delta v}{\bar{v}}$. Расчет произведен для случая из-

менения мгновенной скорости ветра по закону, изображенному на рис. 4. Кроме того, в табл. 1 для сравнения представлены значения относительных систематических ошибок ($\tilde{\delta}_1$ и $\tilde{\delta}_2$) измерения средней скорости вращающимися анемометрами. Величины ошибок получены путем расчета по формулам Сабина (13) и Яглома (15) для прямоугольных колебаний скорости ветра и по формулам Оуэра (19) и Шренка (16) для синусоидальных колебаний.

Отношение k_1 и k_2 будет представлять собой коэффициент относительного завышения средней скорости чашечным анемометром

$$A = \frac{k_1}{k_2}. \quad (44)$$

На рис. 6 данные табл. 1 изображены графически.

Из табл. 1 и рис. 6 следует, что чашечный и винтовой анемометры, моменты инерции которых равны, будучи помещенными в один и тот же пульсирующий поток, дают различные завышения средней скорости. Причем чашечный анемометр всегда больше завышает показания, чем винтовой. В области наиболее часто встречающихся значений $\frac{\Delta v}{v} = \left(\frac{1}{5} \div \frac{1}{2} \right)$ чашечный анемометр будет давать завышения, в 1,5—2 раза большие, чем винтовой. Причина этого явления объясняется тем,

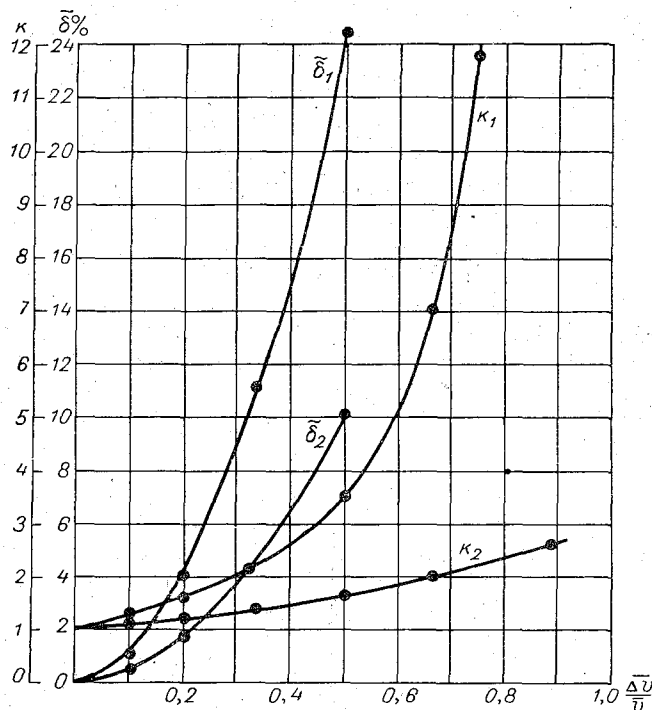


Рис. 6.
 k_1 — чашки, k_2 — винт.

что при положительном порыве преобладающее давление возникает на вогнутой стороне чашек, а при отрицательном — на выпуклой стороне. Так как коэффициенты лобовых сопротивлений вогнутой и выпуклой сторон чашек не равны ($c_1 > c_2$), то чашки воспринимают возрастание скорости ветра с большей эффективностью, чем убывание, по сравнению с винтом, у которого коэффициенты лобовых сопротивлений и при разгоне, и при торможении для плоских лопастей одинаковы.

Свойство чашечного анемометра давать большие завышения средней скорости в пульсирующем потоке по сравнению с винтовым позволяет объяснить причину несовпадения теоретических и экспериментальных данных, полученных Г. Х. Сабининым [11]. Как известно, для экспериментальной проверки вопроса о завышении средней скорости в естественном пульсирующем потоке Сабинин сравнивал малоинерционный винтовой анемометр с чашечным (фирмы Фусс), момент инерции которого в несколько раз больше, чем винтового (L винтового $\ll L$ чашеч-

ного; $\frac{\bar{v}\tau}{L_v} \gg \frac{\bar{v}\tau}{L_\tau}$). В результате были получены значения относительной погрешности измерения средней скорости, превышающие 15%, вместо теоретически ожидаемых 11% (т. е. приблизительно в 1,5 раза больше). Это расхождение полностью совпадает с величиной относительного завышения средней скорости пульсирующего потока чашечным анемометром по сравнению с винтовым в случае, когда $\frac{\Delta v}{\bar{v}} = \frac{1}{3} \div \frac{1}{4} \left(\frac{k_1}{k_2} \approx 1,5 \right)$. Значит, рассчитанная по формуле (13) погрешность для чашечного анемометра является только частью погрешности. Эта формула не учитывает составляющей погрешности за счет несимметричного восприятия порывов ветра вогнутой и выпуклой сторонами чашек.

Если сравнить результаты расчетов по формулам (13) и (32) или (16) и (33), то можно прийти к выводу о том, что формулы Г. Х. Сабинина (13) и (15); О. Шренка (16) и Э. Оуэра (19) отражают завышение средней скорости только за счет приращения кинетической энергии пульсирующего потока. Эти формулы применимы только для винтовых анемометров. Для учета дополнительной погрешности чашечных анемометров необходимо в уравнения (13), (15), (16) и (19) ввести коэффициент $A = \frac{k_1}{k_2}$ (44), данные для которого можно взять из табл. 1 или рис. 6.

Коэффициент A можно представить себе как отношение погрешности чашечного анемометра к погрешности винтового анемометра

$$A = \frac{\bar{\delta}_{\bar{v}} \text{ (чашек)}}{\bar{\delta}_{\bar{v}} \text{ (винта)}}. \quad (45)$$

§ 4. Экспериментальные данные сравнительных исследований чашечных и винтовых анемометров в естественных условиях

С целью проверки теоретических выводов, полученных в § 3, были проведены сравнительные исследования чашечных и винтовых анемометров в естественных условиях. Для этого на полевой экспериментальной базе ГГО в Воейково были установлены два чашечных самописца ветра М-12 и два винтовых анеморумбографа М-64. Оба типа прибора производили регистрацию автоматически осредненных значений скорости за последовательные десятиминутные интервалы. Одновременно на ленте анеморумбографа М-64 регистрировались мгновенные значения скорости ветра. Синхронная регистрация средних скоростей ветра производилась почти непрерывно с марта по декабрь 1964 г. Практически инерционные свойства чашечного и винтового чувствительных элементов были одинаковы:

Момент инерции чашек	21,2 г см сек. ²
Путь синхронизации чашек	14,5 м
Момент инерции винта	20,2 г см сек. ²
Путь синхронизации винта	11,5 м

Чтобы уменьшить влияние методических ошибок, связанных с некоторым разномом датчиков на площадке и сдвигом десятиминутных интервалов осреднения, сравнивались среднечасовые значения скоростей ветра, которые получались при обработке записей. Для уменьшения влияния инструментальных погрешностей измерений брались средние

по двум приборам каждого типа. Перед установкой приборы подвергались поверке в аэродинамической трубе ЦБП ГГО. В процессе экспериментальной работы была определена зависимость относительного завышения средней скорости чашечным анемометром по сравнению с винтовым ($\bar{\delta}$) от степени пульсации скорости ветра $\left(\frac{\Delta v}{\bar{v}}\right)$

$$\bar{\delta} = f\left(\frac{\Delta v}{\bar{v}}\right), \quad (46)$$

где Δv — среднее значение амплитуды пульсации за час, $\bar{v}$ — средняя скорость ветра за час.

Относительное завышение средней скорости определялось по формуле

$$\bar{\delta} = \frac{\bar{v}_{M-12} - \bar{v}_{M-64}}{\bar{v}_{M-64}} 100\%, \quad (47)$$

где $\bar{v}_{M-12}$ — средняя скорость ветра за час, определенная чашечным самописцем ветра М-12, $\bar{v}_{M-64}$ — средняя скорость ветра за час, определенная винтовым анеморумбографом М-64.

Степень пульсации скорости ветра $\frac{\Delta v}{\bar{v}}$ определялась синхронно со значениями средней скорости по записям мгновенной скорости ветра, полученным с помощью анеморумбографа М-64. В процессе обработки все значения $\frac{\Delta v}{\bar{v}}$ были разбиты на пять групп $\left(\frac{\Delta v}{\bar{v}} = 0,0 \div 0,1; 0,1 \div 0,2; 0,2 \div 0,3; 0,3 \div 0,4; 0,4 \div 0,5\right)$.

Из большого числа значений $\bar{\delta}$, соответствующих каждой из пяти групп определялось среднее значение $\bar{\delta}$. По данным $\bar{\delta}$ и $\frac{\Delta v}{\bar{v}}$ была составлена таблица и построена кривая $\bar{\delta} = f\left(\frac{\Delta v}{\bar{v}}\right)$, которые показаны на рис. 7. «Завал» кривой в области больших величин $\frac{\Delta v}{\bar{v}}$ объясняется тем, что здесь преобладающее значение имели низкочастотные пульсации. Из формулы (13) известно, что с увеличением периода пульсации 2π величина относительной ошибки $\bar{\delta}$ уменьшается.

Анализируя таблицу и кривые на рис. 7, можно сделать следующие выводы:

а) экспериментальные данные полностью подтверждают теоретические выводы о том, что чашечный анемометр завышает среднюю скорость пульсирующего потока больше, чем винтовой;

б) средние значения относительного завышения средней скорости чашечным анемометром по сравнению с винтовым составляют 5,5—6%.

Абсолютные значения завышений средней скорости пульсирующего потока приборами М-12 и М-64 экспериментально не определялись. Пользуясь теоретическими выводами предыдущего параграфа и результатами экспериментальной работы, можно произвести достаточно простой расчет погрешностей завышения средней скорости каждым из приборов М-12 и М-64.

Из § 3 известно, что

$$\frac{\delta_{M-12}}{\delta_{M-64}} = 1,5 \div 2, \quad (48)$$

где δ_{M-12} — относительная погрешность завышения средней скорости прибором М-12 (чашечный), δ_{M-64} — относительная погрешность завышения средней скорости прибором М-64 (винтовой).

В процессе экспериментальной работы была определена величина $\bar{\delta}$

$$\bar{\delta} = \delta_{M-12} - \delta_{M-64}. \quad (49)$$

При совместном решении уравнений (48) и (49) получим:

$$\delta_{M-64} = \frac{4}{3} \bar{\delta}, \quad (50)$$

$$\delta_{M-12} = \frac{7}{3} \bar{\delta}. \quad (51)$$

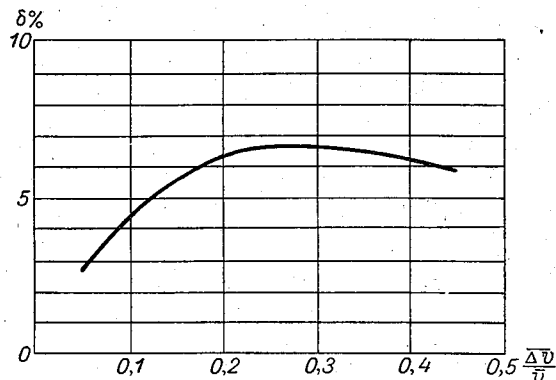


Рис. 7.

$$\bar{\delta} = \frac{\bar{v}_{M-12} - \bar{v}_{M-64}}{\bar{v}_{M-64}}$$

$\frac{\Delta v}{v}$	$\delta\%$
0,0—0,1	2,7
0,1—0,2	5,5
0,2—0,3	6,5
0,3—0,4	6,4
0,4—0,5	5,8

При $\bar{\delta} = 5 \div 6\%$ получим: $\delta_{M-64} \approx 7,3\%$, $\delta_{M-12} \approx 12,8\%$.

§ 5. Аэродинамический расчет винтового ветрочувствительного элемента анемометра

Фундаментальная теория идеального ветрового колеса Н. Е. Жуковского [4] и теория реального ветряка Г. Х. Сабинина [12] относятся к воздушным винтам, работающим в ветросиловых установках. Несмотря на свою полноту, теории Жуковского и Сабинина распространить полностью на воздушные винты, работающие в ветроизмерительных приборах, не представляется возможным. Это объясняется прежде всего спецификой работы воздушного винта в режиме чувствительного элемента прибора по сравнению с работой колеса в ветросиловых установках.

При рассмотрении ветрового колеса как элемента силовой установки авторы теории ветряка исходили из задачи максимального использования энергии ветра. При рассмотрении же ветрового колеса как чувствительного элемента измерительного прибора следует исходить из того, что ветровое колесо должно достаточно точно следить за изменением

скорости воздушного потока. Из классической теории ветряка Н. Е. Жуковского следует, что при максимальном использовании энергии ветра в плоскости вращения ветрового колеса должна теряться $\frac{1}{3}$ скорости воздушного потока [16]. Отсюда, естественно, будут иметь место значительные искажения действительной скорости ветра.

Если в ветроэнергетических установках вопрос о возмущении воздушного потока и, следовательно, нарушении его естественного хода не имеет принципиального значения, то для винтового анемометра это существенно. Винтовой анемометр, как любой измерительный прибор, будучи помещенным в измеряемый поток, не должен нарушать его состояния. Для этого воздушный винт анемометра в противоположность воздушному винту ветроэнергетической установки должен воспринимать от воздушного потока минимальную часть энергии.

Из вышеизложенного можно сделать вывод, что при расчете и проектировании воздушных винтов анемометров нельзя безоговорочно пользоваться схемой расчета и уравнениями, предназначенными для расчетов ветровых колес силовых установок. В связи с этим представляется целесообразным дать схему расчета и необходимые уравнения для аэродинамического расчета винтовых ветрочувствительных элементов анемометров. Следует учитывать, что любой аэродинамический расчет не может учесть всех производственно-технологических особенностей изготовления винта и условий его работы в потоке. Поэтому и настоящий расчет следует рассматривать как предварительный, который уточняется при градуировке в аэродинамической трубе.

При выводе градуировочного уравнения (1) была использована теория идеального ветрового колеса (вращение без трения и при отсутствии индуктивного сопротивления). Неучет сил трения может привести к существенным ошибкам при инженерных расчетах анемометров. Поэтому приведенный ниже расчет учитывает силы трения.

В процессе аэродинамического расчета определяются следующие основные данные винта:

а) начальный крутящий момент при заданной начальной скорости потока,

б) зависимость числа оборотов винта от скорости потока $[n=f(v)]$,

в) значения аэродинамической и центробежной сил, действующих на винт при максимальной скорости воздушного потока, которые используются для поверочного расчета лопастей винта на прочность.

Необходимое значение начального крутящего момента дает возможность определить основные геометрические размеры винта: диаметр ометаемой поверхности $2R$, площадь лопасти S , число лопастей m и угол заклинивания лопасти φ . Зависимость $n=f(v)$ необходима для расчета передаточного числа редуктора, соединяющего ось винта со шкалой. Поверочный расчет лопастей винта на прочность позволяет уточнить площадь сечения в месте заделки и правильность выбора материала лопасти. Для расчета воспользуемся векторной диаграммой, изображенной на рис. 8.

При установившемся вращении на сечение лопасти AB набегают относительный поток ω под углом γ . (Угол γ появился в связи с наличием сил трения и индуктивного сопротивления лопасти.) При этом образуются две силы: X — сила лобового сопротивления и Y — подъемная сила.¹

¹ Сила Y направлена в действительности под некоторым углом $\Delta\alpha$ к нормали вектора ω , т. е. действительный угол между осью $y-y$ и силой Y равен $(\alpha - \gamma + \Delta\alpha)$. Так как $\Delta\alpha$ очень мал, то принимаем $(\alpha - \gamma + \Delta\alpha) \approx (\alpha - \gamma)$.

$$X = c_x \frac{\rho}{2} S w^2, \quad (52)$$

$$Y = c_y \frac{\rho}{2} S w^2, \quad (53)$$

где c_x — коэффициент лобового сопротивления, c_y — коэффициент подъемной силы.

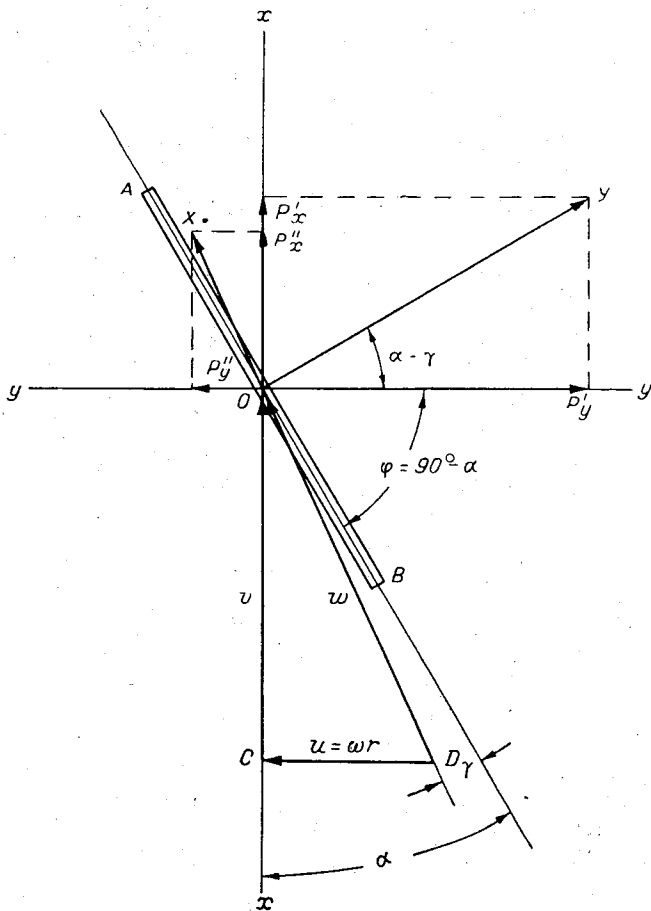


Рис. 8.

Значения c_y , полученные экспериментальным путем для плоской лопасти¹ [8], приведены в табл. 2.

Определим проекции Y и X вдоль вектора ω и перпендикулярно ему:

$$P'_y = Y \cos(\alpha - \gamma) = c_y \frac{\rho}{2} S w^2 \cos(\alpha - \gamma), \quad (54)$$

¹ Плоская лопасть у винта анемометра выбирается для того, чтобы коэффициенты лобовых сопротивлений при разгоне и торможении у винта были одинаковыми. В § 3 было доказано, что при этом винт будет меньше завышать среднюю скорость в пульсирующем потоке.

Таблица 2

α град.	c_y	c_x
90	0	1
60	0,44	0,76
45	0,62	0,32
30	0,6	0,3
15	0,3	0,08
5	0,3	0,04
0	0	0,02

$$P'_x = Y \sin(\alpha - \gamma) = c_y \frac{\rho}{2} S w^2 \sin(\alpha - \gamma), \quad (55)$$

$$P'_y = X \sin(\alpha - \gamma) = c_x \frac{\rho}{2} S w^2 \sin(\alpha - \gamma), \quad (56)$$

$$P''_x = X \cos(\alpha - \gamma) = c_x \frac{\rho}{2} S w^2 \cos(\alpha - \gamma). \quad (57)$$

Сила, заставляющая лопасть двигаться, будет равна

$$P_y = P'_y - P''_y = \frac{\rho}{2} S w^2 [c_y \cos(\alpha - \gamma) - c_x \sin(\alpha - \gamma)]. \quad (58)$$

В момент троганья (при $v = v_0$) скорость вращения лопасти $u = 0$, следовательно, $\gamma = \alpha$, а $w = v_0$. При этих условиях уравнение (58) будет иметь вид

$$P_y = c_y \frac{\rho}{2} S v_0^2. \quad (58')$$

Вращающий момент, развиваемый этой силой при v_0 , будет равен статическому моменту трения на оси винта

$$M_{\text{тр}} = m r_c c_y \frac{\rho}{2} S v_0^2, \quad (59)$$

где $M_{\text{тр}}$ — суммарный статический момент трения всей кинематической цепи анемометра, приведенный к оси винта; m — число лопастей винта; r_c — радиус центра приложения силы P_y .

Суммарная площадь лопастей винта должна быть равна

$$S' = mS = \frac{2M_{\text{тр}}}{r_c c_y \rho v_0^2}. \quad (60)$$

Для решения уравнения (60) необходимо знать величину $M_{\text{тр}}$, r_c и c_y . $M_{\text{тр}}$ при проектировании можно рассчитывать по формуле

$$M_{\text{тр}} = \mu G r_1 + M_{\text{н}}, \quad (61)$$

где μ — коэффициент трения подшипника, G — вес винта с осью, r_1 — радиус оси (или радиус до центра шариков в шарикоподшипнике), $M_{\text{н}}$ — момент нагрузки, равный статическому моменту преобразователя (тахогенератора, сельсина), приведенный к оси винта.

Для конкретизации весь дальнейший ход расчета целесообразно излагать применительно к расчету винта для анеморумбометра М-63.

Величиной G задаются ориентировочно (250—300 г)¹, а значения $M_{\text{н}}$

¹ Величина G уточняется после определения геометрических размеров винта.

берут из справочника для выбранного преобразователя. Для М-63 расчетное значение $M_{тр}$ составило 9,5 гсм¹. Учитывая, что при эксплуатации трение может увеличиться, для расчета был принят коэффициент запаса, равный 1,3.

Прежде чем перейти к определению c_y и r_c , необходимо задаться желаемой быстроходностью винта, которая равна отношению окружной скорости конца лопасти к скорости ветра:

$$z = \frac{\omega R}{v}. \quad (62)$$

Из $\triangle OCD$ (рис. 8) имеем

$$u = v \operatorname{tg}(\alpha - \gamma). \quad (63)$$

Выражение (63) является градуировочным уравнением с учетом сил трения и индуктивного сопротивления.

Решая уравнения (62) и (63) совместно, получим

$$z = \operatorname{tg}(\alpha - \gamma). \quad (62')$$

Из (62') следует, что быстроходность винта зависит от угла α или, согласно рис. 8, от угла заклинения лопасти φ .

При выборе быстроходности винта необходимо руководствоваться двумя соображениями:

а) с целью наименьшего износа подшипников быстроходность не должна быть очень большой;

б) с изменением угла α изменяется не только z , но и начальная чувствительность винта.

Из работ Э. Оуэра [18] и С. Г. Попова [9] следует, что наибольшую чувствительность винт имеет в случае, когда сечение лопасти в центре приложения равнодействующей аэродинамических сил будет иметь угол $\alpha_c \approx 40^\circ$.

Для анемометра М-63 принят винт с постоянным шагом. У такого винта, как правило, с уменьшением радиуса угол заклинения φ увеличивается, а угол α соответственно уменьшается. Угол заклинения в любом сечении лопасти равен

$$\varphi = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{R}{r} = 90^\circ - \alpha, \quad (64)$$

где R — радиус ометаемой винтом поверхности, r — радиус сечения лопасти.

Исходя из соображений износоустойчивости и начальной чувствительности, для винтов серийных анемометров следует брать угол α на конце лопасти $r \approx R$ равным ² $\approx 45^\circ$, а угол $\alpha_c \approx 35^\circ$. Быстроходность такого винта $z=1$. Из (64) после подстановки α_c радиус центра приложения аэродинамической силы P_y будет равен

$$r_c = \frac{R}{\operatorname{tg}(90^\circ - \alpha_c)} \approx 0,7R. \quad (64')$$

Величина v_0 определяется из формулы

$$v_0 = v_1 - (0,2 \div 0,3) \text{ м/сек.}, \quad (65)$$

где v_1 — нижний предел измерения скорости ветра (для М-63 $v_1 = 1$ м/сек.).

¹ Средний момент $M_{тр}$, полученный опытным путем после изготовления образцов М-63, составил 9,0 гсм.

² В окончательном варианте винта для М-64 принят угол $\alpha = 50^\circ$ ($\varphi = 40^\circ$).

Физический смысл формулы (65) ясен из рис. 9, на котором изображена градуировочная кривая анемометра при малых скоростях воздушного потока.

На рис. 9 v_0 — скорость воздушного потока, при которой винт начинает вращаться, а v_1 — нижний предел измерения скорости потока.

На участке AB , когда силы трения соизмеримы с аэродинамической силой, шкала прибора будет нелинейной. Измерения на этом участке будут иметь большие погрешности из-за нестабильности сил трения в процессе эксплуатации приборов. Поэтому начало измерений должно быть сдвинуто вправо до начала прямолинейной части градуировочной кривой. В связи с этим для М-63 v_0 принимается равным 0,7 м/сек.

Так как величина r_c находится в прямой зависимости от формы и размеров лопасти, то для решения уравнения (60) целесообразно его переписать в виде

$$S'r_c = \frac{2 \cdot 1,3 M_{\text{тр}}}{c_y \rho v_0^2}; \quad (60')$$

c_y берем из табл. 2 для $\alpha_c \approx 35^\circ$, тогда

$$S'r_c = \frac{2 \cdot 9,5 \cdot 1,3 \cdot 10^{-5}}{0,6 \cdot 0,125 \cdot 0,7^2} = 0,0056 \text{ м}^3.$$

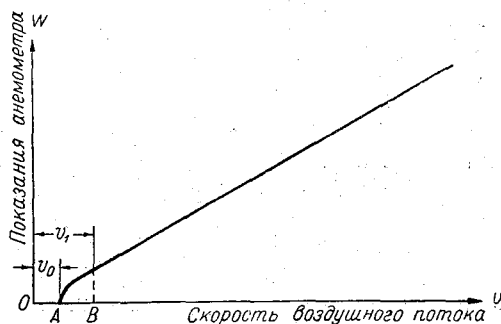


Рис. 9.

Значение произведения $S'r_c$ дает возможность из конструктивных соображений задаться радиусом ометаемой винтом

поверхности R и из формулы (64') определить r_c . Для нашего примера принимаем $R=0,2$ м, $r_c=0,7R=0,14$ м. Тогда $S'=mS=0,04$ м².

Если принять число лопастей $m=4$, то площадь одной лопасти составит $S \approx 0,01$ м² ≈ 100 см².

Уточнение расчета производится после выбора формы и размеров лопасти винта. На рис. 10 изображен чертеж лопасти винта, площадь которого разбита на простейшие фигуры для вычисления центра (C) приложения аэродинамической силы.

Кроме того, на этом рисунке показан графический способ определения угла заклинений ϕ любого сечения лопасти, который не нуждается в дополнительных пояснениях.

Уточнение дало значение $r_c=0,125$ м. Отсюда $S'=mS=0,044$ м², а $S=0,011$ м² ≈ 110 см². Как уже отмечалось, реальные приборы М-63 имели момент трения, приведенный к оси винта, равный $\sim 9,0$ гсм. Из формулы (60) определим действительное значение v_0 , при котором винт начнет вращаться,

$$v_0 = \sqrt{\frac{2M_{\text{тр}}}{r_c c_y m S}} = 0,66 \text{ м/сек.}$$

При продувке в аэродинамической трубе было получено $v_0 \approx (0,7 \div 0,75)$ м/сек. Если в уравнении (63) выразить u в виде значений чисел оборотов, то получим $(u = \frac{\pi n}{30} R)$

$$n = \frac{30v}{\pi R} \text{ tg}(\alpha - \gamma) \text{ об/мин.} \quad (63')$$

Многочисленные продувки винтов различных размеров и конструкции (см. рис. 1) показали, что среднее значение угла γ для реальных анемометров составляет около $4-5^\circ$.

Для М-63 принят винт, имеющий на конце лопасти угол $\alpha=45^\circ$. Формула тарировки (63') для М-63 с учетом γ будет иметь вид

$$n = \frac{30 \cdot 0,84}{0,2 \cdot 3,14} v \approx 40v \text{ об/мин.} \quad (63'')$$

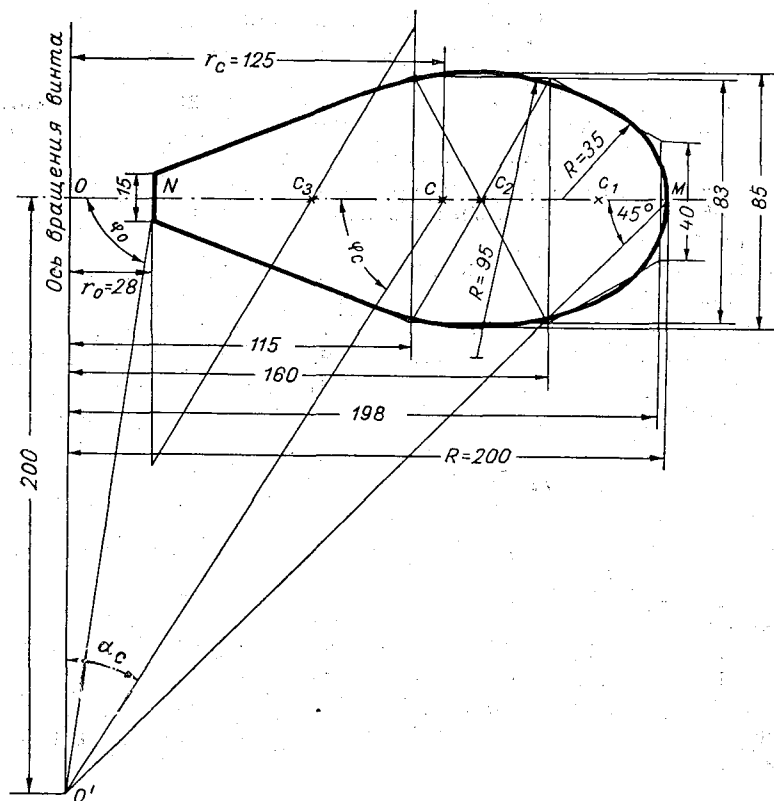


Рис. 10.

В то же время по формуле (1) при $\gamma=0$ (без учета трения и индуктивного сопротивления) $n_1=47,7v$ об/мин., что даст ошибку, равную $\sim 16\%$.

Поверочный расчет на прочность лопасти при действии центробежной и аэродинамической сил производится по известным формулам сопротивления материалов

$$\sigma_{\max} = \frac{F_{\max}}{S_1} + \frac{M_{\max}}{W'} \leq \sigma_w, \quad (66)$$

где $\sigma_{\max}$ — максимальное напряжение в месте заделки лопасти; $F_{\max} = \frac{Qu_c^2}{gr_c}$ — центробежная сила при $v_{\max}$ (u_c — линейная скорость центра тяжести лопасти, Q — вес лопасти, $g=9,81$ м/сек²); S_1 — сечение лопасти у места заделки; $M_{\max}=r_c X \sin \gamma$ — изгибающий момент от силы лобового сопротивления винта при $v_{\max}$ ($X=c_x \frac{\rho}{2} S w^2$ — сила лобового со-

противления); $W' = \frac{bh^2}{6}$ — момент сопротивления сечения лопасти у места заделки (b — ширина лопасти у места заделки, h — толщина); σ_w — предельное допустимое напряжение в месте заделки для выбранного материала лопасти.

Количественный расчет не представляет интереса и здесь не приводится.

§ 6. Переходные характеристики винтовых ветрочувствительных элементов

При проектировании ветроизмерительных приборов с винтовыми чувствительными элементами, а также при их эксплуатации необходимо знать пропускную способность анемометра, т. е. необходимо определить, какие по скорости и продолжительности порывы ветра и с какой точностью способен измерить данный анемометр, обладающий определенными инерционными свойствами.

Известно, что работа чашечных и винтовых анемометров описывается одним и тем же уравнением движения. Отличаться они могут только некоторыми коэффициентами. Как отмечалось в § 2, Г. Х. Сабинин [11], А. М. Яглом [17] и Л. Г. Качурин [5] дают уравнение движения анемометра в виде линейного уравнения первого порядка относительно $u(t)$

$$\frac{du}{dt} + \frac{1}{L} vu - \frac{1}{L} v^2 = 0, \quad (12')$$

где $L = \frac{I}{\sigma k R}$ — путь синхронизации для чашечного анемометра, $L = \frac{I}{\text{tg } \alpha k_1 r_c}$ — для винтового (k_1 — коэффициент пропорциональности, r_c — радиус центра приложения равнодействующей аэродинамических сил); u — показания прибора; v — скорость воздушного потока.

Проанализируем решение уравнения (12'), которое для случая пульсации ветра в виде прямоугольной волны, когда $v = \text{const}$ в пределах τ (рис. 4), имеет вид (14)

$$u - v = (u_0 - v) e^{-\frac{v\tau}{L}}.$$

Левая часть уравнения (14) представляет собой абсолютную ошибку измерения. Если рассматривать пульсацию скорости ветра относительно среднего значения, то начальное показание прибора u_0 при $\tau = 0$ будет равно средней скорости потока $\bar{v}$. Отсюда значение в скобках в правой части (14) представляет собой амплитуду пульсации (см. рис. 4: $v = v_1$ для положительного порыва и $v = v_2$ для отрицательного):

$$u_0 - v = \bar{v} - v = \Delta v. \quad (67)$$

Разделив обе части уравнения (14) на v и учитывая (67), получим

$$\tilde{\delta} = \frac{\Delta v}{v} e^{-\frac{v\tau}{L}}, \quad (68)$$

где $\tilde{\delta} = \frac{u - v}{v}$ — относительная ошибка измерения порыва ветра, продолжительность которого равна τ . Величина $\tilde{\delta}$ пропорциональна $\frac{\Delta v}{v}$ и

обратно пропорциональна показателю степени $\frac{v\tau}{L}$, который представляет собой отношение пути, пройденного потоком за время существования порыва τ , к пути синхронизации прибора. Если числитель и знаменатель степени разделить на v , то получим

$$\frac{v\tau}{L} = \frac{\tau}{T}, \quad (69)$$

где $T = \frac{L}{v}$ — время синхронизации.

Следовательно, чем больше отношение $\frac{\tau}{T}$, тем с большей точностью будет измерена скорость v . Если в уравнении (68) задаваться значениями $\frac{\Delta v}{v}$, то можно построить семейство кривых $\tilde{\delta} = f\left(\frac{v\tau}{L}\right)$, каждая кривая которого будет соответствовать определенному значению $\frac{\Delta v}{v}$. В предыдущих разделах (см. § 4) для оценки степени пульсации было использовано отношение $\frac{\Delta v}{v}$. С целью сохранения этой характеристики выразим $\frac{\Delta v}{v}$ через $\frac{\Delta v}{v}$.

Если принять

$$\frac{\Delta v}{v} = \frac{1}{a}, \quad (70)$$

то

$$\frac{\Delta v}{v} = \frac{\Delta v}{\bar{v} + \Delta v} = \frac{1}{a+1}, \quad (71)$$

Подставим значение (71) в (68)

$$\tilde{\delta} = \frac{1}{a+1} e^{-\frac{v\tau}{L}}. \quad (68')$$

Для расчетов принимаем наиболее часто встречающиеся в естественных условиях значения¹

$$\frac{\Delta v}{v} = \frac{1}{a} = 0,2; 0,3; 0,5 \text{ и } 1,0.$$

Значение $\frac{\Delta v}{v} = 1$ в действительности встречается редко и в данном примере принято как предельное значение.

Для принятых значений $\frac{\Delta v}{v}$, пользуясь формулой (71), найдем соответствующие значения $\frac{\Delta v}{v}$

$$\frac{\Delta v}{v} = \frac{1}{a+1} = \frac{1}{6}; \frac{3}{13}; \frac{1}{3}; \frac{1}{2}.$$

¹ Величина $\frac{\Delta v}{v} = 0,2 \div 0,3$ имеет место при изотермическом состоянии атмосферы.

Величина $\frac{\Delta v}{v} = 0,4 \div 0,5$ имеет место при конвективных условиях.

Для каждого из значений $\frac{\Delta v}{v}$ были рассчитаны по формуле (68') и построены кривые $\tilde{\delta} = f\left(\frac{v\tau}{L}\right)$, которые показаны на рис. 11.

Уравнение (68') и кривые на рис. 11 построены для положительного порыва ветра ($\bar{v} + \Delta v$). Для отрицательных порывов ветра ($\bar{v} - \Delta v$) уравнение (68') примет следующий вид:

$$\tilde{\delta} = \frac{1}{a-1} e^{\frac{-v\tau}{L}}. \quad (68'')$$

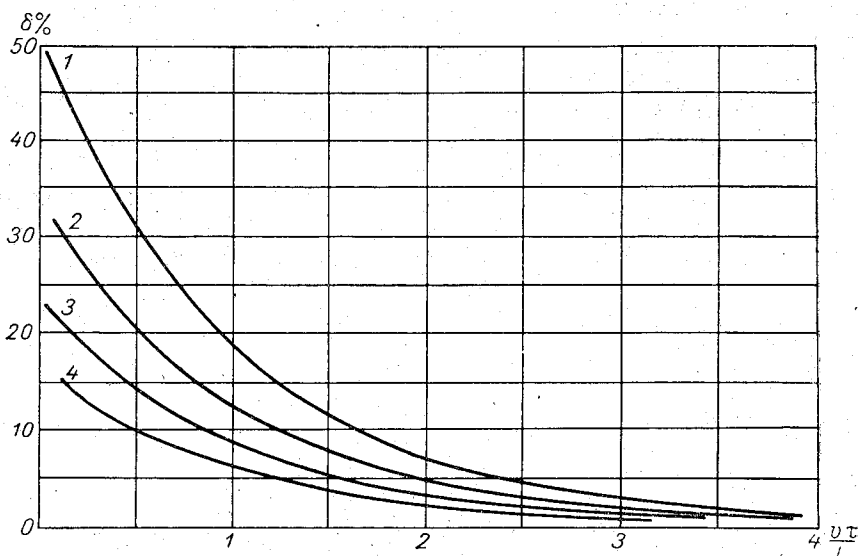


Рис. 11.

Кривая	1	2	3	4
$\frac{\Delta v}{v}$	1	0,5	0,3	0,2

Так как для практических целей наибольший интерес представляют максимальные значения скорости ветра, то расчеты и построение кривых ограничивались здесь только случаями положительных порывов скорости ветра.

Кривые на рис. 11 дают возможность определить, с какой точностью может быть измерен порыв скорости ветра v , продолжительность которого равна τ , при помощи анемометра, имеющего путь синхронизации L .

Допустим, что имеется анемометр, у которого $L=10$ м. Требуется определить, например, с какой точностью будет измерен порыв мгновенной скорости ветра, равной 15 м/сек., если он продолжался 1 сек. Допустим, что устойчивость вертикальной стратификации атмосферы такова, что $\frac{\Delta v}{v} = 0,5$ (конвективные условия). Для нашего примера это зна-

чит, что $v = \bar{v} \pm \Delta v = 10 \pm 5$ м/сек., $\frac{v\tau}{L} = \frac{15 \cdot 1}{10} = 1,5$. По кривой 2 ($\frac{\Delta v}{v} = 0,5$) для абсциссы, равной 1,5, находим, что $\tilde{\delta} = 7,4\%$.

При проектировании анемометров может встретиться обратная задача, когда требуется определить, какой постоянной L должен обладать разрабатываемый прибор для того, чтобы с его помощью можно было измерить, например, порывы мгновенной скорости $v=20$ м/сек., $\tau=0,5$ сек. с точностью $\delta=3\%$ при $\frac{\Delta v}{v}=0,3$. Для этого по кривой 3 находим, что это можно получить при

$$\frac{v\tau}{L}=2 \quad \text{или} \quad L=\frac{20 \cdot 0,5}{2}=5 \text{ м.}$$

Выводы

1. Свойство анемометров с вращающимися ветрочувствительными элементами завывать среднюю скорость при измерении пульсирующего потока физически объясняется тем, что средняя кинетическая энергия пульсирующего потока больше кинетической энергии ламинарного потока, скорость которого равна средней скорости пульсирующего потока. Приращение кинетической энергии пульсирующего потока по сравнению с ламинарным, равное $am\lambda^2$, будет дополнительно сообщаться чашкам или винту, и, следовательно, они будут вращаться быстрее, чем в ламинарном потоке.

2. Чашечный и винтовой анемометры, моменты инерции которых равны, будучи помещенными в один и тот же пульсирующий поток, дают различные завышения средней скорости. Причем чашечный анемометр всегда больше завышает показания, чем винтовой. В области наиболее часто встречающихся значений $\frac{\Delta v}{v}=\frac{1}{5} \div \frac{1}{2}$ чашечный

анемометр будет давать завышение в 1,5—2 раза большее, чем винтовой. Это объясняется тем, что при положительном порыве преобладающее давление возникает на вогнутой стороне чашек, а при отрицательном — на выпуклой. Так как коэффициент лобового сопротивления вогнутой стороны чашки c_1 больше коэффициента c_2 выпуклой стороны, то чашки воспринимают возрастание скорости ветра с большей эффективностью, чем убывание, по сравнению с винтом, у которого аэродинамические коэффициенты для плоской лопасти и при разгоне, и при торможении одинаковы.

3. Экспериментальные данные полностью подтверждают теоретический вывод о том, что чашечный анемометр завышает среднюю скорость пульсирующего потока больше, чем винтовой.

4. При выборе чувствительного элемента скорости ветра для массовых стандартных анемометров следует отдавать предпочтение воздушному винту, который имеет следующие преимущества перед чашечными элементами:

1) при равной эффективной площади лопастей и чашек вращающий момент, развиваемый винтом, в 1,5 раза больше, чем момент, развиваемый чашками;

2) винт в широких пределах скоростей воздушного потока имеет практически линейную характеристику $n=f(v)$;

3) винт незначительно возмущает воздушный поток;

4) винт более успешно работает при наличии мокрого снега, метели, изморози, инея и пыли;

5) винт в 1,5—2 раза меньше завышает среднюю скорость пульсирующего потока.

5. Работа винта в качестве чувствительного элемента анемометра значительно отличается от работы винта в ветросиловых установках. В связи с этим при проектировании воздушных винтов анемометров нельзя безоговорочно пользоваться схемами и уравнениями, предназначенными для расчетов ветровых колес силовых установок.

Предлагаемая в статье схема аэродинамического расчета винтов для анемометров учитывает особенности их работы в качестве чувствительного элемента.

6. Переходные характеристики винтов, представленные в статье в виде семейства кривых $\tilde{\delta} = f\left(\frac{v\tau}{L}\right)$, дают возможность определить, с какой точностью δ будет измерен порыв мгновенной скорости ветра v длительностью τ при помощи анемометра, имеющего путь синхронизации L .

При проектировании анемометров переходные характеристики винтов дают возможность определить необходимый путь синхронизации L , которым должен обладать анемометр для того, чтобы с его помощью можно было измерить положительный порыв скорости ветра v длительностью τ с заданной точностью $\tilde{\delta}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бурцев П. Н. Влияние момента инерции лопастного винта на показания гидрометрической вертушки. Труды ГГИ, вып. 70, 1958.
2. Гандин Л. С. Проблемы ветровых нагрузок на строительные сооружения как задача прикладной метеорологии. Труды ГГО, вып. 23 (85), 1950.
3. Гольцман М. И. Основы методики аэрофизических измерений. Гостехиздат, 1950.
4. Жуковский Н. Е. Полное собрание сочинений, т. 6. ОНТИ, 1937.
5. Качурин Л. Г. Электрические измерения аэрофизических величин. Изд. ЛГУ, 1962.
6. Кедров В. Н., Стернзат М. С. Метеорологические приборы. Гидрометеиздат, 1953.
7. Константинов А. Р. Теория чашечных анемометров и ее приложение к методике измерений скорости ветра и к выбору оптимальной конструкции прибора. Сборник ЛОНТО Приборпром, вып. 1. Некоторые новые гидрометеорологические и геофизические методы измерений и приборы. Гидрометеиздат, 1957.
8. Непомнящий С. И. Теория и расчет крыльчатки для радиозонда. Труды НИИГМП, вып. 2, 1952.
9. Попов С. Г. Измерение воздушных потоков. Гостехиздат, 1947.
10. Протопопов Н. Г. Современное состояние и перспективы развития измерений параметров ветра. Труды ВНМС, т. IX, 1963.
11. Сабинин Г. Х. Зависимость показаний анемометра от структуры потока. Журнал геофизики, т. VII, № 2, 1937.
12. Сабинин Г. Х. Теория и аэродинамический расчет ветряных двигателей. Труды ЦАГИ, вып. 104, 1931.
13. Сануки М. Наземные метеорологические приборы. 1957. (Перевод с японского ВИНТИ № 6108/7—а.).
14. Суражский Д. Я. Анемометр с винтовым приемником. Труды НИИГМП, вып. 8, 1959.
15. Сыйко А. А., Васильев К. Н. Механические свойства чашечных анемометров. Труды ВНИИМ, вып. 20 (36), 1936.
16. Фатеев Е. М. Ветро двигатели и ветроустановки. Сельхозиздат, 1948.
17. Яглом А. М. К учету инерционности метеорологических приборов. Труды ИГ АН СССР, вып. 24 (105), 1954.
18. Ower E. The measurement of air flow. London, 1949.
19. Petterson I. The cap anemometer. Trans. Roy. Soc. Canada, 1926.
20. Schrenk O. Über die Trägheitsfehler des Schalenkreuz-Anemometers bei schwankender Windstärke. Zeitschrift für technische Physik, 2, 1929.

БЕСКОНТАКТНЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В КАЧЕСТВЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ АВТОМАТИЧЕСКИХ ФОТОМЕТРОВ

Рассматриваются измерительные функциональные преобразователи для решения уравнения метеорологической дальности видимости (МДВ) в фотометрах с одним фотозлементом.

Выходным параметром существующих фотометров является, как правило, коэффициент прозрачности τ .

Стремление получить линейную шкалу прозрачности привело к созданию различного рода специальных линейных измерительных диафрагм и к отказу от использования в качестве измерительного устройства фотометрических клиньев. Значение метеорологической дальности видимости (МДВ) при необходимости получали расчетным путем.

При решении вопроса автоматизации метеорологических наблюдений возникнет необходимость в получении от автоматических приборов данных в виде величины, линейно зависящей от измеряемого параметра.

Если измеряемым параметром является метеорологическая дальность видимости (МДВ), то приходится иметь дело с решением сложного уравнения.

Как известно, уравнение МДВ имеет следующий вид:

$$S_m = \frac{3,91l}{\ln \frac{\Phi_0}{\Phi}},$$

где S_m — МДВ, l — база измерения, Φ — измеряемый световой поток, Φ_0 — опорный (начальный) поток.

Следовательно, необходимо решить зависимость типа $\frac{C}{\ln \frac{1}{\tau}}$, где

$C = 3,91l = \text{const}$, $\tau = \frac{\Phi}{\Phi_0}$ — коэффициент прозрачности.

Для решения этой зависимости в автоматических фотометрах можно использовать многооборотные нелинейные потенциометры. Однако они сложны в изготовлении, а использование линейных потенциометров при шунтировании отдельных участков не дает требуемой точности преобразования. Кроме того, наличие скользящего контакта уменьшает надежность такого устройства.

Задачу можно существенно упростить, если разбить решение уравнения МДВ на две части, т. е. сначала найти логарифм отношения, а затем величину, обратно пропорциональную этому логарифму.

В случае, если мы имеем дело с компенсационным фотометром, первую часть уравнения, как известно, можно решить, используя в качестве измерительного устройства фотометрический клин, от которого в последнее время стали отказываться именно потому, что он дает нелинейную (логарифмическую) зависимость шкалы прозрачности в зависимости от линейного перемещения или числа оборотов (угла поворота) обрабатывающего двигателя.

Вторую часть уравнения можно решить весьма просто и с достаточной степенью точности, используя электромеханический преобразователь в виде RC -генератора.

В самом деле, для RC -генератора справедлива зависимость:

$$F = \frac{1}{kRC}.$$

Здесь F — частота колебаний, R — сопротивление элемента обратной связи, C — емкость элемента обратной связи, k — коэффициент пропорциональности.

Если в качестве конденсатора переменной емкости использовать стандартный прямоемкостной конденсатор, такой, у которого емкость изменяется прямо пропорционально углу поворота, т. е. $C = a\psi$, где ψ — угол поворота, a — коэффициент пропорциональности, то можно уравнение RC -генератора переписать в таком виде:

$$F = \frac{1}{kRa\psi}.$$

Теперь, учитывая, что угол поворота обрабатывающего двигателя пропорционален $\ln \frac{1}{\tau}$, можно переписать уравнение RC -генератора следующим образом:

$$F = \frac{1}{kR\gamma \ln \frac{1}{\tau}}.$$

Здесь γ — коэффициент редукции. Поскольку k , R и γ — величины постоянные, можем окончательно записать:

$$F = \frac{\text{const}}{\ln \frac{\Phi_0}{\Phi}} = S_m.$$

Таким образом, выходной параметр (частота) пропорционален МДВ.

Появившиеся в последнее время светоимпульсные лампы позволили заменить механический модулятор и тем самым заметно упростить электромеханическую часть фотометров. Заметное упрощение оптико-механической части фотометров может быть достигнуто при использовании электрической компенсации. При этом из канала компенсации исключается только фотоэлемент. Теоретически в этом случае получается меньшая точность фотометрирования. Однако практически, если фотоэлемент будет обладать линейной световой характеристикой в широком диапазоне освещенностей, то необходимая точность фотометрирования может быть обеспечена и в этом случае. Современные фотоэлектронные умножители с жалюзийной системой умножения обладают весьма линейной световой характеристикой и высокой чувствительностью и в сово-

купности со светоимпульсными лампами позволяют успешно бороться с засветкой фотокатода рассеянным дневным светом. Если со временем в результате старения будет меняться наклон (крутизна) световой характеристики ФЭУ, то это не скажется на точности фотометрирования, поскольку мы измеряем отношение световых потоков $\frac{\Phi}{\Phi_0}$, которое при

любом наклоне линейной световой характеристики не изменится. На рис. 1 приводится функциональная схема электромеханического функционального преобразователя для фотометров с электрической компенсации. Вместо фотометрического клина в качестве измерительного устройства здесь используется конденсатор переменной емкости.

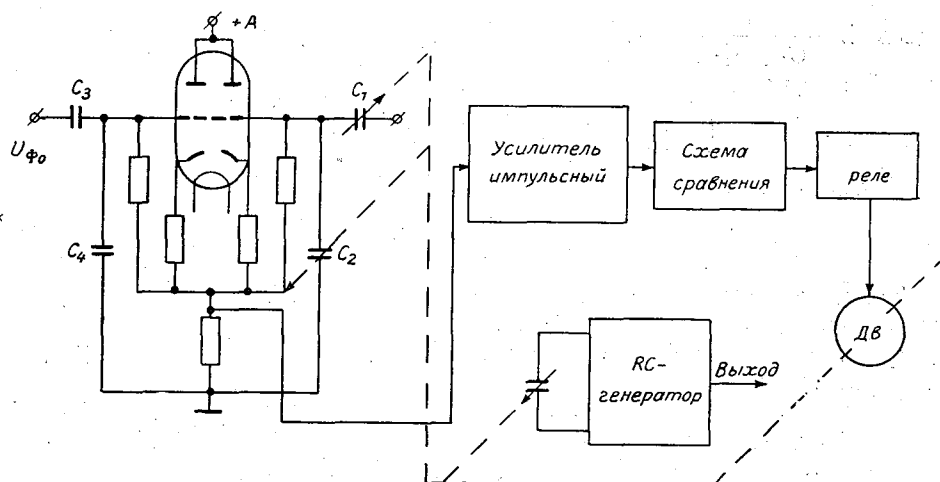


Рис. 1. Функциональная схема электромеханического функционального преобразователя.

При этом для решения первой части уравнения, т. е. для получения $\ln \frac{\Phi}{\Phi_0}$, предлагается использовать конденсатор с логарифмической зависимостью емкости от угла поворота. На конденсатор, разумеется, поступают электрические импульсы с выхода ФЭУ, являющиеся преобразованными световыми импульсами.

Покажем, как происходит преобразование. Если на вход системы, состоящей из двух последовательно соединенных конденсаторов (например, C_1 и C_2 на рис. 1), подать электрический импульс U_{Φ_0} , то на выходе системы, т. е. на конденсаторе C_2 , мы получим импульс

$$U_{\Phi} = U_{\Phi_0} \frac{C_1}{C_1 + C_2}. \quad (1)$$

Или, учитывая, что $\frac{U_{\Phi}}{U_{\Phi_0}} = \frac{\Phi}{\Phi_0}$, можем написать

$$\ln \frac{\Phi}{\Phi_0} = \ln C_1 - \ln (C_1 + C_2). \quad (2)$$

Если

$$C_1 = C_{\max} e^{-a\varphi}, \quad C_2 = C_{\max} (1 - e^{-a\varphi}), \quad (3)$$

то

$$C_1 + C_2 = C_{\max} + C_0 = \text{const}$$

при любом положении ротора конденсатора, т. е. при любом значении φ . Здесь $C_{\max}$ — максимальная емкость конденсатора, C_0 — начальная емкость конденсатора, e — основание натурального логарифма, φ — угол поворота ротора конденсатора, a — коэффициент пропорциональности.

Нетрудно показать, что для реализации такого условия необходимо взять два одинаковых логарифмических конденсатора, начальное положение которых отличается друг от друга по углу φ на π .

Подставляя в уравнение (2) условие (3), можем написать

$$\ln \frac{\Phi}{\Phi_0} = a\varphi - \ln \frac{C_{\max}}{C_{\max} + C_0}. \quad (4)$$

Здесь $\ln \frac{C_{\max}}{C_{\max} + C_0}$ — величина постоянная, отрицательная и небольшая. Поэтому

$$\ln \frac{\Phi}{\Phi_0} = a\varphi + \text{const} = a\varphi + a\varphi_0 = a\psi. \quad (5)$$

Окончательно

$$\ln \frac{\Phi_0}{\Phi} = a\psi. \quad (6)$$

Таким образом, угол поворота отрабатывающего двигателя прямо пропорционален логарифму отношения световых потоков, как и в предыдущем случае при использовании в качестве измерительного устройства фотометрического клина.

Начальное значение емкости C_0 или соответствующий ему начальный угол поворота $a\varphi_0$ означают некоторое (незначительное) сужение диапазона измерения.

Конденсаторы C_3 и C_4 (рис. 1) играют роль установочных клиньев. При этом в нашем случае отношение емкостей выбрано таким, что $\frac{C_4}{C_3} = n$, где n — максимально возможное отношение световых потоков Φ_0 и Φ , исходя из выбранного диапазона измерений.

Таким образом, измерение производится не по опорному, а по измерительному потоку. Это дает дополнительное преимущество, поскольку усилитель может быть рассчитан на очень узкий динамический диапазон входных сигналов и сравнивающее устройство всегда работает в одном и том же режиме. Это обеспечивает большую стабильность работы всего устройства.

Решение второй части уравнения производится, так же как и в предыдущем случае, с помощью RC-генератора.

В качестве третьего (последнего) варианта рассмотрим электронный функциональный преобразователь, решающий уравнение МДВ.

Преобразователь позволяет при использовании светопульсного метода измерений полностью избавиться от движущихся оптико-механических узлов, но дает меньшую точность измерения, поскольку не дает возможности использовать компенсационный метод измерения.

Блок-схема преобразователя приведена на рис. 3, а на рис. 2 приведены временные диаграммы, поясняющие работу устройства.

При некотором значении МДВ на выходе ФЭУ имеются два электрических импульса: U_{Φ_0} и U_{Φ} (рис. 2 а), являющиеся преобразованными световыми импульсами от потоков Φ_0 и Φ . Задержка между импульсами определяется временем прохождения световым импульсом расстояния, равного удвоенной базе измерения.

Если подать оба импульса на запоминающие устройства так, чтобы постоянная времени запоминания U_Φ значительно превышала постоянную времени запоминания U_{Φ_0} , то можно считать, что за время спада напряжения U_{Φ_0} до значения, близкого к нулевому, напряжение U_Φ остается постоянным. В какой-то момент оба напряжения станут рав-

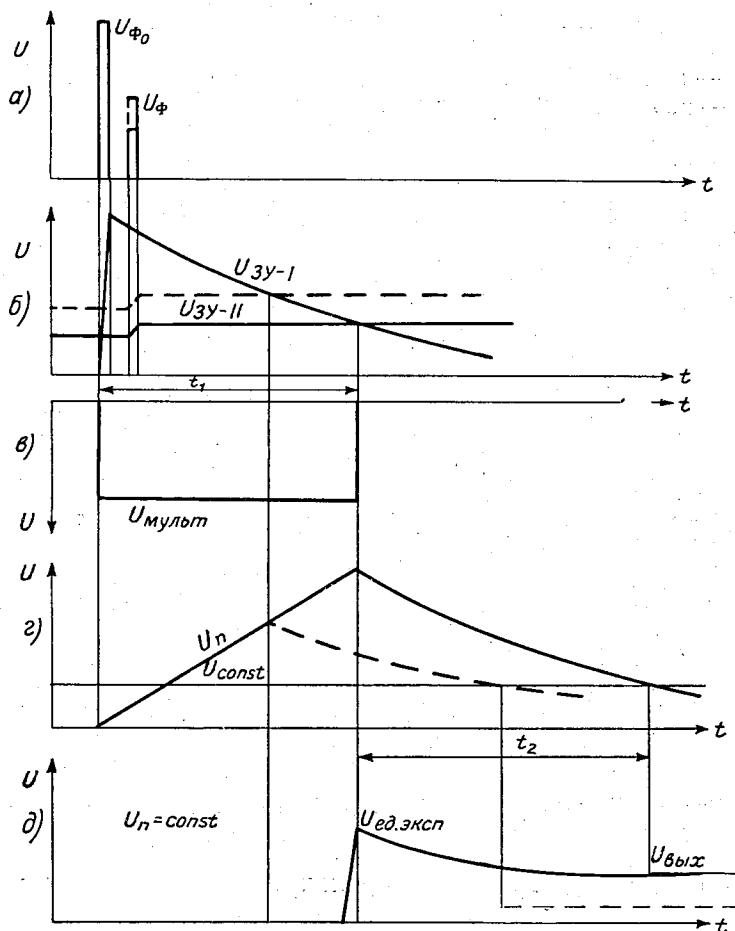


Рис. 2. Временные диаграммы работы электронного функционального преобразователя.

ными (рис. 2 б), и для этого случая будет справедливо следующее выражение:

$$U_{\Phi_0} e^{-\frac{t_1}{\tau_1}} = U_\Phi. \quad (7)$$

где τ_1 — постоянная времени разряда конденсатора запоминающего устройства, t_1 — время, прошедшее с момента, соответствующего началу разряда напряжения U_{Φ_0} , до момента равенства напряжений U_{Φ_0} и U_Φ .

Логарифмируя выражение (7) и учитывая, что $\frac{U_{\Phi_0}}{U_\Phi} = \frac{\Phi_0}{\Phi}$, можем написать

$$\ln \frac{\Phi_0}{\Phi} = \frac{t_1}{\tau_1}. \quad (8)$$

Если на генератор пилообразного напряжения подать импульс, по длительности равный интервалу времени t_1 , то на выходе генератора получим напряжение, прямо пропорциональное этому интервалу (рис. 2 г).

При этом справедливо выражение

$$k \times \frac{t_1}{\tau_1} = U_{\pi}. \quad (9)$$

Здесь U_{π} — напряжение на выходе генератора пилообразного напряжения, k — коэффициент пропорциональности.

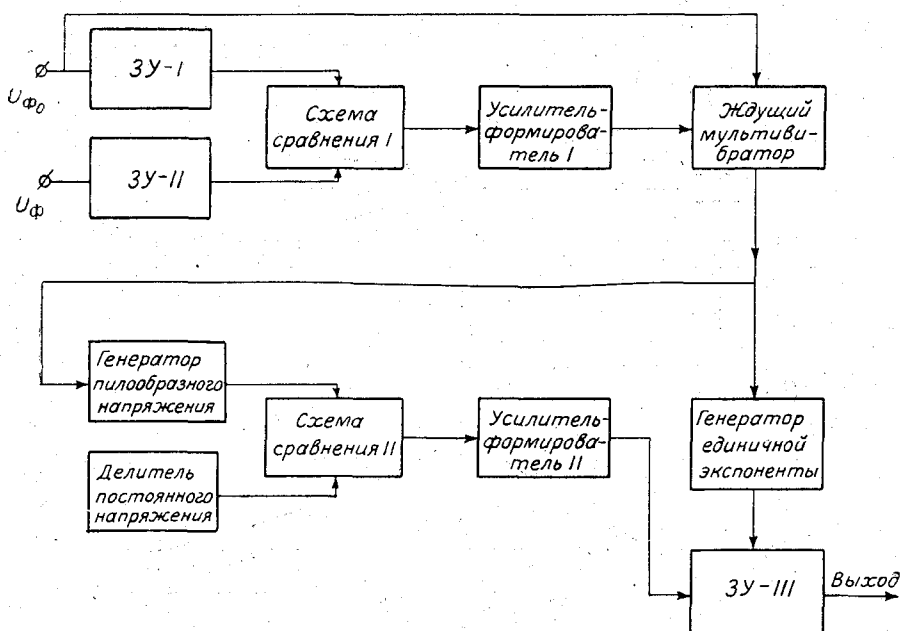


Рис. 3. Блок-схема электронного функционального преобразователя.

Подставляя в (9) выражение (8), получим

$$U_{\pi} = k \ln \frac{\Phi_0}{\Phi}. \quad (10)$$

Таким образом, первая часть уравнения решена.

Если теперь заставить напряжение U_{π} спадать по экспоненциальному закону до некоторого постоянного напряжения U_{const} , то в момент равенства обоих напряжений (рис. 2 г) по аналогии с выражением (7) можно написать

$$U_{\pi} e^{-\frac{t_2}{\tau_2}} = U_{\text{const}}. \quad (11)$$

Если каждый раз в момент, соответствующий началу спада пилообразного напряжения U_{π} , заставить спадать по экспоненциальному закону другое напряжение U с той же постоянной времени τ_2 и всегда с одного и того же уровня U_0 , то в момент равенства напряжений U_{π} и U_{const} напряжение U будет

$$U = U_0 e^{-\frac{t_2}{\tau_2}}. \quad (12)$$

Подставляя в (12) значение $e^{-\frac{t_2}{\tau_2}}$ из (11), получим

$$U = U_0 \frac{U_{\text{const}}}{U_{\Pi}}. \quad (13)$$

Теперь, подставив в (13) значение U из (10), имеем

$$U = U_0 \frac{U_{\text{const}}}{k \ln \frac{\Phi_0}{\Phi}}. \quad (14)$$

Учитывая, что U_0 , U_{const} и k являются величинами постоянными и что U есть выходное напряжение прибора, окончательно запишем

$$U_{\text{вых}} = \frac{\text{const}}{\ln \frac{\Phi_0}{\Phi}} = S_{\text{м}}. \quad (15)$$

Таким образом, на выходе прибора мы имеем напряжение постоянного тока, прямо пропорциональное МДВ.

В заключение отметим следующее. Рассмотренные в статье функциональные преобразователи являются сравнительно сложными устройствами. Однако, поскольку они органически входят в измерительную часть прибора, т. е. выполняют одновременно функции и измерительные, и преобразовательные, то электронная часть фотометра получается не сложнее, а оптико-механическая — существенно проще. В целом можно отметить следующее. Рассмотренные в статье функциональные преобразователи позволяют либо повысить точность измерения, либо заметно упростить прибор.

Построение фотометров с использованием вышеизложенных принципов должно явиться содержанием последующей работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Горышин В. И. Компенсационный фотометр для точных измерений и регистрации прозрачности атмосферы. Труды ГГО, вып. 118, 1961.
2. Коган Л. В. Авторское свидетельство № 150264. Импульсный компенсационный фотометр. Бюлл. изобр., № 18, 1962.
3. Панасенко В. Д. Элементы автоматических устройств и вычислительной техники. Оборонгиз, 1962.
4. Гольденберг Д. М. Основы импульсной техники. Связьиздат, 1963.

АМПЕРОМЕТРИЧЕСКИЕ ГИГРОМЕТРЫ

Излагаются предварительные результаты разработки амперометрических гигрометров, а также кулонометрического гигрометра для контрольных измерений. Приведены вывод и анализ уравнения шкалы известного амперометрического гигрометра для измерения микровлажности газов, уравнений шкалы эффузионного амперометрического и диффузионного амперометрического гигрометров, кулонометрического гигрометра для контрольных измерений влажности, а также расчет погрешностей. Показано, что полученные решения могут быть положены в основу конструкторской разработки гигрометров, удовлетворяющих основным требованиям к гигрометрам для метеорологических измерений и гигрометру для контрольных измерений.

ВВЕДЕНИЕ

Известны амперометрические гигрометры (называемые также кулонометрическими или электролизными) для измерения микровлажности газов и паров. Принцип действия их заключается в извлечении содержащихся в газе паров воды гигроскопическим веществом, обычно фосфорной кислотой, и одновременном электролизе извлеченной воды. При полной утилизации влаги ток электролиза характеризует влажность газа.

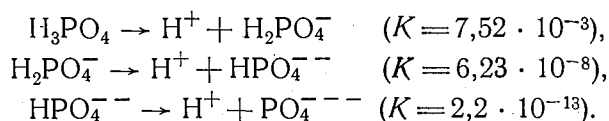
Амперометрический гигрометр для измерения микровлажности газов и паров предложен Кейдэлом (Keidel) [1, 2]. Усовершенствования чувствительного элемента предложили Бродган (Brogan) [3], Берри (Berry) и др. [4]. Чуга (Czuha) и Берри (Berry) [5] предложили усовершенствование газовой схемы гигрометра для измерения микровлажности газов, содержащих водород и кислород.

Многие авторы изучали возможность применения амперометрического гигрометра в различных условиях и показали применимость его для измерений микровлажности большинства газов: фреонов [6], углеводородных газов [7—9], водорода и кислорода [5], паров органических жидкостей [10], природного и инертных газов, азота, воздуха, окиси и двуокиси углерода [11], а также агрессивных газов, таких, как хлор, хлористый водород, двуокись серы и др. Амперометрический гигрометр пригоден также для измерения микровлажности аммиака и других щелочных газов, вступающих в химическое взаимодействие с фосфорной кислотой. В этом случае в качестве гигроскопического материала используется гидроокись калия [1, 2].

Амперометрические гигрометры выпускаются в США фирмами Consolydated Electrodynamics Corp. (CEC) [12—13], Beckman Instruments Inc. [14—15], Manufacturers Engineering and Equipment Co. Ltd. (MEECO) [16], в Англии фирмой Elliott Brothers Ltd. [17], в ФРГ фирмой Beckman Instruments GmbH. [11, 18], а также в других странах. В СССР экспериментальные образцы таких гигрометров изготовлялись рядом авторов [19—21].

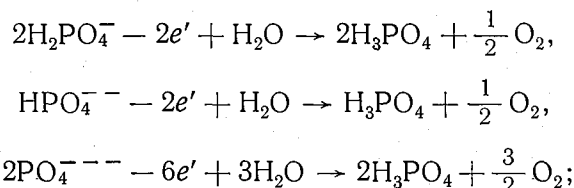
Общая теория амперометрического гигрометра не разработана, хотя во многих упомянутых работах приводятся элементы теории, а некоторые работы, например [22, 23], специально посвящены этому вопросу.

Действие амперометрического гигрометра можно описать следующим образом. Фосфорная кислота (материал гигроскопической пленки) может диссоциировать в соответствии с уравнениями:

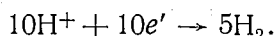


В скобках приведены значения константы диссоциации K при комнатной температуре для каждой ступени диссоциации [24].

Электродные реакции могут быть описаны следующими уравнениями: на аноде



на катоде



Таким образом, активное вещество гигроскопической пленки (фосфорная кислота) регенерируется в процессе электролиза. Конечными продуктами электролиза являются продукты разложения воды (водород и кислород) в стехиометрическом соотношении. При этом на разложение одной молекулы воды затрачивается количество электричества, протекающее в измерительной цепи гигрометра, соответствующее двойному заряду электрона. Последний равен $e' = (1,60206 \pm 0,00003) 10^{-19}$ к [25].

Обозначая через $\frac{dN}{dt}$ мгновенное количество молекул воды, подвергающихся в приборе электролизу в единицу времени, можно записать выражение для тока электролиза i в виде

$$i = 2e' \frac{dN}{dt}. \quad (1)$$

Уравнение (1) остается верным при изменении химического состава фосфорной кислоты с изменением степени увлажнения (наиболее концентрированный раствор в пленке есть HPO_3 [2]) и при замене фосфорной кислоты другим подходящим гигроскопическим веществом, например гидроокисью калия.

Уравнение (1) является формой записи закона Фарадея для электролиза воды. Оно верно во всех случаях измерения влажности амперометрическим методом: в газах, жидкостях и т. п. Это уравнение является основным уравнением теории амперометрического гигрометра.

В упоминавшихся исследованиях анализируемый газ пропусклся через чувствительный элемент гигрометра при постоянном расходе. Система поддержания и измерения расхода включает регулятор расхода газа, ротаметр и другие узлы, а при необходимости также редуктор давления. На рис. 1 приведена принципиальная газовая и электрическая схема гигрометра. Основной поток анализируемого газа (расход равен $100 \text{ см}^3/\text{мин.}$) течет через чувствительный элемент 1, регулятор расхода газа 2, ограничитель расхода 3 и измеритель расхода 4. Вспомогательный поток газа (расход до $900 \text{ см}^3/\text{мин.}$) течет по байпасу, образованному регулируемым вентилем 5 и вспомогательным измерителем расхода 6. Байпасная линия необходима для уменьшения запаздывания гигрометра из-за явлений поверхностной сорбции и десорбции влаги

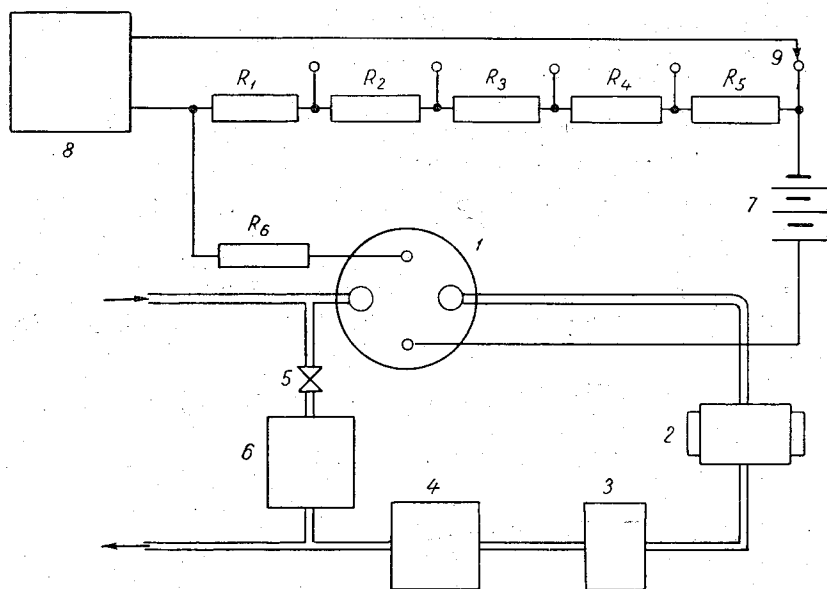


Рис. 1.

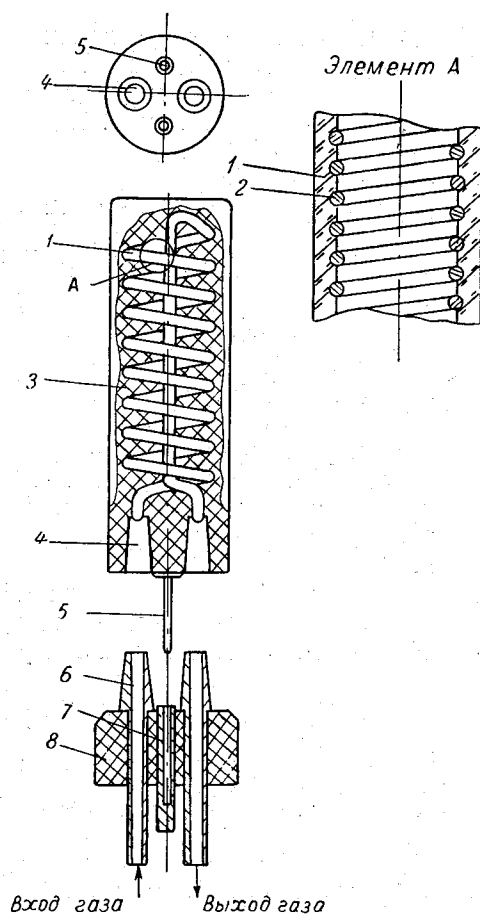


Рис. 2.

в коммуникациях перед чувствительным элементом. Основной и вспомогательный потоки газа на выходе прибора объединяются и выбрасываются в атмосферу. Чувствительный элемент 1 включен в цепь, питающуюся от источника напряжения постоянного тока 7 — батареи гальванических элементов, аккумуляторов, выпрямителя и др. Ток чувствительного элемента (ток электролиза воды) вызывает на сопротивлениях $R_1—R_5$ падение напряжения, измеряемое регистрирующим потенциометром 8. Ключ 9 служит для переключения диапазонов измерений. Величина сопротивлений $R_1—R_5$ выбирается в соответствии с входными параметрами потенциометра 8 и пределами измерений влажности. Сопротивление R_6 ограничивает ток чувствительного элемента при пуске и чрезмерном увлажнении.

Фирмы, выпускающие амперометрические гигрометры, применяют чувствительные элементы, устройство которых, по крайней мере в основных чертах, напоминает устройство элемента, описанного Берри [4]. Пример конструкции быстросъемного чувствительного элемента приведен на рис. 2. К внутренней поверхности стеклянного капилляра 1 припаяны два несприкасающихся геликоидальных электрода 2 из платиновой проволоки. Диаметр канала капилляра 0,7—1,0 мм, длина около 70 см. Поверхность стекла в зазоре между электродами смочена раствором гигроскопического вещества. Для компактности капилляр 1 свернут в геликоид и вмонтирован в корпус 3 из пластмассы. Капилляр заканчивается коническими гнездами 4, концы электродов выведены на штырьки 5, вмонтированные в корпус 3 чувствительного элемента.

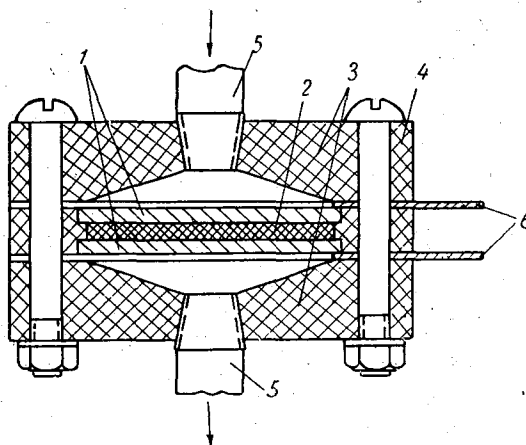


Рис. 3.

Газовая схема гигрометра, смонтированная в корпусе прибора, заканчивается двумя ниппелями 6 для присоединения чувствительного элемента. Электрическая схема гигрометра соединена с гнездами 7. Ниппели 6 и гнезда 7 смонтированы в общей колодке 8. При установке чувствительного элемента одновременно обеспечиваются герметичное соединение его с газовой схемой и включение в электрическую схему гигрометра.

В ранних работах применялись чувствительные элементы, в которых в качестве материала для изготовления капилляра вместо стекла применялся тефлон (фторопласт-4).

На рис. 3 приведена конструкция чувствительного элемента амперометрического гигрометра по Брогану и др. [3]. Два плоских пористых диска 1 из нержавеющей стали, разделенные прокладкой 2 из фильтровальной бумаги, пропитанной раствором гигроскопического вещества, являются электродами. Электроды помещены в герметичную камеру, собранную из деталей 3 и 4, изготовленных из непроводящего материала. Посредством ниппелей 5 камера соединяется с газовой схемой гигрометра. Электроды 1 выведены через стенку камеры при помощи металлических колец 6 с отводами, зажатыми между деталями 3 и 4 для обеспечения герметичности камеры. Анализируемый газ течет сквозь пористые электроды 1 и разделяющий их слой гигроскопического вещества 2.

Диапазон измерений амперометрических гигрометров с фосфорной кислотой в качестве материала гигроскопической пленки обычно 0—1000 *ppm* (миллионных частей) по объему. Этот диапазон для согласования с диапазоном измерений вторичного прибора разбивается на поддиапазоны, например 0—10, 0—30, 0—100, 0—300, 0—1000 *ppm*. Вместо регистрирующего потенциометра (и наряду с ним) применяют также стрелочный микроамперметр с набором шунтов, переключаемых в соответствии с диапазоном измерений. Шкала вторичного прибора градуируется в единицах влажности.

Уравнение шкалы амперометрического гигрометра с постоянным расходом газа

Для амперометрического гигрометра, через чувствительный элемент которого анализируемый газ течет при постоянном объемном расходе

$Q = \frac{dV}{dt}$, можно написать

$$\frac{dN}{dt} = C \frac{dN'}{dt} = \frac{1}{kT} Cp \frac{dV}{dt} = \frac{1}{kT} CpQ, \quad (2)$$

где $\frac{dN'}{dt}$ — мгновенное общее количество молекул газа (включая молекулы воды), протекающих через чувствительный элемент гигрометра в единицу времени; C — относительная концентрация молекул воды в газе, равная отношению числа молекул воды к общему числу молекул в некотором объеме газа; $k = (1,38044 \pm 0,00007) 10^{-23}$ дж/град. [25] — постоянная Больцмана; p и T — абсолютные давление и температура газа в чувствительном элементе гигрометра.

При подстановке (2) в уравнение (1) последнее преобразуется к виду

$$i = \frac{2e'}{kT} CpQ, \quad (3)$$

$$C = \frac{kTi}{2e'pQ} = A \frac{Ti}{pQ}. \quad (3')$$

Здесь $A = \frac{k}{2e'}$ — постоянная. Уравнение (3') является уравнением шкалы амперометрического гигрометра с постоянным объемным расходом газа через чувствительный элемент. Принимая в уравнениях (3) и (3') $C = 10^{-6} = 1$ ppm, $p = 760$ мм рт. ст. = 101 325 н/м², $Q = 100$ см³/мин. = $1,667 \cdot 10^{-6}$ м³/сек. и $T = 300^\circ \text{K}$, получим $i = 13,2 \cdot 10^{-6}$ а, т. е. при этих условиях влажности в 1 ppm соответствует ток электролиза, равный 13,2 мка.

В соответствии с уравнением (3') относительная погрешность определения влажности равна¹

$$\delta_c = \pm \frac{1}{C} \left[\left| \frac{\partial C}{\partial A} \Delta A \right| + \left| \frac{\partial C}{\partial T} \Delta T \right| + \left| \frac{\partial C}{\partial i} \Delta i \right| + \left| \frac{\partial C}{\partial p} \Delta p \right| + \left| \frac{\partial C}{\partial Q} \Delta Q \right| \right] +$$

$$+ |\delta_{\text{и}}| = \pm \left[\left| \frac{\Delta A}{A_0} \right| + \left| \frac{\Delta T}{T} \right| + \left| \frac{\Delta i}{i} \right| + \left| \frac{\Delta p}{p} \right| + \left| \frac{\Delta Q}{Q} \right| \right] + |\delta_{\text{и}}|. \quad (4)$$

Здесь $\delta_{\text{и}}$ — ошибка, вызываемая пренебрежением свойствами реального газа; ΔA , ΔT , Δi и т. д. — абсолютные погрешности определения величин A , T , i и т. д. соответственно. Величина $\left| \frac{\Delta A}{A_0} \right|$, вычисленная по приведенным выше значениям констант e' и k , не превышает 0,001%. Величина $|\delta_{\text{и}}|$ имеет различные значения для различных газов. Например, для сухого азота $|\delta_{\text{и}}| = 0,043\%$, для сухого кислорода $|\delta_{\text{и}}| = 0,092\%$ [26]. Для большинства газов с микропримесью паров воды $|\delta_{\text{и}}|$ не превосходит десятых долей процента.

Для обычных амперометрических гигрометров с ротаметром в качестве измерителя расхода $\left| \frac{\Delta Q}{Q} \right|$ составляет 3—5%. Величина $\left| \frac{\Delta i}{i} \right|$ обычно не превосходит 0,5—1,0%. После чувствительного элемента анализируемый газ выбрасывается в атмосферу, следовательно, давление p близко к барометрическому. Последнее может изменяться в широких пределах в зависимости от места установки гигрометра (высоты над

¹ При дифференцировании C считается функцией параметра A , непрерывной в области $A_0 \pm \Delta A$.

уровнем моря, географической широты) и состояния атмосферы. Поскольку давление не учитывается в градуировке, $\left| \frac{\Delta p}{p} \right|$ может достигать значений 25—30% и более¹. Температура T также не учитывается в градуировке амперометрических гигрометров, их градуировка строится в расчете на давление $p=760$ мм рт. ст. и $T=293,15^\circ$ (20°C). В действительности температура газа и окружающей среды может колебаться по крайней мере в пределах $20 \pm 5^\circ\text{C}$ или более, следовательно, $\left| \frac{\Delta T}{T} \right| \geq 1,5\text{—}2\%$. Таким образом, δ_c может достигать значений в несколько десятков процентов, что значительно превосходит величину погрешности, которую гарантируют фирмы и организации-изготовители ($\pm 5\%$).

Основные достоинства амперометрического метода измерения влажности — высокая точность (так как закон Фарадея является одним из наиболее точных законов природы) и абсолютность результатов измерений — в существующих конструкциях амперометрических гигрометров не реализуются в достаточной мере.

Эффузионный амперометрический гигрометр [27]

Гигрометр разработан в качестве варианта датчика влажности для метеорологической службы. Конструкция чувствительного элемента приведена на рис. 4. Одним из электродов чувствительного элемента является микропористый, проницаемый для воздуха и паров воды плоский металлический диск 1, поры которого удовлетворяют условию Кнудсена в условиях измерений, второй электрод — сплошной металлический диск 2. Электроды разделены слоем стеклоткани 3, пропитанной раствором гигроскопического вещества, и установлены в герметичном корпусе 4 чувствительного элемента.

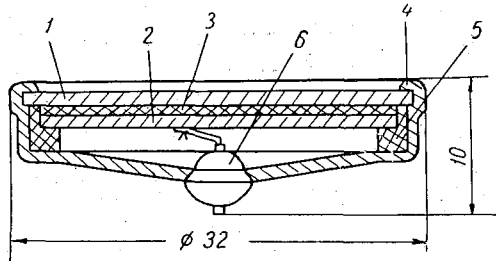


Рис. 4.

Электрод 1 включается в электрическую схему через корпус 4, электрод 2, изолированный от корпуса кольцом 5 из непроводящего материала, выведен посредством проходного изолятора 6, впаянного в стенку корпуса.

Содержащиеся в окружающем анализируемом воздухе молекулы воды вследствие эффузии через пористый электрод 1 проникают к поверхности гигроскопического вещества, поглощаются и подвергаются электролизу. Продукты электролиза удаляются путем эффузии в противоположном направлении. В процессе эффузии столкновения молекул исключаются, поэтому потоки эффузии в прямом и обратном направлениях, а также эффузия паров воды и прочих компонентов воздуха независимы. По этой причине количество молекул воды, поступающих

¹ В уравнении (3) $Sr=e$, где e — парциальное давление водяного пара. Если вместо S измерять e , что не менее удобно, зависимость результатов измерений от давления исключается. Однако в приведенных выше работах такая возможность не используется.

в единицу времени в чувствительный элемент, не зависит от состава газа и скорости его движения относительно гигрометра. Результирующий поток эффузии равен

$$\frac{dN}{dt} = \frac{1}{4} n \bar{c} \gamma S = e \gamma S \sqrt{\frac{N_0}{2\pi\mu kT}}. \quad (5)$$

Здесь n — число молекул воды в единице объема анализируемого воздуха; $\bar{c} = \sqrt{\frac{SRT}{\pi\mu}}$ — средняя скорость теплового движения молекул воды ($R=8314,67 \pm 0,34$ дж/град. кмоль — универсальная газовая постоянная, $\mu=18$ кг/кмоль — молекулярный вес паров воды); S — площадь электрода I ; γ — его проницаемость, равная отношению суммы приведенных к нулевой толщине сечений пор к S ; $N_0 = (6,02322 \pm 0,00016) 10^{26}$ л/кмоль — число Авогадро; $\pi=3,14158$.

Сопоставляя уравнения (1) и (5), получаем выражение для тока электролиза

$$i = e' e \gamma S \sqrt{\frac{2N_0}{\pi\mu kT}} = B \frac{\varphi}{\sqrt{T}} e. \quad (6)$$

Отсюда

$$e = \frac{i \sqrt{T}}{B \varphi}. \quad (6')$$

Здесь $B = e' \sqrt{\frac{2N_0}{\pi\mu k}}$ — постоянная, $\varphi = \gamma S$ — постоянная для конкретного электрода. При серийном изготовлении чувствительные элементы должны быть взаимозаменяемыми, поэтому φ должно быть выдержано с заданной точностью.

Уравнение (6') является уравнением шкалы эффузионного амперометрического гигрометра. Из него следует, что результаты измерений упругости пара не зависят от давления, расхода, состава и скорости газа. В этом преимущества эффузионного амперометрического гигрометра перед существующими амперометрическими гигрометрами (с постоянным расходом газа через чувствительный элемент), описанными выше. Другими преимуществами являются: повышение точности измерений, упрощение конструкции гигрометра и повышение надежности, практически безграничное расширение пределов измерений в сторону увеличения влажности, возможность стандартизации выходной величины, универсальная градуировка, не зависящая от состава газа. Верхний предел измерений обычных амперометрических гигрометров ограничен невозможностью достаточно точно поддерживать и измерить расход менее 100 см³/мин. Верхний предел измерений эффузионного амперометрического гигрометра можно выбрать произвольно в широких пределах, изменяя величину произведения $S\gamma = \varphi$. Например, если в качестве стандартного диапазона изменения тока чувствительного элемента выбрать диапазон 0—10 ма, при $T=300^\circ\text{K}$ диапазону измерений абсолютной влажности от $e=12,93$ н/м² до $e=12\,159$ н/м² (соответствует диапазону по точке росы от -40 до $+50^\circ\text{C}$) отвечает значение $\varphi = S\gamma = 2,3 \cdot 10^{-10}$ м². Нижний предел диапазона измерений определяется свойствами материала гигроскопической пленки (для фосфорной кислоты -80°C по точке росы).

В соответствии с уравнением (6') относительная погрешность определения абсолютной влажности воздуха равна¹

$$\delta_e = \pm \left[\left| \frac{\Delta B}{B_0} \right| + \left| \frac{\Delta T}{2T} \right| + \left| \frac{\Delta i}{i} \right| + \left| \frac{\Delta \varphi}{\varphi} \right| \right] + |\delta_n|. \quad (7)$$

Величина $\left| \frac{\Delta B}{B_0} \right|$, вычисленная по приведенным выше значениям констант e' , N_0 и k , не превосходит 0,01%. Если ток чувствительного элемента измеряется при помощи автоматического цифрового вольтметра, величина $\left| \frac{\Delta i}{i} \right|$ не превосходит 0,005—0,05%.

В результате упрощения конструкции гигрометра и уменьшения размеров чувствительного элемента термостатирование последнего легко осуществимо. Если применяется термостат, обеспечивающий постоянную температуру чувствительного элемента, например на уровне $T = 330 \pm 2^\circ \text{K}$, а также подогрев анализируемого воздуха до этой температуры, то, очевидно, $\left| \frac{\Delta T}{2T} \right| \leq 0,3\%$.

Степень отклонения реальных газов от свойств идеального газа принято характеризовать величиной $1 + \lambda$:

$$1 + \lambda = \frac{p_0 V_0}{pV}. \quad (8)$$

Здесь p и V — давление и объем одного грамма реального газа; p_0 и V_0 — давление и объем того же газа при бесконечном расширении. Для сухого азота $1 + \lambda = 1,00043$, для сухого кислорода $1 + \lambda = 1,00092$ (при 0°C и 760 мм рт. ст.). Примесь паров воды увеличивает степень отклонения воздуха от свойств идеального газа. Можно показать, что для влажного воздуха

$$1 + \lambda = 1 - 0,378C. \quad (9)$$

При низких значениях влажности, до $C = 0,01 = 10\,000 \text{ ppm}$, величина $1 + \lambda$ отличается от единицы менее чем на 0,4%. При больших значениях влажности отклонение воздуха от свойств идеального газа в соответствии с уравнением (9) может быть учтено в градуировке гигрометра. Поэтому можно принять условно, что величина $|\delta_n|$ не превосходит 0,5%.

Можно показать, что величину φ можно измерить на специальной установке с точностью $\frac{\Delta \varphi}{\varphi} \leq 0,5\%$. Величину φ , измеренную на сухом воздухе, необходимо пересчитать на водяной пар, принимая для воздуха $\mu = 29$, для водяного пара $\mu = 18$. Подставляя в (7) полученные значения составляющих суммарной погрешности, получим, что

$$\delta_e < \pm 1,5\%.$$

Таким образом, предельная суммарная погрешность измерения абсолютной влажности воздуха при помощи эффузионного амперометрического гигрометра при условиях, которые обсуждались выше, не превосходит $\pm 1,5\%$ измеряемой величины (средняя квадратическая погрешность составляет $\pm 0,77\%$).

¹ При дифференцировании принимается, что e является функцией параметра B , непрерывной в области $B_0 \pm \Delta B$.

Диффузионный амперометрический гигрометр

Гигрометр разработан в качестве варианта датчика влажности для гидрометеорологической службы. Чувствительный элемент (рис. 5) включает герметичную камеру, которая состоит из корпуса 1 и герметично припаяваемой к нему крышки 2, и установленные внутри камеры электрод 4, прокладку 3 из стеклоткани и изолирующее кольцо 5. Соприкасающаяся с прокладкой 3 крышка 2 камеры служит вторым электродом, который включается в электрическую схему гигрометра через корпус камеры. Электрод 4 выводится и включается в схему посредством проходного изолятора 6, впаянного в стенку корпуса. В электроде 4 со стороны прокладки профрезерованы узкие сквозные пазы (перфорация), а с противоположной стороны он имеет кольцевые выступы, придающие ему необходимые жесткость и прочность. Элек-

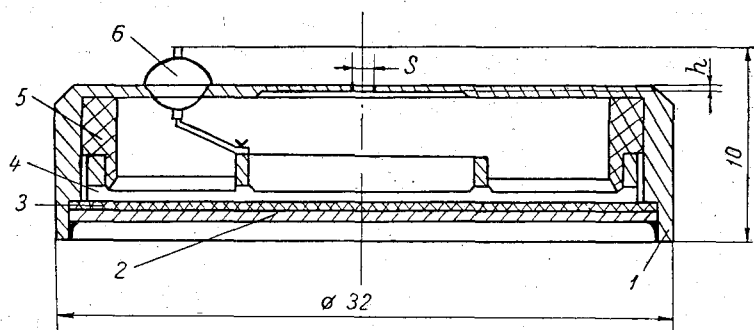


Рис. 5.

трод 4 и крышка 2 со стороны, обращенной к прокладке 3, гальванически платинированы. Платинирование можно заменить установкой по обе стороны прокладки 3 равновеликих отрезков платиновой сетки. На прокладку 3, зажатую между крышкой 2 и электродом 4, нанесен раствор гигроскопического вещества. Питающее напряжение приложено между корпусом 1 и электродом 4. Камера 1 сообщается с окружающим анализируемым воздухом через отверстие в стенке камеры. Для обеспечения взаимозаменяемости при серийном изготовлении сечение S отверстия и его высота h выдерживаются с высокой точностью. Перфорация электрода 4 обеспечивает контакт воздуха, заполняющего объем камеры, с поверхностью нанесенного на прокладку 3 гигроскопического вещества. Последнее извлекает из воздуха влагу, поступающую в камеру из окружающего гигрометр пространства вследствие диффузии через отверстие. В слое гигроскопического вещества влага подвергается электролизу, продукты электролиза удаляются путем диффузии в противоположном направлении. Процессы диффузии и электролиза влаги протекают одновременно и непрерывно. Ток электролиза определяется мгновенным количеством молекул воды $\frac{dN}{dt}$, проникающих вследствие диффузии из окружающего пространства через отверстие. В соответствии с законом Фика

$$\frac{dN}{dt} = -D_{1,2} S \text{grad}_x n.$$

Здесь $\text{grad}_x n$ — градиент концентрации молекул воды вдоль оси отверстия; $D_{1,2}$ — коэффициент взаимной диффузии паров воды и воздуха;

x — вектор, совпадающий с осью отверстия и направленный внутрь чувствительного элемента. Коэффициент взаимной диффузии, если принять, что анализируемый воздух является идеальным газом, равен (уравнение Стефана—Максвелла)

$$D_{1,2} = \frac{1}{\pi \sigma_{1,2}^2 (n + n_1)} \sqrt{\frac{2kT}{\pi} \left(\frac{1}{m} + \frac{1}{m_1} \right)},$$

где $\sigma_{1,2} = r + r_1$; $r = 0,958 \cdot 10^{-10}$ м — радиус молекулы воды; $r_1 = 1,2 \cdot 10^{-10}$ м — радиус молекулы воздуха; n и n_1 — число молекул воды и воздуха соответственно в единице объема анализируемого воздуха; m и m_1 — масса молекулы воды и воздуха соответственно. При достаточно малых размерах отверстия приток новых молекул воды в камеру ограничен. С другой стороны, в результате электролиза гигроскопическое вещество непрерывно регенерируется и поддерживается в состоянии высокой активности. Поэтому концентрация молекул воды внутри камеры близка к нулю и

$$\text{grad}_x n = \frac{\partial n}{\partial x} = -\frac{n}{h},$$

$$\begin{aligned} \frac{dN}{dt} &= \frac{Sn}{\pi \sigma_{1,2}^2 h (n + n_1)} \sqrt{\frac{2kT}{\pi} \left(\frac{1}{m} + \frac{1}{m_1} \right)} = \\ &= \frac{Se}{\pi \sigma_{1,2}^2 h p} \sqrt{\frac{2kT}{\pi} \left(\frac{1}{m} + \frac{1}{m_1} \right)} = \frac{SC}{\pi h \sigma_{1,2}^2} \sqrt{\frac{2kT}{\pi} \left(\frac{1}{m} + \frac{1}{m_1} \right)}. \end{aligned} \quad (10)$$

Здесь e — упругость водяного пара в воздухе, p — общее абсолютное давление анализируемого воздуха (барометрическое давление), $C = \frac{e}{p}$ — относительная концентрация молекул воды в воздухе.

С учетом уравнения (10) уравнение (1) принимает вид

$$i = \frac{2e' SC}{\pi \sigma_{1,2}^2 h} \sqrt{\frac{2kT}{\pi} \left(\frac{1}{m} + \frac{1}{m_1} \right)} = \frac{S}{h} LC \sqrt{T}.$$

Отсюда

$$C = \frac{hi}{LS \sqrt{T}} = \frac{i}{L\psi \sqrt{T}}, \quad (11)$$

где

$$\psi = \frac{S}{h}, \quad (12)$$

$$L = \frac{2e'}{\pi \sigma_{1,2}^2} \sqrt{\frac{2k}{\pi} \left(\frac{1}{m} + \frac{1}{m_1} \right)} \quad (12')$$

— постоянная для конкретного газа. Подставляя в (12') приведенные выше значения постоянных e' и k , а также значения $m = 3 \cdot 10^{-26}$ кг, $m_1 = 4,8 \cdot 10^{-26}$ кг, $\pi = 3,14158$, найдем значение постоянной L для смеси паров воды с воздухом ($L = 15,3$ а/м·град.).

Уравнение (11) является уравнением шкалы диффузионного амперометрического гигрометра. Из него следует, что диффузионный амперометрический гигрометр имеет ряд ценных преимуществ перед обычными амперометрическими гигрометрами: простоту конструкции и малые размеры, независимость результатов измерений от давления и расхода анализируемого воздуха (или другого газа), от барометрического дав-

ления, возможность стандартизации выходной величины, а также возможность неограниченного расширения и регулирования пределов измерений путем изменения ψ . Например, если принять в качестве стандартного диапазона изменения выходной величины (тока чувствительного элемента) диапазон от 0 до $1 \cdot 10^{-2}$ а, то при $T=300^\circ \text{ К}$ верхнему пределу измерений влажности $C=0,1=100\ 000\ \text{ppm}$ соответствует значение ψ , равное

$$\psi = \frac{i}{CL\sqrt{T}} = \frac{10^{-2}}{0,1 \cdot 15,3\sqrt{300}} = 3,8 \cdot 10^{-4} \text{ м} = 0,38 \text{ мм}.$$

Соответствующий диаметр отверстия при $h=0,2$ мм равен 0,31 мм.

Один чувствительный элемент обеспечивает возможность измерения влажности в любом диапазоне, таком, что отношение верхнего предела измерений к нижнему равно $(1 \div 2) 10^3$. В одном гигрометре можно устанавливать два или несколько чувствительных элементов, отличающихся параметрами отверстия. Прибор с двумя чувствительными элементами охватывает диапазон измерений от -80 до $+100^\circ \text{ С}$ по точке росы (отношение верхнего предела измерений к нижнему порядка 10^6).

В соответствии с уравнением (11) относительная суммарная погрешность гигрометра равна¹

$$\delta_e = \pm \left[\left| \frac{\Delta i}{i} \right| + \left| \frac{\Delta L}{L_0} \right| + \left| \frac{\Delta \psi}{\psi_0} \right| + \left| \frac{\Delta T}{2T_0} \right| \right] + |\delta_n|. \quad (13)$$

При использовании в качестве вторичного прибора автоматического цифрового вольтметра $\left| \frac{\Delta i}{i} \right| \leq 0,01\%$. При использовании для термостатирования чувствительного элемента термостата, обеспечивающего поддержание температуры $T_0=330 \pm 2^\circ \text{ К}$, $\left| \frac{\Delta T}{2T_0} \right| \leq 0,3\%$. Выше было показано, что величину $|\delta_n|$ можно принять равной $0,5\%$, $\left| \frac{\Delta L}{L} \right|$ — порядка $0,01\%$. Величина $\left| \frac{\Delta \psi}{\psi_0} \right|$ означает погрешность, обусловленную разбросом параметров отверстия при серийном изготовлении чувствительных элементов. При достаточно точном выполнении отверстий можно получить $\left| \frac{\Delta \psi}{\psi_0} \right| \leq 0,5\%$. Таким образом, $\delta_e \leq \pm 1,32\%$.

Соответствующая средняя квадратическая погрешность не превышает $\pm 0,78\%$.

Преимущество диффузионного амперометрического гигрометра перед эффузионным амперометрическим гигрометром заключается в большей стабильности параметра ψ по сравнению с ϕ и в простоте технологии изготовления.

Кулонометрический гигрометр

Этот вариант гигрометра разработан в качестве прибора для контрольных измерений влажности. Его показания абсолютны и отличаются повышенной точностью. Гигрометр может применяться для градуировки и поверки гигрометров различных типов, а также для метеорологических измерений.

¹ При дифференцировании принимается, что C является непрерывной функцией параметра L в области $L_0 \pm \Delta L$ и параметра ψ в области $\psi_0 \pm \Delta \psi$.

Схема датчика приведена на рис. 6. В полость *A* камеры 1, имеющую постоянный и точно известный объем V_0 , периодически отбирается проба анализируемого воздуха (или другого газа). Для этого при открытой крышке 2 полость *A* продувается анализируемым воздухом (например, при помощи вентилятора) до полного удаления остатков воздуха, оставшегося в камере от предыдущего измерения. При продувке крышка 3, отделяющая полость *B* камеры 1 от полости *A*, закрыта. В полости *B* установлены два плоских металлических электрода 4 и 5, разделенные прокладкой 6 из стеклоткани, на которую нанесен раствор гигроскопического вещества. Устройство электродов 4 и 5 и прокладки 6 и способ их включения в электрическую схему не отличаются от описанных в пояснении к рис. 5.

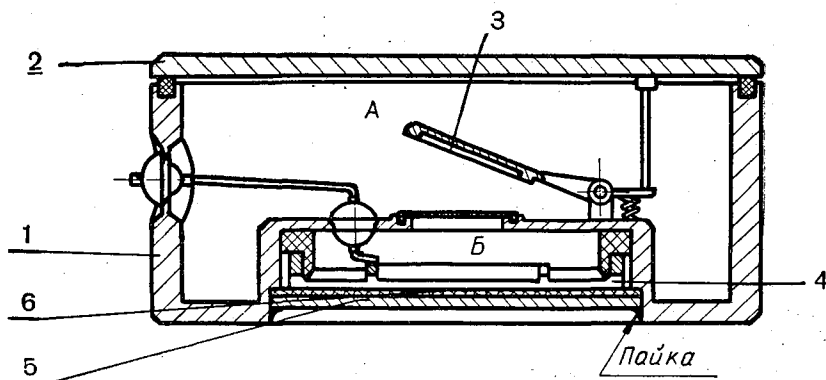


Рис. 6.

По окончании продувки крышка 2 герметично закрывается, а крышка 3 открывается. Пары воды, содержащиеся в отобранной пробе воздуха, диффундируют в полость *B*, поглощаются гигроскопическим веществом и подвергаются электролизу. Процесс электролиза протекает до тех пор, пока не будет поглощена и разложена вся вода, содержащаяся в пробе воздуха. Число молекул воды N_0 , попавших в полость *A* с пробой воздуха, равно

$$N_0 = nV_0, \quad (14)$$

где n — число молекул воды в 1 см^3 анализируемого воздуха.

Интегрируя уравнение (1) и учитывая (14), получим

$$q = \int_0^t i dt = 2e'N_0 = \frac{2e'}{kT} V_0 e, \quad (15)$$

где q — количество электричества, протекшее в цепи прибора за время t цикла измерения; e — парциальное давление паров воды в анализируемом воздухе.

Из уравнения (15)

$$e = \frac{k}{2e'V_0} Tq = FTq. \quad (16)$$

Здесь $F = \frac{k}{2e'V_0}$ — постоянная для конкретного гигрометра. Уравнение (16) является уравнением шкалы гигрометра. Выходной величиной рассматриваемого гигрометра является количество электричества (ку-

лоны). В отличие от амперометрических гигрометров, выходной величиной которых является ток электролиза (амперы), рассматриваемый гигрометр может быть назван кулонометрическим.

Из уравнения (16) следует, что результаты измерений упругости пара e не зависят от давления, расхода, скорости и состава анализируемого газа. Изменяя величину F (т. е. объем датчика), можно в широких пределах изменять диапазон измерений. Так как в стандартизации выходной величины q для контрольного гигрометра нет необходимости, она также может быть использована для расширения и регулирования пределов измерений гигрометра. Из уравнения (16) следует также, что результаты измерений величины e абсолютны, т. е. гигрометр не требует градуировки по другому, эталонному гигрометру или по эталонным газовым смесям, его шкала может быть построена непосредственно по уравнению (16). Для конкретного гигрометра, у которого, например, $V_0 = 500 \text{ см}^3 = 5 \cdot 10^{-4} \text{ м}^3$, в единицах системы СИ

$$F = 0,0862,$$

и уравнение (22) принимает вид

$$e = 0,0862 T q. \quad (16')$$

Наибольшая суммарная погрешность определения величины e равна ¹

$$\delta_e = \pm \left[\left| \frac{\Delta F}{F_0} \right| + \left| \frac{\Delta T}{T} \right| + \left| \frac{\Delta q}{q} \right| \right] + |\delta_a|.$$

Если датчик изготавливается по второму классу точности из материала с близким к нулю коэффициентом теплового расширения², величина $\left| \frac{\Delta F}{F_0} \right| \leq 0,1\%$. При измерениях влажности воздуха образцовым гигрометром температура воздуха может учитываться с точностью $|\Delta T| \leq 0,2 \div 0,25^\circ \text{ К}$, поэтому $\left| \frac{\Delta T}{T} \right| \leq 0,1\%$. С учетом сказанного выше $|\delta_a| \leq 0,5\%$. Величина $\left| \frac{\Delta q}{q} \right|$ определяется классом точности прибора, применяемого для измерения q . Для счетчиков количества электричества $\left| \frac{\Delta q}{q} \right|$ порядка 1%. Если для измерения q применяется цифровой прибор с суммирующей приставкой, величина $\left| \frac{\Delta q}{q} \right| < 0,1\%$ ³. Таким образом,

$$|\delta_e| \leq \pm 0,8\%.$$

Соответствующая средняя квадратическая погрешность составляет 0,53%.

Гигрометры для метеорологии

На рис. 7 представлена упрощенная конструкция датчика амперометрического гигрометра для метеорологии. Датчик может комплектоваться чувствительным элементом как эффузионного (рис. 4), так и

¹ При дифференцировании принимается, что e является непрерывной функцией параметра F в области $F_0 \pm \Delta F$.

² Например, из стали с содержанием 36% никеля, для которой коэффициент теплового расширения $\alpha = (0 \div 1) \cdot 10^{-6}$ (так называемый инвар).

³ См. также раздел «Интегратор тока для кулонометрии» в [28].

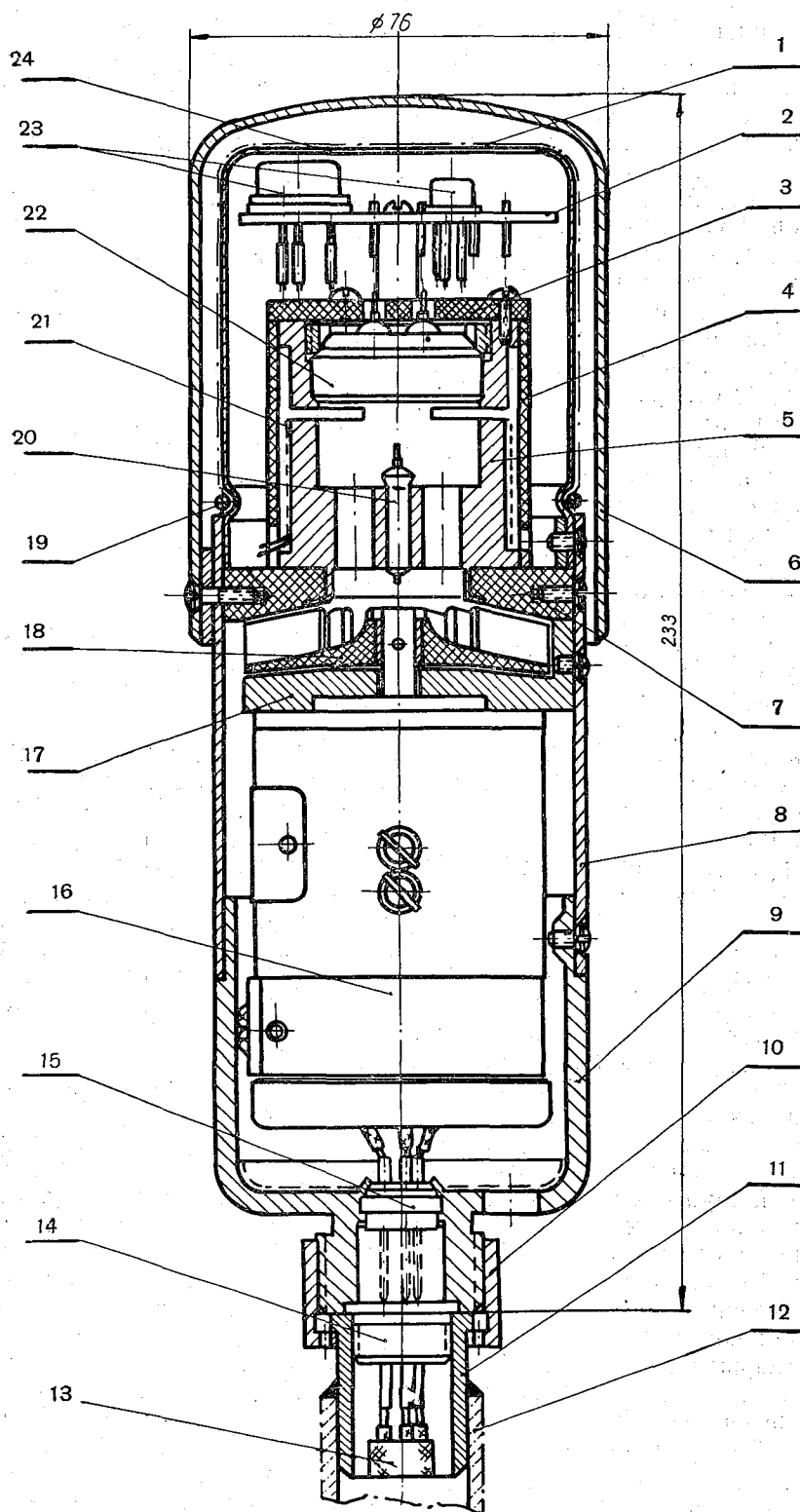


Рис. 7.

диффузионного (рис. 5) типов, которые имеют одинаковые установочные и габаритные размеры. Датчик рассчитан на непрерывные измерения влажности воздуха в диапазоне от -40 до $+50^{\circ}\text{C}$ по точке росы. Датчик устанавливается на открытом воздухе. Его конструкция рассчитана на самые неблагоприятные условия погоды: осадки до 10 мм/мин. , пыльные бури, резкие колебания температуры воздуха и т. д. Основные узлы датчика — чувствительный элемент, термостат, фильтр и вентилятор. Чувствительный элемент 22 установлен в корпусе 5 термостата, изготовленном из меди. Корпус 5 термостата имеет прорези и сверления для циркуляции анализируемого воздуха. В одном из сверлений установлено термосопротивление 20 типа ММТ-4, являющееся датчиком температуры. Вокруг корпуса 5 термостата намотан нагревательный элемент 21 (манганиновый провод в шелковой изоляции диаметром $0,4\text{ мм}$ и сопротивлением 12 ом). Стакан 4, крышка 3 и фланец 7 (из пластмассы) обеспечивают теплоизоляцию термостата. Фланец 7, на котором смонтирован термостат, установлен в корпусе датчика, образованном стаканом 8 и основанием 9, и крепится винтами. Фланец 7 вместе с корпусом 5 термостата образуют всасывающий коллектор центробежного вентилятора. Отпрессованное из пластмассы рабочее колесо 18 последнего установлено на валу коллекторного двигателя 16 (типа Д7-Л). Двигатель, рассчитанный на напряжение 27 в, питается напряжением 20 в (т. е. работает с недогрузкой) и может вращаться со скоростью до 7000 об/мин. , обеспечивая циркуляцию анализируемого воздуха с необходимой скоростью. Двигатель установлен на фланце 17, в котором выфрезерованы выхлопные каналы. Фланец 17 устанавливается в стакане 8 и крепится так же, как фланец 7.

Фильтр включает каркас 24 (перфорированный алюминиевый стакан), чехол 1 из ткани ФПП-15-1,5 и пружинящее кольцо 19. Чехол 1 надевается на каркас 24 и закрепляется кольцом 19. Каркас 24 плотно вставляется в стакан 8 и крепится винтами. Ультратонкие волокна фильтрующей ткани ФПП-15-1,5, изготавливаемые из полимерных материалов, гидрофобны и обладают очень стойким электростатическим зарядом, что придает ткани чрезвычайно высокую задерживающую способность по отношению к пыли и аэрозолям любой степени дисперсности [29], поскольку частицы пыли и аэрозолей заряжены. Фильтрующая ткань одновременно служит для дополнительной теплоизоляции элементов датчика. На гетинаксовой плате 2 смонтированы триоды 23 и другие детали схемы терморегулятора¹.

Колпак 6 защищает элементы датчика от осадков и других атмосферных явлений. Он крепится тремя винтами к стакану 8 и фланцу 7. Анализируемый воздух забирается через кольцевой зазор между стаканом 8 и колпаком 6. Датчик устанавливается на стойке 12 (отрезок стальной трубы диаметром 30 мм) таким образом, чтобы воздухозаборные отверстия (нижняя кромка колпака 6) находились на уровне 2 м над поверхностью земли. Датчик может устанавливаться также на корабле. Датчик прикрепляется к стойке 12 при помощи приваренного к ней кронштейна 11 и накидной гайки 10, навинчиваемой на нарезанную нижнюю часть основания 9 датчика. В основание 9 вмонтирована пятиштырьковая вилка 15 штепсельного разъема, соединенная с чувствительным элементом, терморегулятором и двигателем. Сопрягаемая часть штепсельного разъема (гнездо 14) посредством кабеля 13 соединена с блоком питания, устанавливаемым на метеорологической стан-

¹ Схема терморегулятора заимствована из статьи Г. С. Зиновьева и В. Н. Михайлова [30].

ции. Длина кабеля (типа КНР) может достигать 1000 м. Блок питания имеет цилиндрический корпус диаметром 102 мм и высотой 180 мм, рассчитанный для монтажа на щите.

Анализируемый воздух, забираемый из окружающей атмосферы, протекая с небольшой скоростью, после фильтра проходит через лабиринт термостата и подогревается до температуры последнего. Температура термостата автоматически поддерживается на уровне $50 \pm 2^\circ \text{C}$. Подогретый воздух течет под чувствительным элементом, поступает в вентилятор и выбрасывается в атмосферу через отверстие в основании 9. Таким образом, чувствительный элемент имеет постоянный контакт с воздухом, циркулирующим в термостате. Процесс измерения

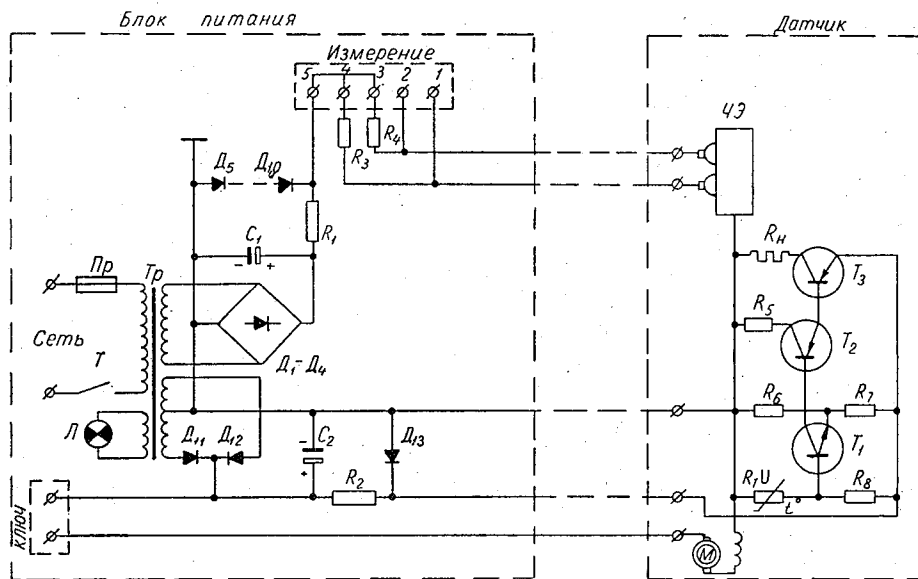


Рис. 8.

влажности может осуществляться непрерывно или периодически. В промежутке между периодическими измерениями двигатель может быть отключен.

На рис. 8 представлена принципиальная электрическая схема гигрометра. К чувствительному элементу 4Э подводится стабилизированное напряжение 60 в постоянного тока, к схеме терморегулятора — стабилизированное напряжение 12 в постоянного тока, напряжение питания двигателя не стабилизируется. Напряжение на калиброванных сопротивлениях R_3 и R_4 , пропорциональное протекающему через них току электролиза основной и вспомогательной секций чувствительного элемента, измеряется автоматическим цифровым вольтметром, который может иметь печатающую приставку. Вольтметр включается через разъем «Измерение» между штырьками 1 и 3 (основная секция) или 2 и 3 (вспомогательная секция чувствительного элемента, которая служит для контроля исправности датчика). Для непосредственного измерения тока электролиза вместо перемычек между штырьками 3, 4 и 5 включается миллиамперметр соответствующего класса точности: между штырьками 4 и 5 (основная секция) или между 3 и 5 (вспомогательная секция).

В блоке питания смонтированы разделительный трансформатор Tr , предохранитель Pr (на 0,5 а), тумблер T , сигнальная лампочка L , выпрямитель на диодах $D_1—D_4$ (Д206), фильтр (конденсатор C_1 и сопротивление R_1), стабилизатор напряжения питания чувствительного элемента на стабилитронах $D_5—D_{10}$ (Д818Е), а также выпрямитель на диодах $D_{11}—D_{12}$ (Д303), фильтр на конденсаторе C_2 и сопротивлении R_2 и стабилизатор напряжения на стабилитроне D_{13} (Д815Д) для питания схемы терморегулятора. К блоку питания подводится напряжение 220 в, 50 гц от сети, максимальная потребляемая мощность 25 вт.

Схема терморегулятора, смонтированная в датчике, работает следующим образом. Термосопротивление R_T (ММТ-4, 4,3 ком), встроенное в корпус термостата, вместе с сопротивлениями R_6 , R_7 и R_8 образует мост, уравновешенный при номинальной температуре термостата ($+50^\circ\text{C}$). Ток небаланса, вызванный отклонением действительной температуры термостата от номинальной, поступает на вход усилителя мощности на триодах T_1 (П101), T_2 (П14) и T_3 (П203) с коэффициентом усиления по току 10^4 . В цепь коллектора выходного каскада усилителя включен нагревательный элемент R_H термостата. Ток нагревательного элемента автоматически регулируется таким образом, что температура термостата поддерживается постоянной при изменениях окружающей температуры в широких пределах.

Результаты испытаний

Лабораторные испытания макетных образцов гигрометров производились в гигростате ПО-18 и термокамере типа МР-500 завода *Нета* (ГДР). Контрольные измерения производились при низких значениях влажности воздуха по методу К. Фишера, при средних и высоких значениях влажности — при помощи психрометра БМ-4. Результаты испытаний двух образцов диффузионного амперометрического гигрометра приведены на рис. 9. По оси абсцисс отложены значения влажности в *ppm*, по оси ординат — ток чувствительных элементов в ма. Образцы гигрометра отличаются параметрами отверстия. Из графика видно, что шкалы гигрометров линейны. Максимальное отклонение отдельных экспериментальных точек от прямой не превосходит 1,5—2,0% при изменениях влажности анализируемого воздуха в пределах от 0 до 40 000 *ppm*. Это значит, что верхний предел измерений расширяется по сравнению с существующими амперометрическими гигрометрами в десятки раз (гигростат ПО-18 не позволяет получить более высокие значения влажности). При изменениях температуры воздуха в пределах от -50 до $+50^\circ\text{C}$ температура чувствительного элемента остается постоянной в пределах $50 \pm 2^\circ\text{C}$. Время запаздывания 2—2,5 мин.

Для изучения зависимости результатов измерений от давления воздуха гигрометры устанавливались в герметичной камере, соединенной с линией сжатого воздуха и вакуумным насосом. Давление в камере устанавливалось на заданном значении в пределах от 0,5 до 2 ата путем регулирования количества воздуха, поступающего в камеру из линии сжатого воздуха, и количества воздуха, откачиваемого насосом. В пределах ошибки опыта ($\pm 2—3\%$) показания гигрометров не зависят от давления воздуха.

Результаты испытаний макетных образцов эффузионного амперометрического гигрометра и кулонометрического гигрометра аналогичны. Время запаздывания эффузионного амперометрического гигрометра составляет 5—8 мин., время одиночного замера влажности воздуха при

помощи образцового кулонометрического гигрометра при объеме $V_0 = 0,5$ л составляет 8—10 мин. Таким образом, предварительные экспериментальные данные подтверждают выводы, полученные теоретически.

Выводы

1. Теоретически показана возможность разработки амперометрических гигрометров, удовлетворяющих основным требованиям, предъявляемым к гигрометрам для метеорологии.

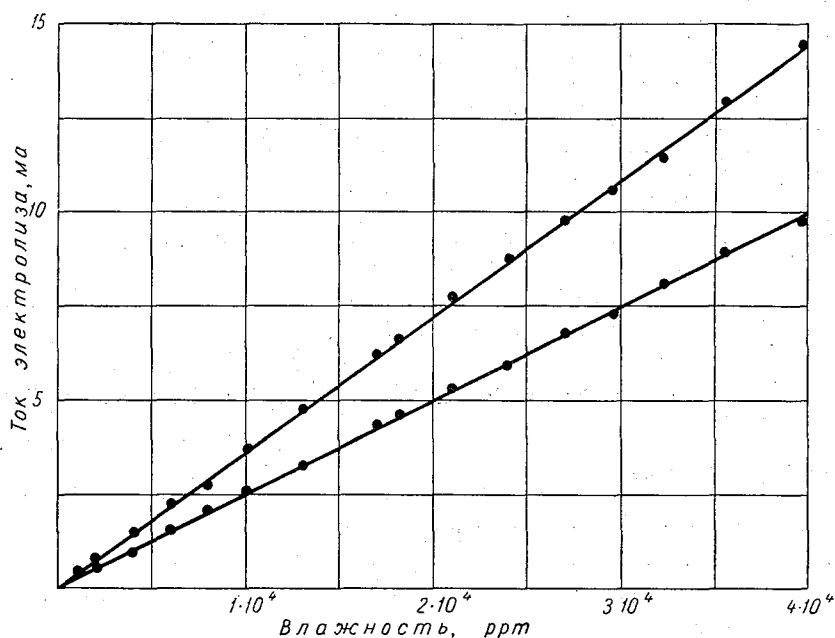


Рис. 9.

2. Выведено уравнение шкалы существующего амперометрического гигрометра с постоянным расходом анализируемого газа через чувствительный элемент. Показано, что гарантируемая фирмами и предприятиями-изготовителями точность $\pm 5\%$ в действительности не обеспечивается.

3. Выведены уравнения шкалы эффузионного амперометрического, диффузионного амперометрического и кулонометрического гигрометров, дан анализ уравнений шкалы и расчет погрешностей измерений. Предсказаны важнейшие технические характеристики гигрометров, обеспечивающие преимущество их перед существующими амперометрическими гигрометрами: точность измерений 1—1,5%, практически неограниченный сверху диапазон измерений, независимость результатов измерений от давления, расхода, скорости воздуха, а для эффузионного амперометрического, а также кулонометрического гигрометров также от состава газа. Обеспечивается возможность стандартизации выходной величины. В результате упрощения конструкции и уменьшения размеров чувствительного элемента обеспечивается возможность термостатирования последнего; таким образом, практически исключается зависимость результатов измерений от температуры.

4. Разработана конструкция каждого из вариантов гигрометра. Изготовлены и испытаны действующие макеты гигрометров. Результаты испытаний полностью подтверждают выводы, сделанные на основе теории.

5. Эффузионный и диффузионный амперометрические гигрометры можно рекомендовать для измерений в метеорологии, кулонометрический гигрометр — для контрольных измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Keidel F. A., Apparatus for Water Determination, патент США № 2830945, 15 IV 1958.
2. Keidel F. A. Determination of Water by Dyrect Amperometric Measurement, Analytical Chemistry, № 12, 1959, 2043—2048.
3. Brogan N. B. et al., Electrolytic Moisture Measuring Apparatus, патент США № 2976728, 28 III 1961.
4. Berry C. E. Electrolytic Element, патент США № 2993853, 25 VII 1961.
5. Czuba M., Berry C. E., патент ФРГ № 1168669 (приоритет США от 13 VII 1961).
6. Taylor E. S. New Instrument for the Moisture Analysis of "Freon" Fluorinated Hydrocarbons, Refrigerating Engineering, № 7, 1956, 41—47, 87.
7. Halter R. C. et al. Electrolytic Moisture Analyzer, Oil and Gas Journal, № 5, 1961, 127—129.
8. Baumann F. Application of Amperometric Hygrometers to the Determination of Water in Gases below 10 p. p. m., Analytical Chemistry, 34, 1962, № 12, 664—665.
9. Crawshaw F. K. et al. Electrolytic Hygrometers for Measurements in Gases down to a few Parts per Million, Journal of Scientific Instruments, 36, 1959, № 3, 121—125.
10. Cole L. G. et al. Continuous Coulometric Determination of Parts peer Million of Moisture in Organic Liquids, Analytical Chemistry, 31, 1959, № 12, 2048—2059.
11. Ein elektrolytisches Hygrometer für Gase, Archiv für technisches Messen, № 1, 1960, 18—19.
12. CEC new Type 26-304 Moisture Monitor, Process Control and Automation, 9, 1962, № 12, 560.
13. Kunststoff-Rundschau, 10, 1963, № 5, 267.
14. Chapman R. L. Process Stream Analyzers, Instruments and Control Systems, № 9, 1962, 158.
15. Demonstration of Beckman Instruments, Process Control and Automation, № 2, 1958, 54—57.
16. Automatic Analysis in Petroleum Chemical Processing, Chemical Products, 23, 1960, № 6, 249—252.
17. Приборы для определения свойств, состава и состояния вещества (фирма Эллот). Изд. ЦИНИЭлектронпром, 1963, 94—100.
18. Bönnhoff A. Elektrische Mess- und Regelungscechnik in der chemischen Industrie, Elektrotechnische Zeitschrift, 79, № 17, 1958, 607—610.
19. Карпов А. К. [и др.]. Прибор для непрерывного определения влагосодержания природных газов. Газовая промышленность, № 4, 1962, 37—43.
20. Попов А. Ф. Электрический гигрометр для измерения малых влажностей. Приборостроение, № 5, 1963, 12—14.
21. Смирнов А. Н. [и др.]. Автоматизация процессов сушки в промышленности и сельском хозяйстве. Машгиз, 1963, 277—285.
22. Пинхусович Р. Л. Вопросы теории кулонометрического гигрометра. Автоматизация химических производств, вып. 1—2, 1963, 44—49.
23. Пинхусович Р. Л. Теория кулонометрического гигрометра для случая анализа влаги в водороде. Автоматизация химических производств, вып. 3, 1963, 51—53.
24. Справочник химика, т. 3. Под ред. Б. П. Никольского. Госхимиздат, 1952.
25. Справочник химика, т. 1. Под ред. Б. П. Никольского. Госхимиздат, 1962.
26. Кэй Дж. и Лэби Т. Таблицы физических и химических постоянных. Физматгиз, 1962.
27. Крупенькин С. К. Заявки № 932700/26—10, 10 XII 1964 и № 948085/26—10, 6 IV 1965.
28. Алексеев Н. Г., Прохоров В. А., Чмутов К. В. Электронные приборы и схемы в физико-химическом исследовании. Госхимиздат, 1961.
29. Петряиов-Соколов И. В. [и др.]. Авторское свидетельство СССР № 138768, приоритет 16 июля 1960 г.
30. Зиновьев Г. С., Михайлов В. Н. Термостат для полупроводниковых приборов. Приборы и техника эксперимента, № 1, 1964, 188—189.

В. И. МИХАЙЛЕНКО

ИЗМЕРЕНИЕ ВЛАЖНОСТИ ВОЗДУХА ОПТИКО-АКУСТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Рассматривается оптико-акустический метод анализа газов с точки зрения применения его для целей гигрометрии, а также описывается принцип действия и устройство оптико-акустического гигрометра, пригодного для производства метеорологических измерений, контрольных измерений в гигростатах, регулировки влажности в гигростатах и других установках, требующих контроля и регулировки влажности воздуха.

1. Сущность метода

В основе оптико-акустического метода анализа газов лежит обнаруженный в 1880 г. Беллом, Тиндалем и Рентгеном оптико-акустический эффект. Этот эффект заключается в том, что если газ, способный поглощать инфракрасную радиацию, подвергнуть облучению потоком модулированного инфракрасного излучения, то в результате возникает колебание температуры газа и его давления, а также акустические колебания. Частота колебаний зависит от частоты модуляции потока, а интенсивность колебаний — от способности данного газа поглощать инфракрасную радиацию и от интенсивности радиации.

В 1938 г. советский ученый М. Л. Вейнгеро́в предложил использовать оптико-акустический эффект для газового анализа и создал первые образцы оптико-акустических газоанализаторов.

Оптико-акустические газоанализаторы получили большое распространение в Советском Союзе и за рубежом. Непрерывное усовершенствование конструкции оптико-акустических газоанализаторов и значительное повышение точности быстро расширяют область их применения.

Оптико-акустический метод пригоден также для измерения влажности воздуха, так как пары воды имеют интенсивные полосы поглощения в инфракрасной области спектра. Однако из-за отсутствия теоретических и экспериментальных разработок этого метода применительно к гигрометрии в настоящее время отечественная промышленность оптико-акустические гигрометры не выпускает.

В Смоленском филиале НИИ Теплоприбор ведутся работы по разработке оптико-акустического датчика влажности газообразных сред, который может быть применен в метеорологической службе.

Как показали работы Салля [1] и Панкратова [2], оптико-акустический эффект приближенно может быть описан следующей формулой

(при бесконечно большом акустическом сопротивлении кюветы и микрофона):

$$p = \frac{p_0 Q}{TG \sqrt{1 + \left(\omega \frac{c_v}{G}\right)^2}}, \quad (1)$$

где p — давление; p_0 — статическое давление газа в кювете; T — абсолютная температура; G — тепловая проводимость системы газ—кювета; c_v — теплоемкость газа; ω — круговая частота модуляции; Q — амплитуда теплового потока, выделяющегося в кювете.

В свою очередь амплитуда теплового потока может быть определена следующим соотношением [3]:

$$Q = \frac{1}{2} A, \quad (2)$$

где A — поток радиации, поглощенный парами воды, заполняющими кювету.

Определение потока радиации, поглощаемого в оптико-акустической кювете, может быть сделано лишь весьма приближенно, так как для этого необходимо знать интенсивность потока радиации на входе.

Для монохроматического излучения поглощение радиации парами воды при низких влажностях описывается законом Бугера—Ламберта—Беера [4]:

$$I = I_0 e^{-\varepsilon a l}, \quad (3)$$

где I_0 и I — интенсивность потока до и после прохождения слоя паров воды; ε — коэффициент поглощения; a — абсолютная влажность газа; l — длина пути, проходимого потоком.

Для радиационных потоков в широком спектральном диапазоне, в котором наблюдается сильная зависимость коэффициента поглощения от длины волны, закон поглощения радиации усложняется. Нередко в этом случае используют уравнение Эльзассера

$$I = I_0 \left(1 - \frac{1}{z} \sqrt{\pi \varepsilon' a l}\right), \quad (4)$$

где z — ширина полосы поглощения; ε' — максимальный коэффициент поглощения, соответствующий центру полосы (остальные обозначения прежние).

Интенсивность потока радиации может быть определена достаточно точно, если будут известны параметры источника радиации и светосила оптической системы устройства.

Таким образом, величина оптико-акустического эффекта определяется при прочих равных условиях величиной поглощенного в кювете потока радиации и тепловыми параметрами заполняющей кювету газовой смеси. При уменьшении теплоемкости и теплопроводности газа в кювете величина оптико-акустического эффекта увеличивается. Поэтому в качестве непоглощающей примеси используется одноатомный газ.

2. Некоторые результаты экспериментальных исследований

В оптико-акустических газоанализаторах наиболее часто применяются оптические схемы, основанные на дифференциальном методе.

Поэтому было решено в установке для проведения экспериментальных исследований по созданию оптико-акустического гигрометра применить также дифференциальную оптическую схему измерения, аналогичную измерительной схеме оптико-акустических газоанализаторов.

На рис. 1 изображена блок-схема установки для проведения экспериментальных исследований. Она состоит из двух идентичных оптических каналов, двух источников инфракрасной радиации, излучение от которых направляется с помощью отражателей в оптические каналы, и дифференциального приемника радиации, называемого иногда мерной камерой.

Потоки радиации, модулируемые с частотой 5 гц, проходят через сравнительную и рабочую кюветы и поступают в лучеприемное устройство, представляющее собой два идентичных цилиндра. Цилиндры сообщаются каналами с мерной кюветой, разделенной упругой мембраной микрофона на две половины. Лучеприемные цилиндры герметически закрыты окнами, пропускающими инфракрасную радиацию.

Разность давлений, обусловленная поглощением инфракрасной радиации парами воды в рабочей кювете, преобразуется конденсаторным микрофоном в электрический сигнал, который усиливается и регулируется.

Как известно, молекулы воды в парообразном состоянии имеют полосы поглощения, максимумы которых расположены у 1,13; 1,38; 1,46; 1,86; 2,66; 3,15; 6,26 мк и т. д. Сравнение интенсивности указанных полос поглощения показывает, что самое сильное поглощение происходит на длине волны 6,26 мк. На остальных длинах волн ближнего инфракрасного диапазона поглощение значительно слабее. Из сравнения величины обобщенного коэффициента поглощения для различных полос поглощения паров воды следует, что в полосе 6,26 мк поглощается столько же, сколько на всех основных полосах до 6 мк, и почти в два раза больше, чем на полосе 2,7 мк. Проведенные эксперименты, а также анализ спектральной характеристики паров воды показали, что наиболее целесообразно использовать излучение в области 6,2 мк [5].

Основная трудность анализа в области выше 4—5 мк заключается в том, что оптические материалы, пригодные для этой области, весьма ограничены. Оптические материалы, идущие на изготовление окон кювет, не должны растворяться в воде, должны выдерживать сильные вибрации, быть стойкими к действию кислотных и щелочных паров и обладать высокой прозрачностью.

Наиболее подходящим материалом для окон является фтористый кальций (флюорит) [6].

Специфика применения оптико-акустического метода к измерению влажности газов состоит в том, что здесь приходится иметь дело с малыми объемными концентрациями.

Так, 100% относительной влажности при нормальном атмосферном давлении и температуре +20° С при переводе в единицы объемной кон-

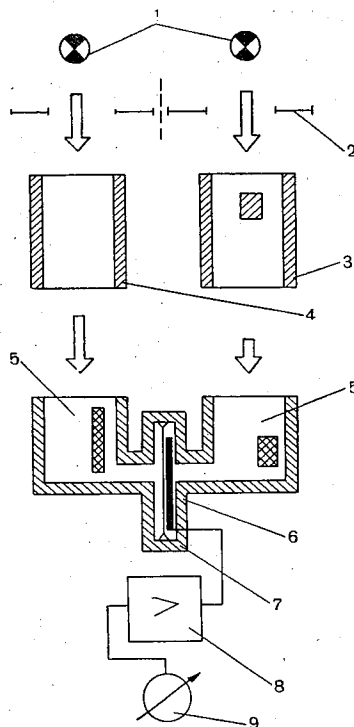


Рис. 1. Блок-схема оптико-акустической установки.

1 — источники излучения, 2 — облучатель, 3 — рабочая кювета, 4 — сравнительная кювета, 5 — лучеприемники, 6 — конденсаторный микрофон, 7 — микрофонная кювета, 8 — усилитель, 9 — прибор.

центрации соответствует приблизительно 3% паров воды. По конструктивным соображениям и из-за изменчивости температуры окружающей среды создание такой концентрации в лучеприемных цилиндрах невозможно.

В ряде случаев заполнение лучеприемных цилиндров производится газообразным аммиаком или двуокисью азота, которые имеют интенсивные полосы поглощения в области 6,2 мк. Однако эксперименты показали, что в этом случае, несмотря на увеличение оптико-акустического эффекта, чувствительность оптико-акустической кюветы к парам воды

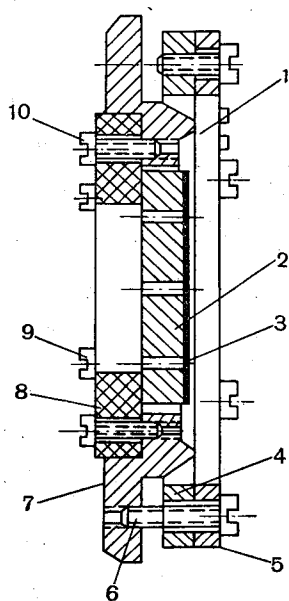


Рис. 2. Конструкция конденсаторного микрофона.

1 — подвижный электрод, 2 — неподвижный электрод, 3 — изоляционная пленка, 4 — кольцо, 5 — кольцо, 6 — винт, 7 — основание, 8 — изоляционное кольцо, 9, 10 — винты.

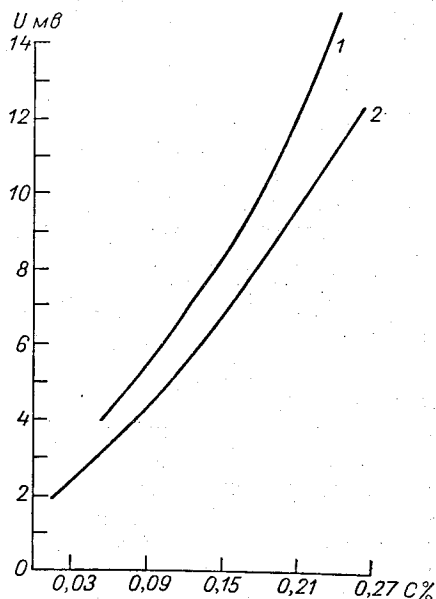


Рис. 3. Кривые, поясняющие выбор оптимального заполнения микрофонной кюветы аргоном (1) и азотом (2).

резко уменьшается. Кроме того, фтористый кальций, из которого изготовлены окна кюветы, разрушается растворами аммиака.

Преобразование изменения давления в оптико-акустической кювете производится с помощью конденсаторного микрофона.

На рис. 2 показана принятая конструкция микрофона. Микрофон представляет собой конденсатор, электроды которого образованы мембраной 1 (подвижный электрод) и пластиной 2 (неподвижный электрод).

Электрод изготавливается из нержавеющей стали (поверхность которой слабо поглощает). Неподвижный электрод выполнен из алюминиевой фольги толщиной 7 мк. Неподвижный электрод покрывается слоем эмульсии из фторопласта 3 толщиной 5—7 мк.

Неподвижный электрод с помощью винтов 9 соединен с изоляционным кольцом 8, которое изготавливается из фторопласта. Обойма, образованная кольцами 4 и 5, крепится на основании 7 винтами 6. К тому

же основанию винтами 10 крепится кольцо 8 с неподвижным электродом 2.

Нанесение фторопластового слоя на неподвижный электрод увеличивает начальную емкость не больше чем на 2—3 пф, что практически не сказывается на результате преобразования.

Предлагаемая конструкция конденсатора позволила уменьшить влияние вибраций и улучшить электрические свойства конденсатора.

Проведено исследование оптимального заполнения оптико-акустической камеры парами воды и выбор пассивного газа.

Оптимальное заполнение микрофонной кюветы для газов рассматривается в работе [7]. Оптимальное заполнение микрофонной кюветы парами воды определено экспериментально.

На рис. 3 показаны кривые зависимости показаний прибора на выходе микрофонной кюветы от концентрации паров воды. Нетрудно заметить, что при увеличении концентрации паров воды сигнал увеличивается. Однако при объемных концентрациях, превышающих 2%, ухудшается стабильность (появляются «броски»), увеличиваются шумы микрофонной кюветы.

Разбавление концентрации паров воды газом, имеющим меньшую теплоемкость, увеличивает сигнал и уменьшает собственные шумы. Это объясняется тем, что пассивный газ рассредоточивает поглощение радиации по всему объему лучеприемников центральными частями линий поглощения, что значительно уменьшает потери на теплоотдачу окну и стенкам лучеприемников и увеличивает величину разности звуковых давлений, а следовательно, и величину сигнала. Такое заполнение микрофонной кюветы увеличивает также отношение сигнала от полного потока радиации, а следовательно, и чувствительность установки.

Экспериментально установлено, что оптимальная объемная концентрация паров воды в оптико-акустической кювете должна быть 1,5—2% по отношению к основному газу, в качестве которого выбрали аргон, при нормальном давлении и температуре +20°С. Такое заполнение кюветы обеспечивает стабильность и хорошую чувствительность, возможность работы при изменении температуры окружающей среды от +15 до +40°С.

Определение оптимального заполнения мерной кюветы является важным фактором при выборе оптимального объема лучеприемных цилиндров.

Изменение объема цилиндров производилось путем изменения их длины. На рис. 4 показана кривая зависимости выходного сигнала от длины лучеприемников при заполнении камеры азотом (относительная влажность при температуре +20°С в камере поддерживалась постоянной — около 60%).

При увеличении объема чувствительность микрофонной кюветы увеличивается. Однако рост чувствительности за счет увеличения длины лучеприемников приводит к ухудшению избирательности. Кроме того, увеличение объема приводит к тому, что постоянная времени кюветы возрастает.

Чувствительность оптико-акустических газоанализаторов достигает 0,01% объемной концентрации CO_2 при шкале 0—1%. Степень поглощения инфракрасной радиации водяным паром выше, чем у углекислого газа. Но если положить их равными, то 0,01% объемной концентрации паров воды при атмосферном давлении соответствует значению абсолютной влажности 0,08 г/м³.

Чувствительность оптико-акустических гигрометров может быть повышена путем увеличения длины рабочей камеры кюветы.

Для оптико-акустического метода измерения влажности характерно увеличение чувствительности при уменьшении содержания паров воды в газе. Это вытекает из характера зависимости поглощения радиации влажным газом от его относительной и абсолютной влажности.

Проведенные эксперименты позволили разработать конструкцию опытного образца оптико-акустического датчика влажности со следующими техническими характеристиками:

1. Пределы измерения относительной влажности 15—100%.
2. Температура измеряемой среды от +15 до +40° С.
3. Основная погрешность измерения $\pm 2,5\%$ диапазона измерения.
4. Выходной сигнал изменяется от 0 до 5 ма постоянного тока при изменении влажности от нулевого до максимального значения.

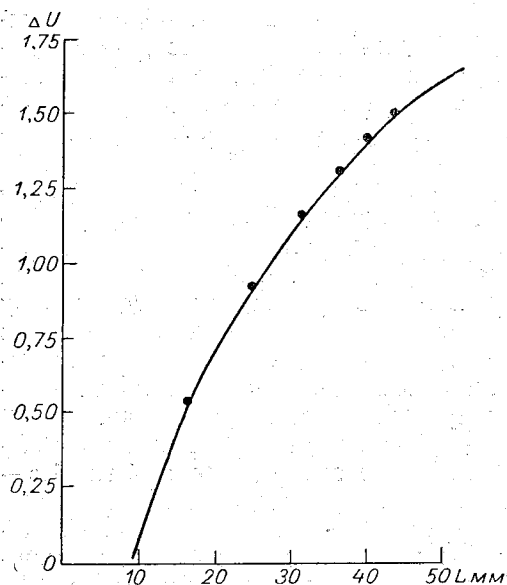


Рис. 4. Зависимость выходного сигнала от длины лучеприемников.

5. Разница между показаниями, полученными при подходе с прямого и обратного ходов датчика, равна $\pm 1\%$ диапазона измерения.

6. Изменение показаний, обусловленных влиянием неопределяемых компонентов газовой смеси (CO_2) не превышает $\pm 0,1\%$ диапазона измерения.

7. Изменение градуировки в течение десяти суток непрерывной работы не превышает величины основной погрешности.

8. Расход анализируемой газовой смеси от 0,15 до 0,5 л/мин. не вносит погрешности в измерение.

9. Инерционность датчика при изменении влажности от 15 до 80% не превышает 20 сек.

10. Потребляемая мощность 125 в·а для датчиков с электрическим выходом и 100 в·а для датчиков с пневматическим сигналом.

3. Оптико-акустический датчик

Для того чтобы в кратчайшие сроки наладить серийный выпуск датчиков, при их разработке особое внимание было обращено на возможность применения базовых конструкций. Чтобы удовлетворить повышенные требования к автоматическим датчикам влажности воздуха, в оптико-акустическом датчике применен компенсационный метод измерения.

Как видно из блок-схемы (рис. 5), потоки инфракрасной радиации, создаваемые излучателями из нихрома 1, поступают в два оптических канала. Оба потока одновременно прерываются обтюратором 2. Частота обтюрации 5 гц.

В правом канале модулированный поток радиации проходит последовательно фильтровую 3 и рабочую 4 кюветы и после отражения от пластины 5 попадает в правый лучеприемный цилиндр микрофона 6.

Конденсаторный микрофон-приемник преобразует изменение давления в лучеприемном цилиндре, обусловленное поглощением инфракрасной радиации парами воды в рабочей кювете, в электрический сигнал.

Сигнал поступает с конденсаторного микрофона на микрофонный каскад 7, который выполнен в виде катодного повторителя, а с него на усилитель напряжения 8. Затем после детектирования, осуществляемого синхронным выпрямителем 9, он подается на усилитель мощности 10 и далее на управляющую обмотку реверсивного двигателя 13, который перемещает рычаг компенсирующей заслонки 14. Перемещение заслонки происходит до тех пор, пока оба потока не уравниваются. Следовательно, мерой влажности газа или газовой смеси (воздух) будет перемещение компенсирующей заслонки. Величина перемещения компенсирующей заслонки определяется по шкале, укрепленной на колесе

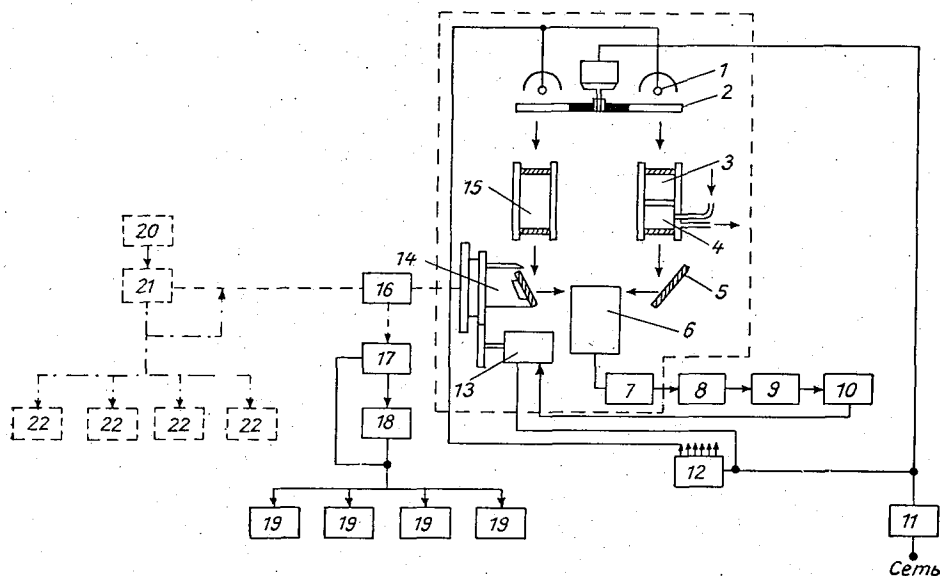


Рис. 5. Блок-схема оптико-акустического датчика влажности.

1 — излучатели, 2 — obtюратор, 3 — фильтровая кювета, 4 — рабочая кювета, 5 — отражающая пластина, 6 — микрофонная кювета, 7 — микрофонный каскад, 8 — усилитель напряжения, 9 — детектор, 10 — усилитель мощности, 11 — стабилизатор напряжения, 12 — блок питания, 13 — реверсивный двигатель, 14 — компенсирующая заслонка, 15 — сравнительная кювета, 16 — механизм передачи углового перемещения, 17 — гальванометр, 18 — ВЧ-генератор, 19 — указывающие, регистрирующие и регулирующие приборы, 20 — источник питания сжатого воздуха, 21 — пневмоусилитель, 22 — указывающие и регулирующие пневматические приборы.

реверсивного двигателя. На этом же колесе ставится лекало, профиль которого соответствует кривой поглощения инфракрасной радиации парами воды. Лекало является входным элементом механизма передачи углового перемещения 16. Угловое перемещение лекала преобразуется с помощью блоков гальванометра 17 и электронного генератора 18 в электрический сигнал постоянного тока. К выходу преобразователя подключаются в зависимости от потребности указывающие, регистрирующие и регулирующие приборы с электрическим входом 19. Выходной сигнал пропорционален влажности газа.

В случае необходимости на выходе датчика можно получить пневматический сигнал, для чего используется пневмомеханический преобразователь, состоящий из механизма углового перемещения 16 и пневмоусилителя 21. Питание пневмомеханического преобразователя осуществляется сжатым воздухом от источника питания 20.

Конструкция датчика. Датчик состоит из оптического блока, усилителя, компенсирующего устройства, преобразователя и стабилизатора напряжения.

Оптический блок включает в себя два излучателя, выполненных из нихромовой проволоки, рабочую и две фильтровые кюветы, микрофонную кювету с лучеприемниками, обтюратор и нулевую заслонку.

Рабочие и фильтровые кюветы выполнены в виде полых цилиндров с отверстиями, закрытыми с обеих сторон флюоритовыми пластинами. Диаметр кювет 25 мм. Длина рабочей кюветы 100 мм.

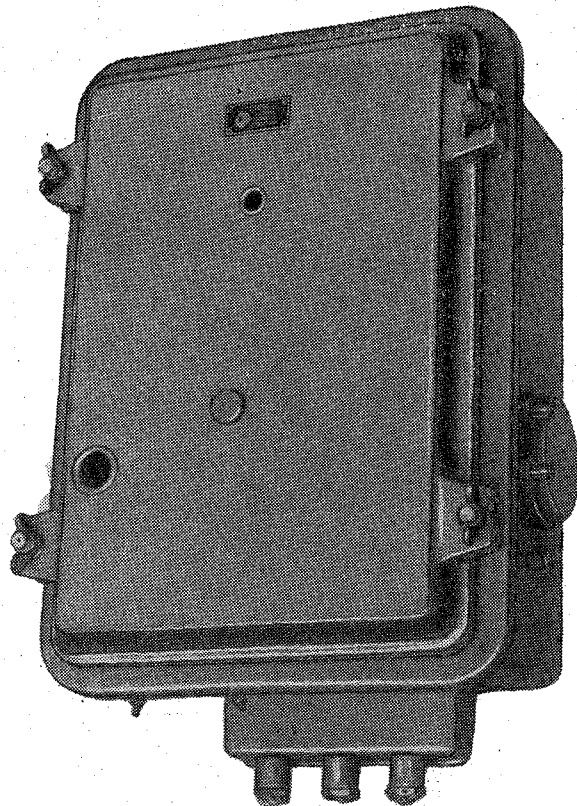


Рис. 6. Внешний вид опико-акустического датчика.

Микрофонная кювета состоит из латунного герметизированного корпуса, внутри которого устанавливается конденсаторный микрофон, и двух лучеприемных цилиндров. Внутренняя поверхность цилиндров хромирована и отполирована. С одной стороны они герметично закрыты флюоритовыми пластинами, а с другой — зеркальными пластинами. Каждый из цилиндров сообщается с соответствующими предметными объемами. Длина лучеприемников 35 мм, диаметр 25 мм. Лучеприемники и предметные объемы заполнены влажным аргонном, абсолютная влажность которого $10,6 \text{ г/м}^3$. Заполнение осуществляется через четыре штуцера на корпусе кюветы. С левой стороны корпус имеет проходной изолятор, через который выводится провод, подключающий неподвижный электрод конденсаторного микрофона. Мембрана микрофона имеет электрический контакт с корпусом камеры. Вращение

обтюратора осуществляется синхронным двигателем СД-60. Обтюратор перекрывает не только оба канала, но и фотосопротивление, освещаемое электрической лампочкой, для синхронного выпрямителя.

Электронный усилитель взят от модернизированного газоанализатора серии ОА.

Компенсирующее устройство состоит из реверсивного двигателя РД-09, заслонки, колеса со шкалой, имеющей 100 делений. Угол поворота 0—330°. Перемещение заслонки 12 мм.

Преобразователь предназначен для преобразования угла поворота колеса в стандартный унифицированный сигнал 0—5 ма постоянного тока. Он включает в себя лекало, измерительный рычаг, гальванометр и высокочастотный генератор.

Преобразователи описаны в [8].

В качестве стабилизатора использован феррорезонансный стабилизатор напряжения С-0,09.

Узлы оптического блока, компенсирующего устройства и преобразователя смонтированы на плате, которая укреплена на четырех амортизаторах в корпусе. В верхней части корпуса размещен усилитель.

Корпус датчика такой же, как у оптико-акустических газоанализаторов серии ОА, выпускаемых Смоленским заводом средств автоматики и аналитических приборов (рис. 6).

Вес датчика без стабилизатора не превышает 30 кг.

Заключение

По метеорологическим характеристикам оптико-акустический метод может быть в некоторой степени сравним с инфракрасным методом измерения влажности (основанным на непосредственном измерении поглощения инфракрасного излучения водяным паром в определенных областях спектра) [9, 10]. Хотя приборы, основанные на последнем методе, являются наиболее совершенными, высокая стоимость ограничивает область их применения.

Гигрометры, основанные на оптико-акустическом методе, также обладают рядом преимуществ, как-то:

- 1) возможностью измерения влажности газов в широком диапазоне, что достигается путем применения рабочих кювет различной длины;
- 2) высокой чувствительностью (можно ожидать, что оптико-акустический гигрометр будет иметь чувствительность до 0,0002 г/м³);
- 3) относительной простотой применяемой аппаратуры;
- 4) высокой избирательностью;
- 5) малой инерционностью;
- 6) сравнительно высокой точностью.

Как показано в [11], дальнейшее усовершенствование оптико-акустических приборов возможно путем применения однолучевой схемы увеличения пороговой чувствительности приемника радиации. Однако акустические гигрометры найдут применение в метеорологии, а также в других отраслях науки и техники.

ЛИТЕРАТУРА

1. Саль А. О. ЖТФ, 29, 1959.
2. Панкратов Н. А. Оптико-механическая промышленность, 2, 1957, стр. 16.
3. Бреслер П. И. Элементы теории и расчета оптико-акустических газоанализаторов на основе некоторых закономерностей поглощения инфракрасной радиации газами. Автоматические газоанализаторы. Изд. ЦИНТИЭлектропром, 1961.
4. Качурин Л. Г. Электрические измерения аэрофизических величин. Изд. ЛГУ, 1962.

5. Калининкова Н. Д. К использованию оптико-акустического метода для измерения влажности газов. Труды НИИТеплоприбор, № 1, 1964.
6. Хекфорд Генри Л. Инфракрасное излучение. Изд-во «Энергия», 1964.
7. Саль А. О. Оптика и спектроскопия, № 2, 1959.
8. Михайленко В. И. Преобразователи для оптико-акустических газоанализаторов. Приборы и средства автоматизации, № 11, 1964.
9. Броунштейн А. М. Исследование поглощения радиации водяным паром при различных его плотностях и температурах. Труды ГГО, 42 (104), 1953.
10. Шапкиня А. Д. Инфракрасный гигрометр ИКГ-1 для измерения влажности воздуха. Передовой научно-технический и производственный опыт, № 33—63—471/6, ГОСИНТИ, 1963.
11. Вейнгер М. Л. Физические основы создания оптических газоанализаторов, в которых используется поглощение инфракрасной и ультрафиолетовой радиации. Автоматические газоанализаторы. Изд. ЦИНТИЭлектропром, 1961.

ДАТЧИК ПАРАМЕТРОВ ВЕТРА ?

Описывается устройство датчика ветра автоматической гидрометеорологической станции. Датчик обеспечивает измерение средней и максимальной скоростей и направления ветра.

Датчик предназначен для работы в составе унифицированной автоматической телеизмерительной гидрометеорологической станции (УАТГМС), представляющей собой специализированное счетно-решающее устройство, ведущее измерение, обработку и кодирование ряда метеорологических элементов, в том числе и параметров ветра (средняя и максимальная скорости ветра за каждую десятиминутку и направление ветра).

Управление датчиком ветра осуществляется УАТГМС путем подачи импульсов от электронных часов. Выработка средней скорости ветра за 10 мин. осуществляется УАТГМС в два приема: сначала в датчике получается средняя скорость за 1 мин., а затем в самом центральном устройстве производится осреднение за 10 последних минутных интервалов. Система двухступенчатого осреднения скорости ветра (сначала за 1 мин., а затем за 10 мин.) дает возможность получить дискретно-скользящее осреднение. Это позволяет обновлять значение средней за 10 мин. скорости ветра за каждую минуту.

Для осуществления дискретно-скользящего осреднения 10 последовательных значений минутных средних скоростей запоминаются в 10 ячейках памяти УАТГМС. Каждое последующее значение средней скорости за минуту переписывается начиная с первой ячейки, т. е. значение за 11-ю минуту записывается в первую ячейку вместо старого значения, за 12-ю — во вторую, ..., за 20-ю — в десятую, за 21-ю минуту — снова в первую и т. д.

Таким образом, в любой момент сумма значений минутных средних скоростей в 10 ячейках всегда равна средней скорости ветра за истекшую десятиминутку.

Выработка максимальной скорости ветра за 10 мин. осуществляется по тому же принципу, что и выработка средней скорости: сначала в датчике получается максимальная скорость за 1 мин., а затем в центральном устройстве производится выбор максимальной скорости ветра за десятиминутный интервал. Так же как для средней скорости ветра, используется дискретно-скользящий принцип выработки максимальной скорости ветра.

С учетом сказанного выше датчик параметров ветра совместно с центральным устройством УАТГМС должен вырабатывать:

а) среднюю скорость ветра, осредненную дискретно-скользящим методом за десятиминутные интервалы в пределах 1—40 м/сек. с точностью $(0,5 \pm 5\% \bar{v})$ м/сек.;

б) максимальную скорость ветра за одну и ту же десятиминутку со средней скоростью в пределах от 5 до 60 м/сек. с точностью $(1 \pm \pm 7\% v)$ м/сек.;

в) направление ветра от 0 до 360° с точностью 10°.

Под максимальной скоростью ветра понимается максимальное значение порыва ветра за данный промежуток времени. Так как практически представляют интерес порывы ветра, продолжительность которых

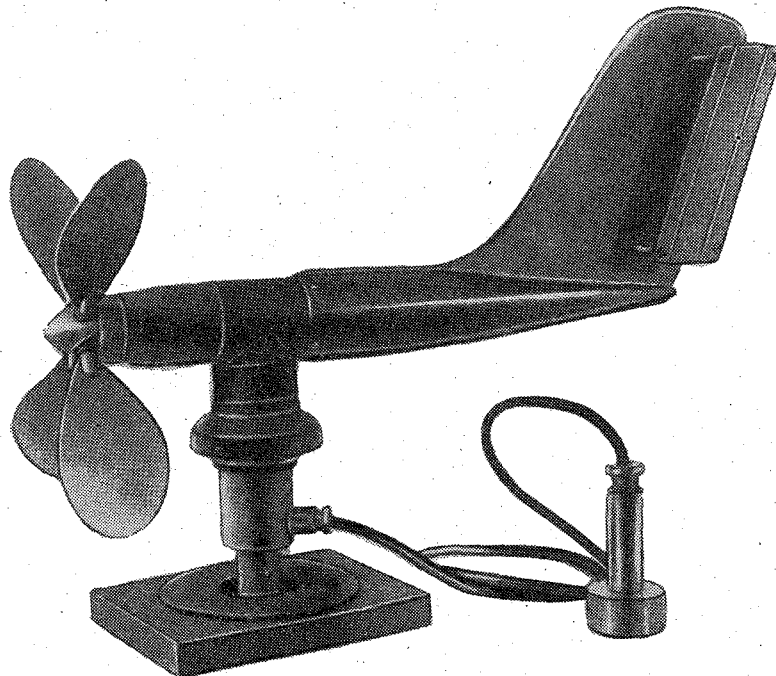


Рис. 1.

не менее 2—5 сек., то принимаем, что датчик ветра должен измерять максимальные порывы ветра продолжительностью не менее 3 сек., т. е. максимальные значения мгновенной скорости ветра, осредненной за последовательные трехсекундные интервалы времени.

А. Ветрочувствительный приемник

В целях унификации ветрочувствительных элементов в качестве ветроприемника рассматриваемого датчика используется винтовой приемник скорости ветра от разработанного анеморумбометра М-63 и анеморумбографа М-64 (рис. 1).

Винтовой приемник скорости ветра является чувствительным элементом как средней, так и максимальной скорости ветра.

Измерение средней скорости построено на принципе измерения пути, проходимого воздушным потоком за рассматриваемый интервал времени. За это время винт сделает определенное число оборотов, пропор-

циональное средней скорости. Максимальная скорость ветра за определенный промежуток времени есть максимальное значение мгновенной скорости ветра, осредненной за последовательные трехсекундные интервалы, и определяется суммарным углом поворота винта за трехсекундный интервал.

Б. Преобразование параметров ветра

Средняя и максимальная скорости ветра. В ветроприемнике осуществляется преобразование скорости ветра в число импульсов, пропорциональное этой скорости. В качестве преобразователя M_4 (рис. 2) используется контактная группа безъякорного реле, замыкаемая постоянным магнитом, укрепленным на оси винта.

При максимальном значении мгновенной скорости ветра (60 м/сек.) преобразователь вырабатывает 180 имп/3 сек. Цена одного импульса будет равна $\frac{1}{3}$ м/сек. Отсюда мгновенное значение скорости ветра в цифровом виде равно

$$v_{\text{мгн}} = \frac{1}{3} n \text{ м/сек.}, \quad (1)$$

где n — число импульсов за 3 сек.

Из тарифовочных характеристик четырех лопастных винтов с диаметром 400 мм и постоянным шагом, равным 50° , следует, что при скорости 60 м/сек. винт должен делать около 1800 об/мин. Для этого в процессе регулировки устанавливают угол заклинивания лопастей винта так, чтобы получить необходимое число оборотов. За 3 сек. винт при скорости ветра, равной 60 м/сек., сделает N оборотов:

$$N = \frac{1800 \cdot 3}{60} = 90 \text{ об.}$$

Так как за время одного оборота постоянный магнит замкнет контакты 2 раза, то за 3 сек. при скорости 60 м/сек. датчик выработает 180 импульсов.

Для выработки средней скорости ветра необходимо суммировать число импульсов за рассматриваемый интервал времени. Исходя из линейной зависимости числа оборотов от скорости ветра, находим, что при $\bar{v} = 40$ м/сек. число оборотов винта за минуту

$$N = \frac{1800 \cdot 40}{60} = 1200 \text{ об/мин.},$$

т. е. преобразователь вырабатывает $n_1 = 2400$ имп/мин.

Отсюда легко получить среднюю скорость за минуту

$$\bar{v} = \frac{1}{60} n_1 \text{ м/сек.} \quad (2)$$

Направление ветра. Направление ветра измеряется углом от 0 до 360° , определяющим положение флюгарки и отсчитываемым от истинного меридиана. Однако направление ветра может измеряться и в пределах нескольких оборотов флюгарки, т. е. шкала направления беспредельна, что налагает свои особые требования.

Так как в УАТГМС используется специальное кодирующее устройство «напряжение—код», то наиболее простым является преобразование направления ветра в напряжение с последующим кодированием напряжения с помощью имеющегося преобразователя. Для преобразования угла поворота флюгарки в напряжение используется круговой потенцио-

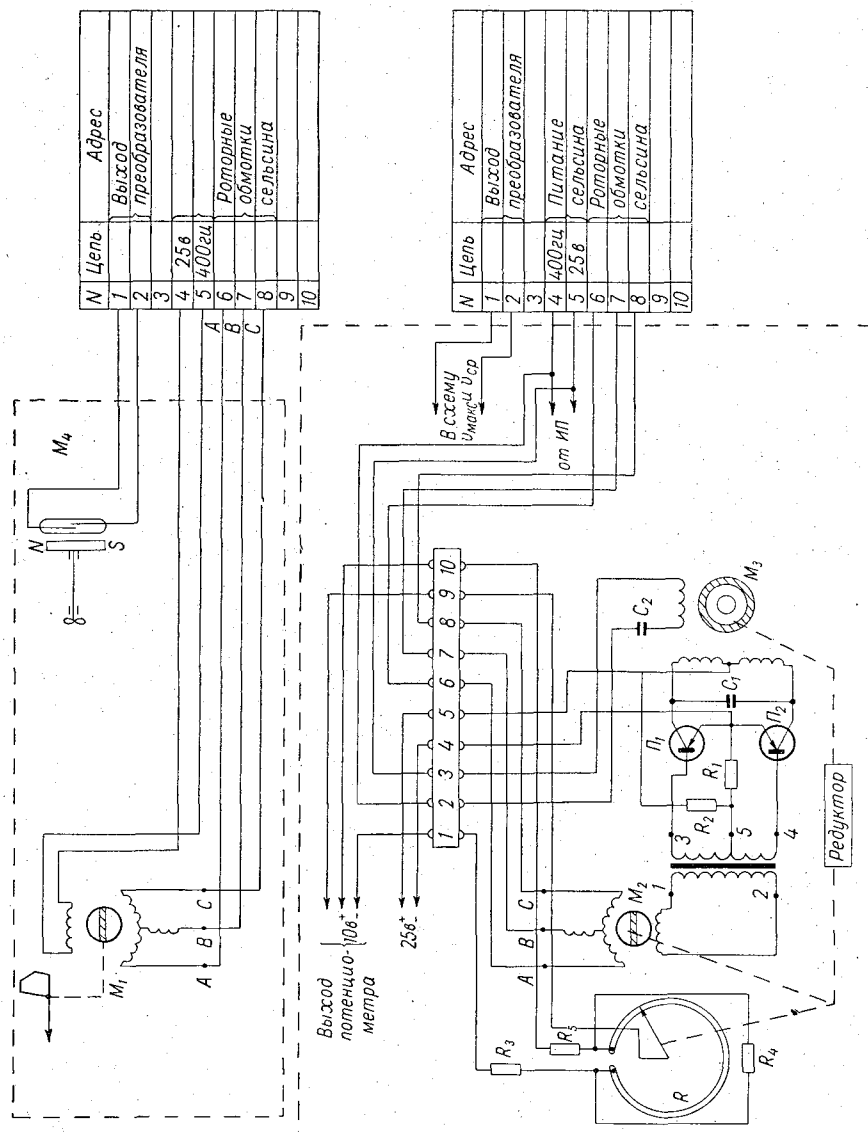


Рис. 2.

метр R , находящийся в помещении и соединенный с осью флюгарки с помощью маломощного следящего привода (рис. 2). В следящем приводе используются бесконтактные сельсины типа БС-2, включенные в трансформаторном режиме. Особенность следящего привода заключается в том, что он дает возможность получить постоянную времени отработки угла рассогласования сельсина-датчика и сельсина-приемника в широком диапазоне. Это позволяет сгладить короткопериодные порывы по направлению и, таким образом, измерить осредненное значение направления. Постоянная времени следящего привода позволяет осреднить направление ветра в пределах 35—40 сек.

Конструктивно конец и начало обмотки кругового потенциометра изолированы друг от друга вкладышем, угловая величина которого из соображений точности не более 3° . Угловая ширина скользящей щетки не должна превышать 2° , чтобы не замкнуть начало и конец обмотки.

В. Выработка максимальной скорости ветра за 1 мин.

При измерении максимальной скорости ветра за 1 мин. необходимо:

- а) измерить среднюю скорость за 3 сек.,
- б) сравнить ее с максимальной средней скоростью за предыдущие трехсекундные интервалы,
- в) оставить (запомнить) максимальную из этих двух скоростей,
- г) при окончании минутного интервала передать максимальную из имевшихся за этот интервал средних скоростей за 3 сек. в запоминающее устройство УАТГМС. Это значение средней скорости будет соответствовать максимальной скорости ветра за 1 мин.

Рассматриваемое устройство не только осуществляет измерение средней скорости ветра за 3 сек., но и сравнивает ее с максимальной скоростью ветра за предыдущие трехсекундные интервалы.

Г. Структурная схема устройства выработки максимальной скорости ветра

Импульсы от датчика поступают в блок формирования и синхронизации их с тактами УАТГМС (рис. 3). Импульс с выхода блока поступает одновременно с одним из четырех имеющихся тактовых импульсов станции. Синхронизация входного импульса нужна для того, чтобы в регистрах A , B и в промежуточном регистре не было наложения входного импульса на импульсы, поступающие от блока центрального устройства. Регистр B (PB) служит для хранения максимальной скорости ветра за определенный интервал времени. Регистр A (PA) служит для подсчета средней скорости ветра за 3 сек. и одновременно для сравнения этой скорости с максимальной скоростью ветра за интервал времени, прошедший от начала измерения максимальной скорости.

Промежуточный регистр (PR) является вспомогательным, служит для временного хранения числа, находящегося в регистрах A и B , и передачи его в эти регистры в соответствии с алгоритмом определения максимальной скорости ветра.

Управляющий ключ на структурной схеме не указан.

Допустим, что в PB уже имеется какое-то число, соответствующее максимальной скорости ветра за определенный интервал времени. Рассмотрим, как происходит сравнение этой скорости со средней скоростью за следующий трехсекундный интервал.

Трехсекундные импульсы считывания по связи 4 передают число из PB в прямом коде в PR и в PA в коде, дополняющем до 2;59 (где вто-

рая группа соответствует целому числу $v_{\max}$ м/сек. за предыдущие интервалы, а первая группа — дробной части $v_{\max}$ м/сек., причем цена единицы равна $1/3$ м/сек.).

Из *ПР* в следующий такт число по связи 7 передается в *РВ* без изменения, т. е. в результате в *РВ* остается число, находившееся там же до импульса считывания. В *РА* по связи 3 поступают импульсы от схемы синхронизации, количество которых за 3 сек. определяется скоростью ветра за этот промежуток времени. При поступлении импульса по связи 3 число из *РА* передается в *ПР* по связи 5 с прибавлением единицы, и оттуда в следующий такт станции число поступает обратно в *РА* по связи 6, но уже на единицу большее, чем было до подачи импульса по связи 3.

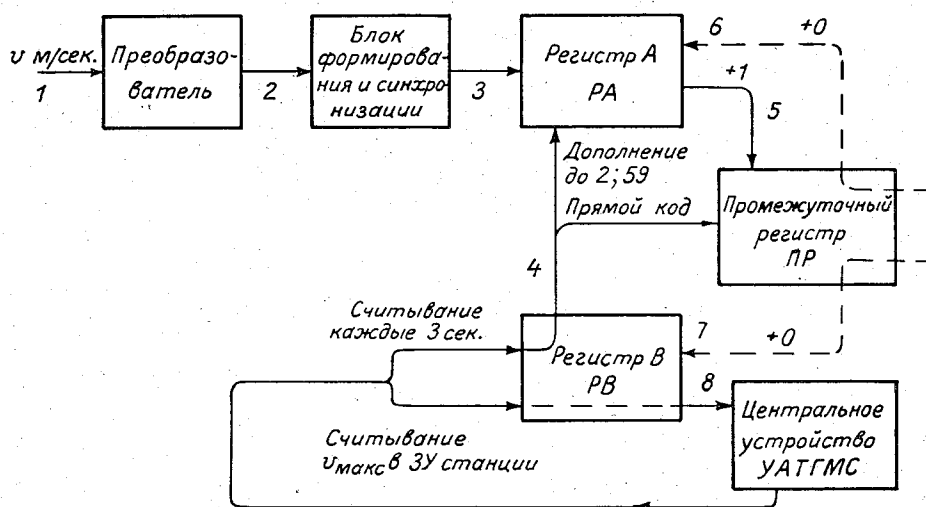


Рис. 3.

Если средняя скорость за рассматриваемый трехсекундный интервал меньше максимальной средней скорости за предыдущие интервалы, записанной в *РВ*, то число импульсов, поступивших за 3 сек. в *РА*, меньше числа в *РВ* и сумма числа этих импульсов и числа, являющегося дополнением до 2;59, всегда меньше 2;59. В этом случае по истечении трехсекундного интервала в *РВ* остается старое число, которое импульсом считывания по связи 4 снова передается в *РА* и *ПР*. В дальнейшем снова производится сравнение числа в *РВ* с числом импульсов, соответствующим средней скорости ветра за следующий трехсекундный интервал.

Если средняя скорость за рассматриваемый трехсекундный интервал больше, чем средняя скорость за предыдущие трехсекундные интервалы, то число импульсов, поступивших в *РА*, будет больше числа в *РВ*. При этом сумма этого числа импульсов и числа, являющегося дополнением числа в *РВ* до 2;59, будет больше 2;59.

В этом случае при переходе числа в *РА* через 2;59 дается сигнал переполнения *РА*, по которому число по связи 4 из *РВ* поступает в *ПР* и *РА* и затем по связям 6 и 7 передается из *ПР* в *РА* и *РВ* без изменения. Таким образом, теперь в *РА* записано число, находящееся в *РВ*, в прямом коде.

При подаче импульса по связи 3 это число передается в *ПР* по связи 5 с прибавлением единицы. В следующий такт станции число из *ПР* передается по связям 6 и 7 в *РА* и *РВ*. При подаче по связи 3 следующего импульса последовательность действий повторяется.

Таким образом, по истечении трехсекундного интервала в *РВ* будет находиться число, соответствующее средней скорости ветра за этот трехсекундный интервал.

Рассмотрим это на примере.

Число, находившееся в *РВ*, 1;35 (соответствует $v_{\text{макс}} = 35 \frac{1}{3}$ м/сек.). Число, соответствующее средней скорости за рассматриваемый трехсекундный интервал, 2;40 ($v_{\text{макс}} = 40 \frac{2}{3}$ м/сек.). Дополнение 1;35 до 2;59 составляет 1;24. 1;24 — начальная запись в *РА*. До числа в *РА*, равного 2;59, число в *РВ* не менялось.

Для того чтобы получить в *РА* число 2;59, нужно подать 206 импульсов по связи (это соответствует числу 1;35). Один импульс идет на выявление переполнения. Итого осталось $122 - 106 - 1 = 15$ импульсов. Эти 15 импульсов поступают в *РВ*. В результате число в *РВ* будет: $106 + 15 = 121$ или в принятом в схеме коде, соответствующем числу $v_{\text{макс}}$ в м/сек., 1;40. Это на $\frac{1}{3}$ м/сек. меньше, чем должно быть. Эта поправка учитывается при обработке результатов измерений. Считывание результата производится каждую минуту по связи 8. Максимальная скорость ветра за минуту поступает в запоминающее устройство УАТГМС, где хранятся данные за предыдущие девять минутных интервалов. Центральное устройство производит выбор максимальной скорости за 10 мин. по имеющимся в его памяти данным за 10 минутных интервалов.

Д. Структурная схема устройства выработки средней скорости ветра (рис. 4)

Выработка средней скорости ветра заключается в уменьшении числа импульсов, поступающих от преобразователя, до заданной величины (получение нужного масштаба $\bar{v}$) и счете импульсов. Преобразователь, блок формирования и синхронизации являются общими с соответствующими частями устройства для выработки $v_{\text{макс}}$. Каждую минуту данные о средней скорости ветра по связям 6 и 5 считываются в ячейки памяти центрального устройства УАТГМС. В центральном устройстве производится подсчет средней скорости ветра за 10 мин. по имеющимся 10 значениям за минутные интервалы, что обеспечивает выдачу средней скорости всегда за прошедший десятиминутный интервал с обновлением его значения каждую минуту.

Е. Полная структурная схема датчика параметров ветра (рис. 5)

Полная структурная схема практически собрана из структурных схем, рассматриваемых выше.

Сигнал от ветроприемника скорости ветра через линию связи поступает на преобразователь и блок формирования и синхронизации. Преобразователь и блок формирования и синхронизации являются общими для схем выработки максимальной и средней скоростей ветра.

Схема выработки средней скорости ветра состоит из пересчетных ячеек и счетчика. Содержимое счетчика считывается минутным импуль-

сом (связь 6) из центрального устройства УАТГМС в запоминающее устройство УАТГМС (связь 5).

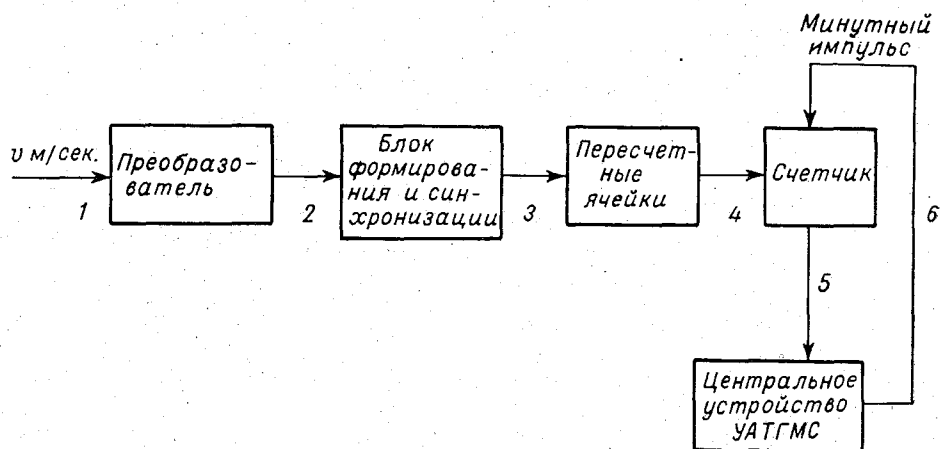


Рис. 4.

Схема выработки максимальной скорости ветра состоит из трех регистров — РА, РВ и ПР. Максимальная скорость ветра за минутный интервал считывается минутным импульсом от центрального устройства

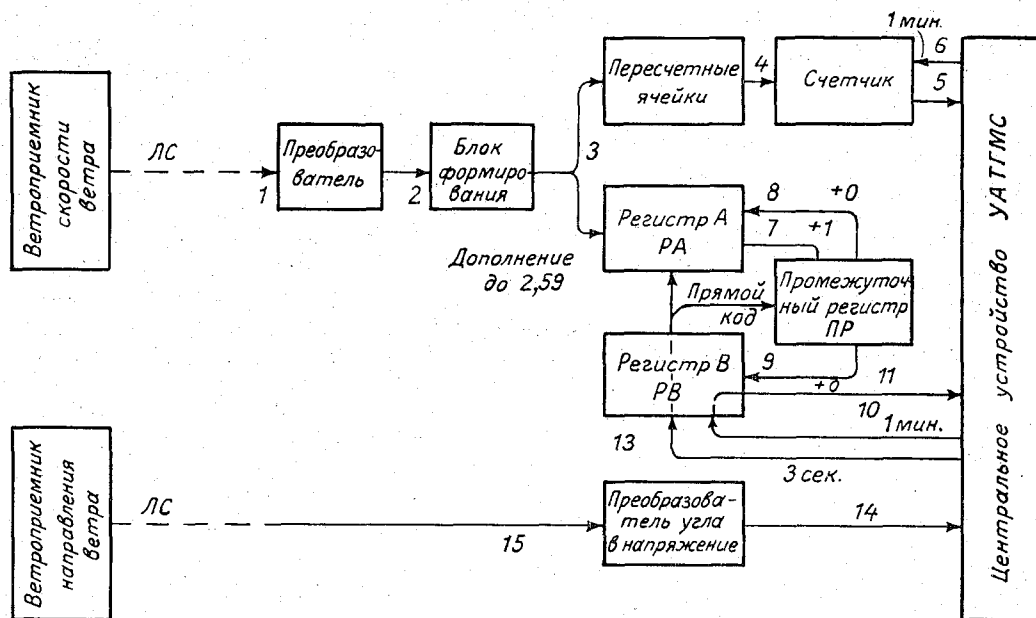


Рис. 5.

УАТГМС по связи 10 и передается в ЗУ УАТГМС (связь 11). Трехсекундный импульс поступает в РВ по связи 13.

Сигнал от ветроприемника направления ветра поступает от преобразователя угла в напряжение по связи 14 в кодирующее устройство УАТГМС.

При построении принципиальных схем для узлов выработки максимальной и средней скоростей ветра использованы ферритовые схемы, основанные на принципе распределения токов. Выбор принципа построения схем определяется высокой надежностью схем и легкостью согласования с центральным устройством УАТГМС.

Предлагаемый датчик работает в составе опытных образцов УАТГМС, разработанных в ГГО.

Выводы

1. Рассмотренный датчик параметров ветра предназначен для работы в составе автоматической телеизмерительной метеорологической станции (УАТГМС). От центрального устройства на датчик поступают трехсекундные импульсы для выработки максимальной скорости ветра и импульсы минут. Это же устройство осуществляет вторую часть работы по выработке $\bar{v}$ — получение среднего значения скорости ветра по десяти средним значениям скорости за минутные интервалы, а также выбор максимальной скорости из десяти минутных максимумов.

2. Датчик параметров ветра осуществляет:

а) выработку средней скорости за каждую минуту, что дает возможность в дальнейшем получить дискретно-скользящее осреднение, т. е. обновлять среднее за 10 мин. значение скорости ветра через каждую минуту;

б) выработку максимальной скорости ветра через каждую минуту, что дает возможность в дальнейшем получить максимум из 10 минутных максимумов, причем каждую минуту обновляется значение «старейшего» минутного максимума. Этим достигается измерение $\bar{v}$ и $v_{\text{макс}}$ за прошедшую десятиминутку;

в) выработку направления ветра с осреднением его значения за счет большой постоянной времени следящего привода узла направления в пределах 35—40 сек.

3. Устройство выработки средней и максимальной скоростей ветра за минуту построено с использованием ферритовых схем, в основу которых положено свойство распределения токов, и пересчетных схем с интегрированием импульсов напряжения. Это дает возможность получать высоконадежные схемы, работа которых не зависит от изменения любого параметра элементов в широких пределах.

4. Ветрочувствительные элементы и первичные преобразователи (импульсное устройство и сельсин), находящиеся в условиях открытой атмосферы, очень простые и в силу этого достаточно надежные в эксплуатации.

5. Датчик параметров ветра может быть использован для создания цифропечатающего анеморумбографа или цифрового анеморумбометра.

Л. М. ПЕРСИН, С. М. ПЕРСИН

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ КОММУТАЦИИ ВЫСОКООМНЫХ ДАТЧИКОВ

Приводится общий анализ погрешности бесконтактных коммутаторов напряжения (одноступенчатых и двухступенчатых). Предлагается способ повышения точности бесконтактных коммутаторов высокоомных датчиков, основанный на введении фильтров, и способ компенсации возникающей при этом динамической погрешности.

Коммутация выходных сигналов датчиков позволяет производить измерения большого числа элементов с помощью одной и той же измерительной аппаратуры. В дальнейшем рассматривается коммутация напряжения постоянного тока, являющаяся наиболее сложной и актуальной. В многоканальных измерительных системах с использованием датчиков напряжения коммутатор входных напряжений является одним из важнейших элементов системы, в ряде случаев лимитирующим их быстродействие и точность.

Основными требованиями, предъявляемыми к коммутаторам напряжения в современных многоканальных цифровых измерительных системах, являются точность, продолжительный срок службы, надежность и экономичность, а во многих случаях — при измерении быстропротекающих процессов и при большом числе датчиков — также значительное быстродействие.

Наибольшая точность коммутации может быть достигнута при использовании контактных коммутаторов различных типов (релейных и т. д.). Однако подобные коммутаторы, как правило, мало пригодны вследствие невысокого быстродействия, а для ряда приложений — и с точки зрения срока службы и надежности.

Бесконтактные коммутаторы различных типов обладают повышенным быстродействием и надежностью, но значительно меньшей точностью. Получение высокой точности при бесконтактной коммутации особенно усложняется в тех случаях, когда выходные напряжения датчиков представляют собой сигналы малого уровня. В подобных измерительных системах, как правило, используются отдельные усилители для каждого датчика и коммутируются выходные напряжения усилителей, что существенно усложняет систему. Значительные трудности представляет также коммутация высокоомных датчиков.

Бесконтактные коммутаторы могут быть разбиты на две большие группы. В коммутаторах первой группы используется коммутация напряжений на входе общего измерительного устройства. В коммутаторах

второй группы используется коммутация схем сравнения (компараторов), точнее, их выходных импульсов. При этом отключения или подключения измеряемого напряжения не производятся. В подобных устройствах каждому измеряемому напряжению соответствует своя схема сравнения.

Наибольшее распространение получили коммутаторы первой группы, обладающие для большинства задач коммутации рядом преимуществ. Использование коммутаторов второй группы может быть целесообразным лишь в некоторых случаях. В дальнейшем рассматриваются только коммутаторы первой группы.

Анализ погрешности одноступенчатого коммутатора

Структурная схема коммутатора приведена на рис. 1. В этой схеме $D_1—D_n$ — датчики, $K_1—K_n$ — бесконтактные ключи, P — распределитель, управляющий ключами $K_1—K_n$, ИП — измерительный преобразователь. Это одна из многих возможных схем коммутаторов первой группы,

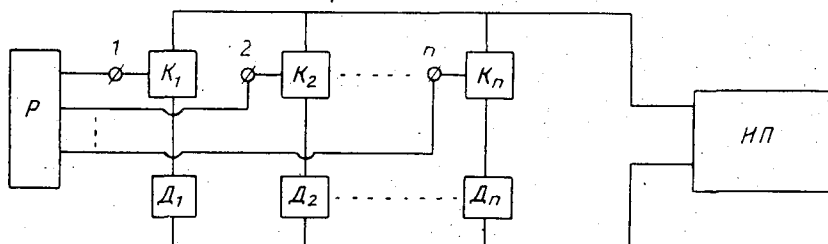


Рис. 1. Структурная схема одноступенчатого коммутатора.

однако работают все подобные схемы идентично, а именно поочередно (или в какой-либо последовательности, определяемой распределителем) подключают выходные напряжения датчиков к измерительному устройству.

Погрешности бесконтактных коммутаторов первой группы связаны с неидеальностью характеристик бесконтактных ключей. Ключ напряжения постоянного тока может быть охарактеризован следующими параметрами: остаточным напряжением в открытом состоянии U_0 , остаточным током в закрытом состоянии I_0 и величинами сопротивлений ключа в открытом и закрытом состояниях $R_{пр}$ и $R_{обр}$. Обобщенная эквивалентная схема бесконтактного ключа приведена на рис. 2. Величина U_0 вызывается падением напряжения на открытом ключе от коммутирующего напряжения (например, в известных диодных ключах на двух диодах это разность падений напряжений на диодах). Ток I_0 представляет собой ток утечки закрытого ключа, вызываемый коммутирующим (запирающим) напряжением. Значения параметров U_0 , I_0 , $R_{пр}$ и $R_{обр}$ в различных схемах ключей существенно различаются. Очевидно, идеальным является ключ, у которого остаточные ток, напряжение и прямое сопротивление равны нулю, а обратное сопротивление является бесконечным. Близким к идеальному является контактный ключ. Из числа бесконтактных ключей наибольшее распространение получили диодные и транзисторные ключи. Важным преимуществом транзисторных ключей перед диодными является, как правило, значительно меньшая величина U_0 . Большое распространение получили, в частности, транзисторные ключи на двух однотипных, встречно включенных полупроводниковых триодах,

что связано с рядом их достоинств (возможностью коммутации напряжений обеих полярностей как малого, так и большого уровня, частичной взаимной компенсацией триодов ключа, хорошими ключевыми характеристиками).

Эквивалентная схема коммутатора по рис. 1 приведена на рис. 3. Схема на рис. 3 соответствует положению коммутатора при подключенном первом датчике. В этой схеме $U_{д1} - U_{дn}$ — выходные напряжения

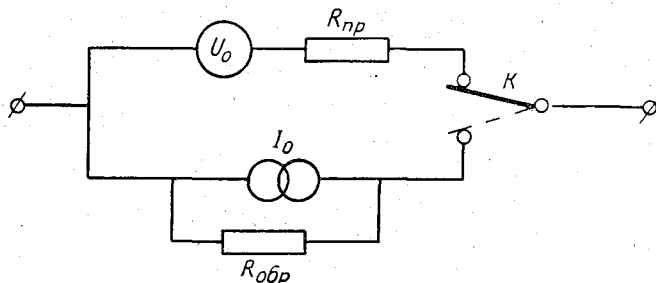


Рис. 2. Обобщенная эквивалентная схема бесконтактного ключа.

датчиков, $r_1 - r_n$ — внутренние сопротивления датчиков, $R_{вх}$ — входное сопротивление измерительного преобразователя. Из эквивалентной схемы видно, что погрешность, вносимая коммутатором при подключении одного из датчиков, определяется не только параметрами открытого

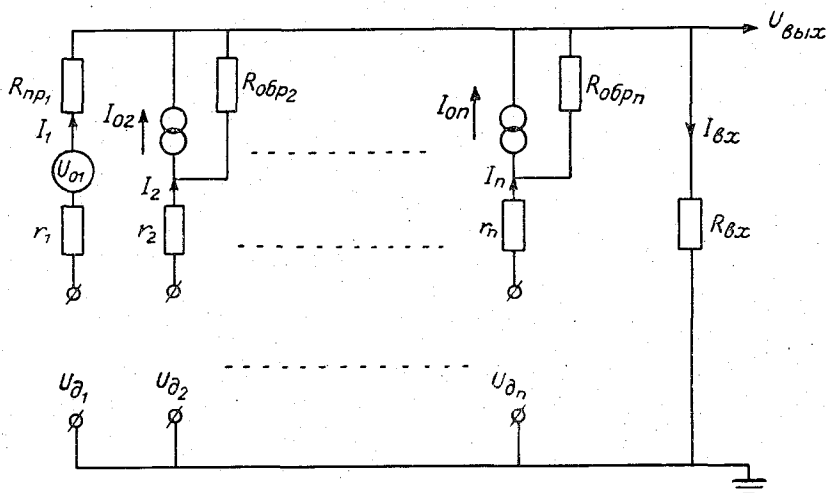


Рис. 3. Эквивалентная схема одноступенчатого коммутатора.

ключа, но и параметрами остальных (запертых) ключей. Определим величину этой погрешности. Полагая подключенным i -тый датчик и считая сопротивление датчиков много меньшим обратного сопротивления ключей, для величины тока I_i можно приближенно записать

$$I_i \approx - \sum_{j \neq i}^n \frac{U_{дj} - U_{выхi}}{R_{обрj}} - \sum_{j \neq i}^n I_{0j} + \frac{U_{выхi}}{R_{вх}}.$$

Выходное напряжение коммутатора равно

$$U_{выхi} = U_{дi} + U_{0i} - I_i (r_i + R_{нрi}).$$

Подставляя в это выражение значение I_i , для погрешности коммутации при подключении i -того датчика получим

$$\Delta_i = U_{\text{вых}_i} - U_{\text{д}_i} = -U_{\text{д}_i} \frac{R_{\text{пр}_i} + r_i}{R_{\text{э}_i} + R_{\text{пр}_i} + r_i} + \frac{U_{0_i} + (r_i + R_{\text{пр}_i}) \left(\sum_{j \neq i}^n \frac{U_{\text{д}_j}}{R_{\text{обр}_j}} + \sum_{j \neq i}^n \frac{I_0}{R_{\text{обр}_j}} \right)}{1 + \frac{R_{\text{пр}_i} + r_i}{R_{\text{э}_i}}}$$

где $\frac{1}{R_{\text{э}_i}} = \sum_{j \neq i}^n \frac{1}{R_{\text{обр}_j}} + \frac{1}{R_{\text{вх}_j}}$, т. е. $R_{\text{э}_i}$ равно сопротивлению параллельного соединения обратных сопротивлений запертых ключей и входного сопротивления измерительной схемы.

Как правило, в точных коммутаторах отношение $\frac{r_i + R_{\text{пр}_i}}{R_{\text{э}_i}}$ значительно меньше единицы. В этом случае вместо выражения (1) можно приближенно записать

$$\Delta_i \approx -U_{\text{д}_i} \frac{R_{\text{пр}_i} + r_i}{R_{\text{э}_i} + R_{\text{пр}_i} + r_i} + U_{0_i} + (r_i + R_{\text{пр}_i}) \left(\sum_{j \neq i}^n \frac{U_{\text{д}_j}}{R_{\text{обр}_j}} + \sum_{j \neq i}^n \frac{I_0}{R_{\text{обр}_j}} \right) \quad (2)$$

Как видно из выражения (2), погрешность коммутации по характеру зависимости ее от измеряемого напряжения $U_{\text{д}_i}$ может быть разбита на две составляющие. Первое слагаемое в правой части выражения (2) пропорционально величине измеряемого напряжения, остальные слагаемые не зависят от этой величины. Первое слагаемое характеризует погрешность коэффициента передачи напряжения подключенного датчика, точнее, степень отклонения коэффициента передачи от единицы. Остальные слагаемые характеризуют погрешность «нуля» коммутатора.

Оценим влияние параметров ключей и датчиков на величину погрешности коммутации. Как видно из выражения (2), погрешность «нуля» коммутатора складывается из погрешностей от остаточного напряжения U_0 открытого ключа, от остаточных токов I_0 запертых ключей и от токов утечки через обратные сопротивления запертых ключей.

Из выражения (2) следует, что особенно важное значение имеет выходное сопротивление датчика. За исключением погрешности от U_0 , все составляющие погрешности коммутации возрастают прямо пропорционально величине $|R_{\text{пр}_i} + r_i|$.

Рассмотрим практический пример. Пусть величина $R_{\text{пр}_i} + r_i = 1$ ком, $n = 50$, $R_{\text{обр}} = 10$ Мом, $I_0 = 0,1$ мка. Взятые значения $R_{\text{обр}}$ и I_0 соответствуют достаточно хорошему ключу. Принимая параметры ключей равными, получим, что максимальная величина приведенной погрешности от токов утечки через обратные сопротивления ключей вызываемых напряжениями $U_{\text{д}_j}$, может достигать 0,5%. Величина абсолютной погрешности от токов утечки I_0 при тех же условиях может достигать 5 мВ, что существенно понижает точность при коммутации малых сигналов.

Приведенный пример показывает, что даже при сравнительно небольших выходных сопротивлениях датчиков ($r + R_{\text{пр}} = 1$ ком) и при ма-

лых значениях остаточного тока и обратной проводимости $Y_{обр} = \frac{1}{R_{обр}}$

подобная схема коммутатора дает существенную ошибку. В случае сравнительно высокоомных датчиков (r порядка 10 ком) приведенные выше значения погрешностей увеличиваются на порядок.

Рассмотрим погрешность коммутации, связанную с нестабильностью коэффициента передачи подключенного напряжения. При принятых выше значениях параметров и $R_{вх} = 100$ ком отклонение коэффициента передачи от единицы порядка 1,5%. Следует отметить, что это отклонение может быть частично учтено (если выходные сопротивления датчиков равны или сделаны равными с помощью добавочных сопротивлений), т. е. за коэффициент передачи коммутатора может быть принята величина

$$K = 1 - \frac{R_{пр} + r}{\frac{R_{обр} R_{вх}}{R_{обр} + (n-1) R_{вх}} + R_{пр} + r}.$$

В этом случае погрешность коэффициента передачи определяется в основном нестабильностью сопротивлений $R_{обр}$ и $R_{вх}$, которая обычно весьма существенна, а также нестабильностью выходных сопротивлений датчиков. Величина погрешности от нестабильности коэффициента передачи коммутатора также возрастает примерно пропорционально величине выходного сопротивления датчиков.

Выше рассматривалась зависимость погрешностей коммутации от величины измеряемого напряжения. Представляет интерес также зависимость погрешностей коммутации от диапазона изменения измеряемых напряжений (полагаем, что все напряжения унифицированы по уровню). Приблизительно абсолютная погрешность, вызываемая остаточным напряжением U_0 , не зависит от этого диапазона (т. е. от значения $U_{макс}$). Напротив, абсолютная погрешность, вызываемая токами утечки через обратные сопротивления ключей и нестабильностью коэффициента передачи коммутатора, может быть принята пропорциональной величине $U_{макс}$. Очевидно, при уменьшении уровня коммутируемых напряжений приведенная погрешность возрастает в первую очередь из-за увеличения влияния U_0 , а также I_0 .

Приведенный анализ погрешности коммутаторов по структурной схеме рис. 1 показывает, что в подобной схеме может быть получена достаточно высокая точность коммутации, как правило, лишь при коммутации сравнительно низкоомных датчиков напряжения высокого уровня (порядка единиц и десятков вольт). Особую сложность представляют две задачи: 1) коммутация напряжений малого уровня (порядка десятков и сотен милливольт) и 2) коммутация достаточно высокоомных (порядка 1—10 ком и более) датчиков напряжения даже большого, а тем более малого уровня.

Анализ погрешности двухступенчатых коммутаторов

Для уменьшения погрешности коммутации могут быть использованы коммутаторы с расположением ключей в несколько ступеней (по пирамидальной схеме). Обычно используется расположение ключей в две ступени. Структурная схема подобного коммутатора приведена на рис. 4. В этой схеме приняты те же обозначения, что и в схеме рис. 1. Общее число каналов n разбивается на p групп по m каналов в каждой, $n = m \cdot p$. Выбор нужного канала может осуществляться различным обра-

зом. Наиболее простой является схема, представленная на рис. 4. В этой схеме используются два распределителя, первый имеет p , а второй m выходов. Распределитель P_2 осуществляет подключение по одному датчику в каждой из p групп. Например, при первом положении распределителя P_2 открываются ключи $K_{m \cdot i+1}$, где $i=0,1, \dots, p-1$. Распределитель P_1 открывает один из ключей K'_j , т. е. выбирает одну из p групп. Очевидно, при определенном положении распределителей P_1 и P_2 выбирается определенный датчик. На рис. 4 пунктиром показана еще одна схема двухступенчатого коммутатора. В этой схеме распределителем P_2 , который в этом варианте должен иметь n выходов, осуществляется выбор определенного датчика (т. е. подключается лишь один ключ K_i). Распределитель P_1 открывает ключ K'_j , подключающий группу, в которой находится датчик D_i , и запирает ключ K''_j . В отличие от остальных ключей, нормально ключи открыты.

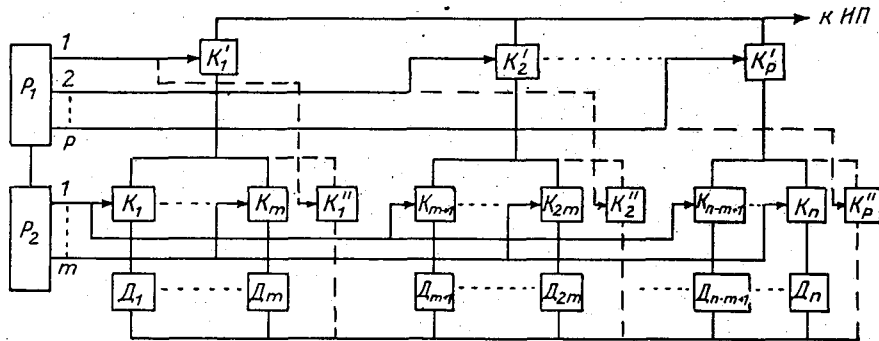


Рис. 4. Структурная схема двухступенчатого коммутатора.

Упрощенная эквивалентная схема коммутатора по рис. 4 для случая, когда подключен первый датчик, приведена на рис. 5. Эта схема соответствует варианту коммутатора, показанному на рис. 4 сплошными линиями. В схеме рис. 5 R'_{np1} и U'_{01} — прямое сопротивление и остаточное напряжение ключа K'_1 , I_{0j} и $R_{обp_j}$ ($j=2, 3, \dots, p$) — остаточный ток и обратное сопротивление ключа K'_j ; $U_{эj}$ — напряжение на выходе j -той группы датчиков, приближенно равное напряжению подключенного датчика этой группы. Величина выходного напряжения коммутатора может быть найдена из следующего приближенного выражения:

$$U_{\text{вых}} \left[1 + (r_1 + R'_{np1} + R_{np1}) \left(\frac{1}{R_{\text{вх}}} + \sum_{j=2}^p \frac{1}{R'_{обp_j}} \right) + \right. \\ \left. + (r_1 + R_{np1}) \sum_{j=2}^m \frac{1}{R_{обp_j}} \right] = U_{\text{л}} + (U_{01} + U'_{01}) + \\ + (r_1 + R_{np1}) \sum_{j=2}^m \left(I_{0j} + \frac{U_{эj}}{R_{обp_j}} \right) + \\ + (r_1 + R_{np1} + R'_{np1}) \sum_{j=2}^p \left(I'_{0j} + \frac{U_{эj}}{R_{обp_j}} \right).$$

В том случае, когда прямое сопротивление ключей значительно меньше выходных сопротивлений датчиков, для оценки погрешности коммутации в подобной двухступенчатой схеме можно приближенно воспользоваться непосредственно выражениями (1) и (2), принимая прямое сопротивление ключа в 1,5 раза большим, остаточное напряжение в 2 раза большим и число коммутируемых каналов равным $m+p-1$. Для варианта схемы, показанного на рис. 4 пунктирными линиями, можно воспользоваться эквивалентной схемой рис. 5, если положить напряжения $U_{\partial j}$ равными нулю и учесть влияние остаточного тока и обратного сопротивления ключа K_j'' . Очевидно, этот вариант схемы сложнее, но обеспечивает несколько большую точность.

Оценим эффективность двухступенчатой коммутации, полагая, что прямое сопротивление ключа значительно меньше выходного сопротив-

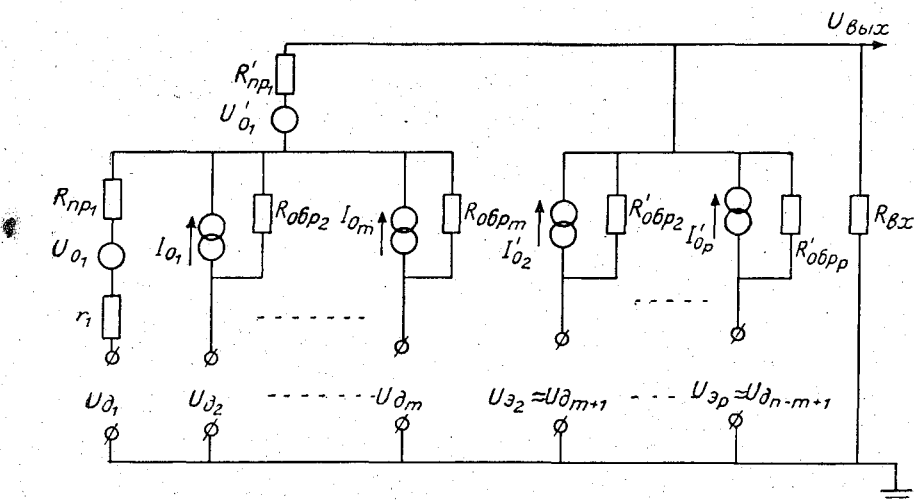


Рис. 5. Эквивалентная схема двухступенчатого коммутатора.

ления датчика. Очевидно, погрешность, вносимая остаточными напряжениями ключа, возрастает вдвое, зато существенно уменьшаются погрешности из-за влияния параллельных каналов (т. е. погрешности от токов утечки и остаточных токов запертых ключей, а частично также погрешность передачи коммутатора). Степень уменьшения этих погрешностей может быть определена исходя из того, что эквивалентное число запертых каналов уменьшается от $(n-1)$ до $(m+p-2)$. Оптимальным значением m будет такое, при котором сумма $(m+p)$ минимальна. Это, очевидно, имеет место при $mp = \sqrt{n}$. Таким образом, при оптимальном выборе числа групп эквивалентное число запертых параллельных каналов при двухступенчатой коммутации уменьшается приблизительно в $\frac{\sqrt{n+1}}{2}$ раз (например, при $n=256$ и $m=p=16$ — в 8,5 раза, при $n=121$ — в 6 раз). Если параметры ключей приняты равными, то погрешность от токов утечки и остаточных токов запертых ключей уменьшается примерно пропорционально этой величине. Степень уменьшения погрешности коммутатора от нестабильности коэффициента передачи

зависит от величины входного сопротивления измерительной схемы $R_{вх}$ и примерно равна

$$\frac{1 + (n-1) \frac{R_{вх}}{R_{обр}}}{1 + 2(\sqrt{n}-1) \frac{R_{вх}}{R_{обр}}}.$$

При использовании варианта схемы, показанного на рис. 4 пунктирными линиями, при нахождении погрешности от остаточных токов и погрешности передачи коммутатора эквивалентное число запертых каналов приближенно можно считать равным $(m+p-1)$, а при нахождении погрешности от токов утечки — равным $(m-1)$.

Следует отметить, что при использовании ключей со взаимной компенсацией значения U_0 и I_0 ключей могут быть различного знака и могут рассматриваться как случайные величины с определенной дисперсией и математическим ожиданием, равным нулю. При этом можно считать, что при двухступенчатой коммутации среднее квадратическое значение по-

грешности от I_0 уменьшается в $\sqrt{\frac{\sqrt{n}+1}{2}}$ раз, а от U_0 увеличивается в $\sqrt{2}$ раз.

В том случае, когда выходное сопротивление датчиков мало, эффективность двухступенчатой коммутации несколько меньше. Так, если величина этого сопротивления значительно меньше прямого сопротивления ключей, то эквивалентное число запертых параллельных каналов может быть принято равным $m+2p-3$. В этом случае оптимальное

число групп при большом числе каналов $p = \sqrt{\frac{n}{2}}$ и число каналов в группе $m = \sqrt{2n}$. При оптимальном выборе числа групп эквивалентное число параллельных каналов уменьшается в $\frac{n-1}{2\sqrt{2n}-3}$ раз (напри-

мер, при $n=128$, $p=8$, $m=16$ — в 4,4 раза).

Таким образом, использование двухступенчатой коммутации примерно вдвое увеличивает погрешность от U_0 и в несколько раз уменьшает погрешность от токов утечки и остаточных токов. Двухступенчатая коммутация усложняет схему коммутатора. Целесообразность ее зависит от числа датчиков и увеличивается с ростом n , а частично также и r .

В некоторых схемах коммутаторов используются комбинированные ключи, например, такие, как ключ, показанный на рис. 6. Подобная схема излишне сложна и существенно уменьшает лишь один источник погрешности — токи утечки через обратные сопротивления запертых ключей. Очевидно, эта схема может рассматриваться как частный случай варианта схемы, показанного на рис. 4 пунктирными линиями, при $m=1$.

Способ повышения точности коммутации высокоомных датчиков

Как видно из выражения (2), все погрешности коммутации, за исключением погрешности от U_0 , прямо пропорциональны сопротивлению датчика r (величиной $R_{др}$ по сравнению с r обычно можно пренебречь). Ниже рассматривается способ значительного повышения точности коммутации высокоомных датчиков.

Предлагаемый способ сводится к введению однозвенных RC -фильтров (в простейшем случае просто емкостей) на выходах датчиков непосредственно перед ключами коммутатора.

Введем обозначения: T — период опроса датчика, Δ — длительность цикла преобразования цифрового измерительного устройства, α — отношение длительности рабочей части цикла (времени уравнивания) Δp к полной длительности Δ ($\alpha < 1$), $T_{\Phi_i} = r_i C_i$ — постоянная времени фильтра i -того датчика. Очевидно, при последовательном опросе датчиков $T = n\Delta$. Подключение определенного канала осуществляется на время Δ (или Δp) с периодом T .

Несложно убедиться, что при достаточно больших постоянных времени фильтров могут быть существенно уменьшены погрешности коммутации высокоомных датчиков. Действительно, при подключении к аналого-цифровому преобразователю i -того канала напряжение на емкости C_i меняется по экспоненциальному закону. Очевидно, установившееся значение погрешности определяется выражением (2). Однако если время Δ (точнее, Δp) много меньше постоянной времени фильтра T_{Φ_i} , то

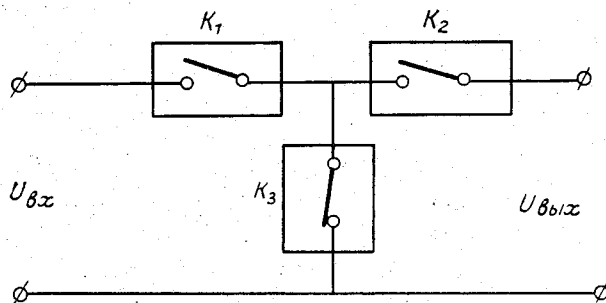


Рис. 6. Схема комбинированного ключа.

величина погрешности коммутации может быть значительно уменьшена. Не останавливаясь на выводе, приведем приближенное выражение для погрешности коммутатора при использовании подобного способа. При выводе полагается $\Delta p < 3T_{\Phi_i}$, что позволяет при разложении функции

$e^{-\frac{\Delta p}{T_{\Phi_i}}}$ ограничиться первыми двумя членами разложения.

$$\Delta_i \approx -U_{c_i} \frac{R_{np_i} + r_i \frac{\alpha \cdot \Delta}{T_{\Phi_i}}}{R_{\Phi_i}} + U_{0i} +$$

$$+ \left(R_{np_i} + r_i \frac{\Delta}{T_{\Phi_i}} \right) \left(\sum_{j \neq i}^n \frac{U_{\Delta j}}{R_{06p_j}} + \sum_{j \neq i}^n I_{0j} \right) + r_i \left(I_{0i} + \frac{\sum_{j \neq i}^n U_{\Delta j}}{R_{06p_i}(n-1)} \right). \quad (3)$$

Выражение (3) показывает, что подобный способ позволяет значительно уменьшить все погрешности коммутации, за исключением погрешности от U_0 .

Примем, что постоянные фильтров у всех датчиков равны и $T_{\Phi} = \beta T$. Как видно из выражения (3), использование предлагаемого способа эквивалентно с точки зрения уменьшения погрешности от токов утечки

и токов I_0 уменьшению сопротивления датчика в $\frac{n-1}{1+(n-1)\frac{\alpha}{\beta n}} \approx$
 $\approx \frac{n}{1+\frac{\alpha}{\beta}}$ раз, а с точки зрения уменьшения погрешности передачи

коммутатора уменьшению сопротивления датчика в $\frac{n\beta}{\alpha}$ раз. Пренебрегая погрешностью от $R_{\text{пр}}$ (при достаточно высокоомных датчиках), можно считать, что в это же число раз уменьшаются соответствующие погрешности коммутатора. Например, если $n=100$, $\alpha=0,5$ и $\beta=1$, то погрешности коммутации уменьшаются соответственно в 67 и 200 раз. Следует отметить, что уменьшение погрешности передачи коммутатора позволяет значительно уменьшить входное сопротивление аналого-цифрового преобразователя и требования к его стабильности, что нередко существенно упрощает его проектирование.

Важно подчеркнуть, что предлагаемый способ позволяет также резко уменьшить случайную погрешность измерительной системы, так как благодаря включению фильтров представляется возможным отфильтровать помехи на выходе датчиков и на соединительных проводах. Это особенно важно для быстродействующих преобразователей. Постоянная времени общего фильтра на входе преобразователя, исходя из величины допустимой динамической погрешности, не может превышать порядка $0,1(1-\alpha)\Delta$, в то время как постоянные T_{Φ} , как это показано ниже, при большом числе каналов (n порядка 100) могут быть взяты на 3 (и более) порядка большими. Поэтому в ряде случаев целесообразно включать фильтры даже при низкоомных датчиках.

Предложенный способ может быть также использован и в двухступенчатых коммутаторах. В этом случае число емкостей также равно числу датчиков. Наиболее целесообразно использовать вариант схемы двухступенчатого коммутатора, показанный на рис. 4 пунктирными линиями, поскольку в подобной схеме ключ K_i открыт лишь при опросе данного датчика. Для анализа степени повышения точности коммутации для двухступенчатого коммутатора можно воспользоваться выражением (3), взяв вместо n эквивалентное число каналов.

Очевидно, степень уменьшения погрешности коммутатора при использовании рассматриваемого способа тем больше, чем больше отношение постоянной времени фильтров T_{Φ} к длительности цикла преобразования Δ , равное $n\beta$. То же самое справедливо и по отношению к степени уменьшения случайной погрешности. Однако увеличение постоянной времени T_{Φ} приводит к увеличению динамической погрешности. Постоянные времени T_{Φ} обычно целесообразно выбирать так, чтобы возникающая динамическая погрешность не превосходила какой-то части (например, $1/2$) погрешности аппроксимации. Однако указанный критерий приводит к достаточно большим значениям β лишь при ступенчатой аппроксимации между отсчетами. При кусочно-линейной аппроксимации получающиеся значения β весьма малы, что резко уменьшает эффективность подобного способа.

Ниже рассматривается способ уменьшения динамической погрешности, позволяющий обойти эту трудность. Для упрощения обработки результатов измерений при использовании этого способа необходимо, чтобы каналы имели равные постоянные времени. Напряжение на выходе фильтра, поступающее на аналого-цифровой преобразователь, представляет собой результат преобразования выходного напряжения

датчика звеном с передаточной функцией $W_1(p) = \frac{1}{T_\Phi p + 1}$. Чтобы

исключить динамические погрешности, необходимо выходные сигналы фильтров подвергнуть преобразованию с оператором $W_2(p) = T_\Phi p + 1$. Наиболее целесообразно подвергнуть этому преобразованию квантованный по времени и по уровню выходной сигнал аналого-цифрового преобразователя. Таким образом, для исключения динамической погрешности на выходе преобразователя необходимо суммировать мгновенные значения выходного сигнала и его производной. Последнюю целесообразно находить по величине приращений между отсчетами. Окончательно значение измеренной величины x в момент времени $t_i = iT$ находится по формуле

$$x(iT) = z(iT) + \frac{z[(i+1)T] - z[(i-1)T]}{2} \frac{T_\Phi}{T}, \quad (4)$$

где $z[(i-1)T]$, $z(iT)$, $z[(i+1)T]$ — результаты последовательных измерений, разделенных интервалом T (в моменты времени $(i-1)T$, iT и $(i+1)T$).

Выражение (4) крайне просто реализуется (особенно при удобных отношениях T_Φ/T , например $T_\Phi = T$). Вместе с тем использование подоб-

ной коррекции позволяет резко уменьшить динамическую погрешность и благодаря этому резко увеличить постоянную времени T_Φ и степень повышения точности коммутатора. Увеличение T_Φ при заданной динамической ошибке или уменьшение динамической погрешности при постоянном значении T_Φ может составлять два-три порядка. Например, для синусоидального сигнала с периодом T_c при $T_c = 70T$ (что соответствует максимальной погрешности кусочно-линейной аппроксимации 0,1%) при $T_\Phi = T_c (\beta = 1)$ максимальная динамическая погрешность без коррекции порядка 9%, а с коррекцией по выражению (4) — порядка 0,012%.

Способ уменьшения динамической погрешности по выражению (4) может быть использован и для цифровых измерительных устройств, в которых используются инерционные датчики или отдельные инерционные усилители для каждого канала (например, усилители-преобразователи), а также для одноканальных измерительных приборов (например, следящего типа). Аналогичный способ может быть использован и для систем второго порядка. В этом случае оператор обработки $W_2(p) = T_\Phi^2 p^2 + 2T_\Phi p + 1$. Вторая производная от выходного сигнала приближенно может быть найдена по выражению

$$\frac{z[(i+1)T] - 2z(iT) + z[(i-1)T]}{T^2}.$$

Использование коррекции по выражению (4) требует определенной стабильности постоянных времени фильтра, что в свою очередь требует использования стабильных емкостей в фильтрах и достаточной стабильности выходных сопротивлений датчиков. Однако эти требования к стабильности сравнительно невелики, так как сама величина поправки мала.

Таким образом, использование фильтров на выходе датчиков в сочетании с коррекцией, возникающей при этом динамической погрешности позволяет существенно повысить точность коммутации в цифровых измерительных системах с высокоомными (а в ряде случаев и с низкоомными) датчиками.

КОМПЛЕКТ СЕТЕВЫХ ВЕТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ — АНЕМОРУМБОМЕТР М-63 и АНЕМОРУМБОГРАФ М-64¹

Изложен принцип действия, описание конструкции и электрических схем нового комплекта сетевых ветроизмерительных приборов, состоящего из анеморумбометра М-63 и анеморумбографа М-64.

§ 1. Назначение комплекта и его основные технические характеристики

Комплект ветроизмерительных приборов, состоящий из анеморумбометра М-63 и анеморумбографа М-64 [2], предназначен для переоснащения сети метеорологических станций СССР. После успешного прохождения государственных испытаний анеморумбометр и анеморумбограф рекомендованы ГУГМС как основные ветроизмерительные приборы. В 1964 г. начался серийный выпуск анеморумбометров М-63, а с 1965 г. — анеморумбографов М-64.

В процессе разработки этих приборов была решена задача максимальной унификации блоков и узлов, входящих в состав анеморумбометра и анеморумбографа. Почти полностью унифицированы датчики скорости и направления ветра, которые отличаются только типами сельсинов. Датчик М-63 комплектуется индикаторными сельсинами типа БС-13-6 (датчик) и БС-8А (принимающий), а датчик М-64 — трансформаторными сельсинами типа БС-2. Оба типа сельсинов крепятся в унифицированных гнездах. Полностью унифицированы блоки питания и соединительные кабели. Анеморумбометр М-63 отличается от анеморумбографа М-64 тем, что он комплектуется измерительным пультом, а М-64 — регистратором. Такая унификация облегчает производство приборов и их эксплуатацию. Унифицированы и принципы, положенные в основу измерения отдельных параметров ветра. Комплект этих приборов обеспечивает измерение и регистрацию необходимого числа параметров ветра, позволяющих достаточно полно удовлетворить разнообразные запросы народного хозяйства.

Анеморумбометр М-63 дает возможность измерить, а анеморумбограф М-64 — записать следующие параметры ветра:

¹ Кроме автора, в разработке этих приборов принимали участие: М. С. Стернзат, Д. Я. Суражский, А. И. Застенкер, В. И. Ефремычев, Б. И. Протопопова, М. Г. Файнштейн и Г. Н. Соловьев.

а) мгновенную¹ скорость ветра от 1,5 до 60 м/сек. с погрешностью $\pm (0,5 + 0,05 v)$ м/сек., где v — измеренное значение мгновенной скорости ветра (для М-64 погрешность равна $\pm (0,9 + 0,05v)$ м/сек.);

б) максимальную скорость ветра от 3 до 60 м/сек. с погрешностью $\pm (1,0 + 0,05 v_m)$ м/сек., где v_m — измеренное максимальное значение мгновенной скорости ветра;

в) среднюю скорость ветра, автоматически осредненную за десяти-минутные интервалы, от 1 до 40 м/сек. с погрешностью $\pm (0,5 + 0,05 \bar{v})$ м/сек., где $\bar{v}$ — измеренное значение средней скорости ветра;

г) направление ветра в пределах $0-360^\circ$ с погрешностью $\pm 10^\circ$. При помощи анеморумбометра измеряются мгновенные значения направления. Осреднение производится наблюдателем. В анеморумбографе осреднение направления ветра осуществляется за счет специально введенной постоянной времени следящего привода узла регистрации направления. Постоянная времени следящего привода такова, что сглаживание направления ветра за счет нее эквивалентно осреднению за 35—40 сек.

В анеморумбографе используется совмещенная регистрация средней и мгновенной (максимальной) скоростей ветра, т. е. регистрация осуществляется на общей шкале ленты. При этом имеется возможность регистрировать мгновенную скорость в трех вариантах (рис. 1):

а) подробная (полная) непрерывная запись мгновенной скорости ветра, на которую наложена запись средней скорости ветра (рис. 1 а). Эта запись осуществляется при скорости протяжки ленты 120 мм/час;

б) непрерывная запись значений мгновенной скорости ветра, превышающих средние значения (рис. 1 б). Скорость протяжки ленты 60 или 120 мм/час;

в) непрерывная регистрация максимальных значений мгновенной скорости ветра за каждую десятиминутку (рис. 1 в). Скорость протяжки ленты 20 мм/час.

Примечания: 1. Вариант регистрации «а» рекомендуется для научно-исследовательских целей.

2. Вариант регистрации «б» рекомендуется для станций оперативного обслуживания (АМСГ и др.)

3. Вариант «в» рекомендуется как основной для сети станций ГУГМС.

Кроме того, анеморумбограф может регистрировать направление ветра в двух вариантах:

а) в виде ступенчатой кривой, представляющей собой пять дискретных отсчетов за каждую десятиминутку (рис. 1 б и 1 в). Эта форма регистрации возможна при 20 и 60 мм/час;

б) непрерывная регистрация значений направления ветра, сглаженных за счет инерции следящего привода (рис. 1 а, участок Н). Регистрация возможна при 120 мм/час.

Форма регистрации направления ветра «б» сопряжена со значительным расходом электроэнергии, поэтому она возможна только при наличии сети переменного тока. При выходе из строя сети переменного тока прибор автоматически переходит на первую форму регистрации.

Питание анеморумбометра и анеморумбографа осуществляется от унифицированного блока питания, имеющего на выходе напряжение постоянного тока 12,5 в. Блок питания состоит из выпрямителя и включенной в буферном режиме батареи аккумуляторов. При выходе из строя сети переменного тока этот блок позволяет питаться приборам М-63 и М-64 без подзарядки в течение 10—12 суток.

¹ Мгновенная скорость и мгновенное направление фактически будут осреднены за счет инерции прибора в пределах 2—4 сек.

Дистанционность обоих приборов до 300 м.
Датчики анеморумбометра и анеморумбографа устанавливаются на шарнирной метеорологической мачте М-82, разработанной для этих приборов.

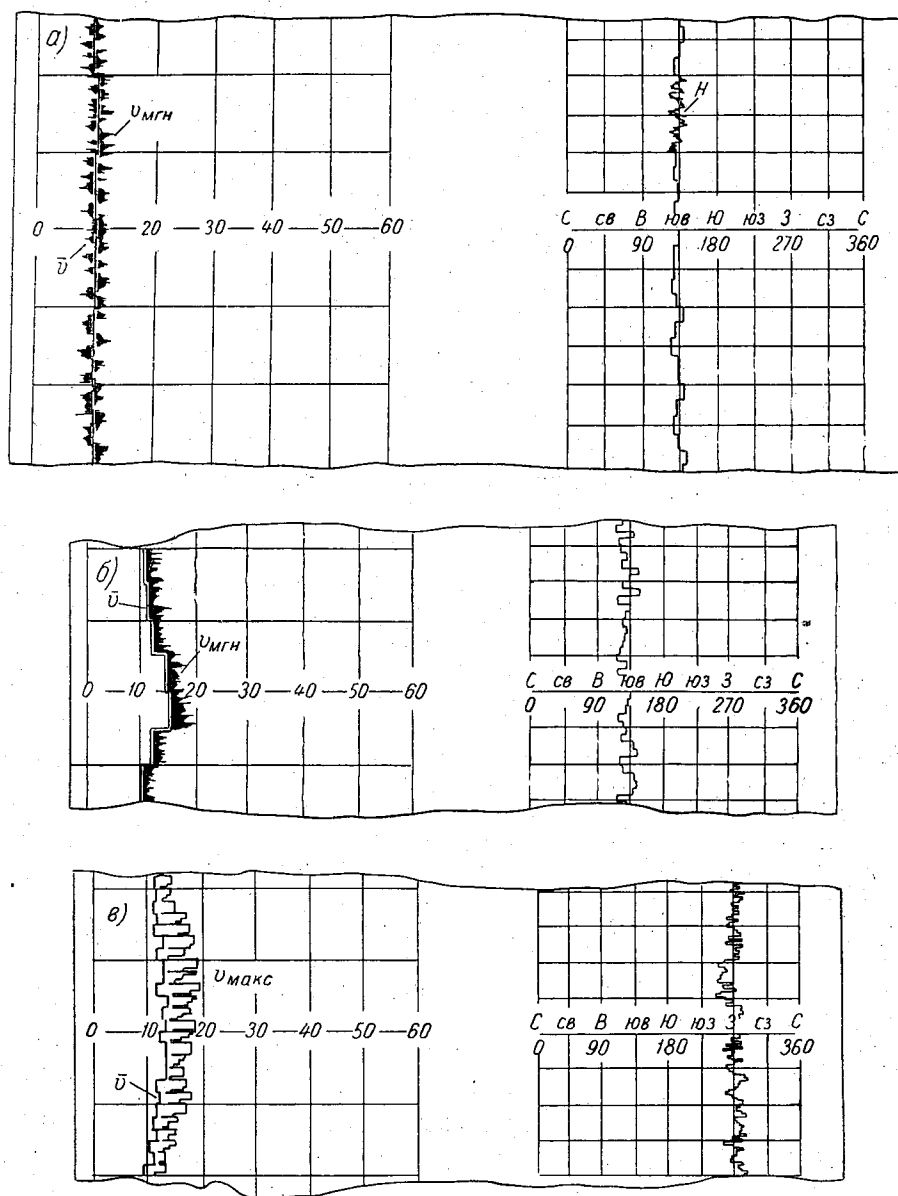


Рис. 1.

В качестве чувствительного элемента скорости ветра в этих приборах используется воздушный винт. Как показали теоретические и экспериментальные работы, выполненные автором [1], винт имеет ряд преимуществ по сравнению с чашечным ветрочувствительным элементом. Коротко эти преимущества сводятся к следующему:

а) при равной эффективной площади лопастей винта и чашек вращающий момент, развиваемый винтом, в 1,5 раза больше;

б) винт в широких пределах скоростей воздушного потока имеет практически линейную характеристику $n=f(v)$, которая не зависит от степени турбулентности потока;

в) винт незначительно возмущает воздушный поток;

г) винт в 1,5—2 раза меньше завывает среднюю скорость пульсирующего потока, чем чашки;

д) винт более успешно работает при наличии мокрого снега, метели, изморози, инея и пыли.

Для ориентации оси вращения винта вдоль вектора мгновенного ветра служит свободно ориентирующаяся флюгарка, которая одновременно является чувствительным элементом направления ветра.

Анеморумбометр М-63 и анеморумбограф М-64 построены на принципе преобразования измеряемых параметров ветра в электрические величины, передаваемые на дистанцию до 300 м.

По своим техническим характеристикам и по принципу действия (особенно по наличию автоматической выработки средней скорости) приборы М-63 и М-64 выгодно отличаются от аналогичных отечественных и зарубежных приборов.

§ 2. Анеморумбометр М-63

А. Устройство анеморумбометра

Анеморумбометр М-63 состоит из датчика скорости и направления ветра 1 (рис. 2), измерительного пульта 4 и блока питания 2. Датчик соединяется с измерительным пультом 12-жильным кабелем РПШ 12×0,5.

Датчик. Датчик анеморумбометра конструктивно выполнен в виде одного блока (рис. 3, кинематическая схема). Горизонтальный обтекаемый корпус оканчивается хвостовым оперением — флюгаркой 1. В передней части горизонтального корпуса находится винт 23. Вертикальная наружная труба 2 является осью вращения флюгарки. Труба 2 вращается на двух шарикоподшипниках, находящихся на верхнем и нижнем концах трубы (на рис. 3 не показаны). Ось — труба 2 — флюгарки соединяется с осью сельсина-датчика направления 16 при помощи магнитной муфты, состоящей из двух постоянных магнитов 17, укрепленных на трубе 2, и магнита 18, укрепленного на оси сельсина 16.

В вертикальной неподвижной стойке, вокруг которой вращается труба 2, находятся:

1) преобразователь мгновенной (максимальной) скорости ветра — тахогенератор 4, который соединяется с винтом 23 через конические колеса 3;

2) суммирующий механизм средней скорости ветра (редуктор 5, 6, 7 и 8, механический дифференциал 10 и электромагнит 12) с сельсином-датчиком средней скорости 15;

3) сельсин-датчик направления 16;

4) выпрямитель с фильтром (на рис. 3 не показаны).

Нижний конец оси тахогенератора 4 соединяется с четырехступенчатым редуктором (5, 6, 7 и 8), который снижает суммарное число оборотов винта за время осреднения (10 мин.) до 170° при скорости ветра, равной 40 м/сек. Выходная ось 9 при помощи поводковой муфты 14 соединена с сельсином-датчиком средней скорости 15. Посредством электромеханической муфты, состоящей из конического дифференциала 10

и электромагнита 12, тормозящего крайнее колесо 22 дифференциала, выходная ось 9 может отключаться от редуктора. При этом под действием спиральной пружины 19 выходная ось 9 вместе с сельсином 15 будет возвращаться в начальное нулевое положение, однозначно фиксируемое упором 13 и поводком 20, укрепленным на оси 9.

Торможение храпового колеса 22 осуществляется зубом 11, расположенным на якоре электромагнита 12. Когда электромагнит обесточен и его якорь опущен, зуб 11 сцеплен с колесом 22 и тормозит его. После подачи напряжения в конце каждой десятиминутки на электромагнит 12 зуб 11 растормозит колесо 22 и даст возможность оси 9 и сельсину 15

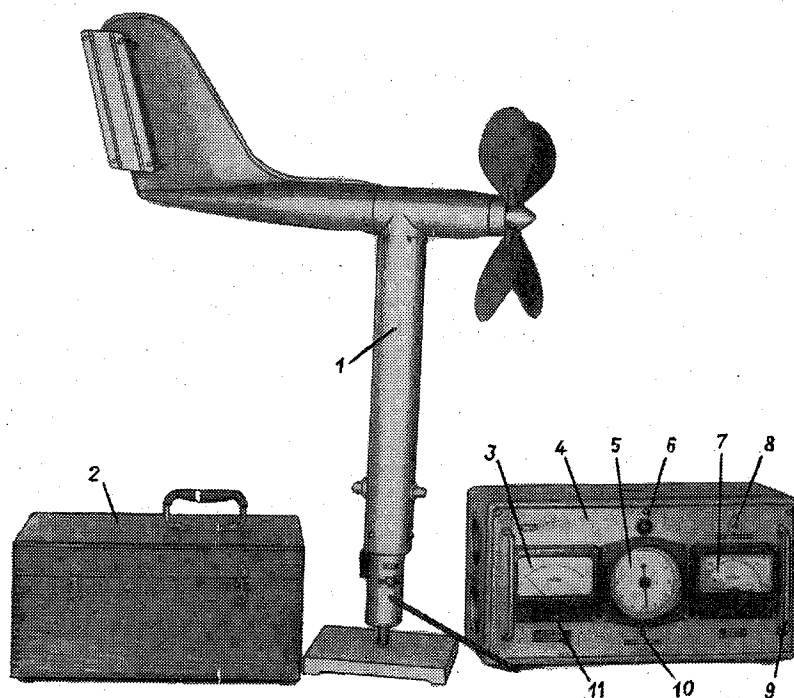


Рис. 2.

«сброситься» на нуль под действием пружины 19. Благодаря такому устройству поворот оси сельсина-датчика 15 средней скорости в каждую десятиминутку начинается всегда от одного и того же нулевого положения.

Если в конце десяти минутки по какой-то причине не будет происходить сброса значения угла средней скорости на нуль (нет электропитания или остановился часовой механизм), то ось 9 будет поворачиваться беспредельно, что может привести к поломке механизма. Во избежание этого якорь электромагнита 12 имеет специальный хвостовик 21, который стоит на пути движения поводка 20. При повороте оси 9 на угол, равный 170° (что соответствует 40 м/сек.), поводок 20 коснется хвостовика 21 и, нажимая на него, отведет зуб 11 от храпового колеса 22. Это предотвращает поломку механизма.

Измерительный пульт. Измерительный пульт (рис. 2) представляет собой настольный прибор, состоящий из сварного корпуса и съемной лицевой панели, на которой размещены: указатель мгновенной скорости ветра 3, указатель направления 5, индикатор (лампочка) исправности

сети переменного тока 6, указатель средней скорости ветра 7, кнопка 8 сброса средней скорости на нуль, кнопка 10 включения узла направления, кнопка 11 сброса максимальной скорости ветра, ручка 9 для переноса пульты.

В качестве указателя мгновенной и максимальной скоростей используется магнитоэлектрический микроамперметр типа М-24 (0—300 мка).

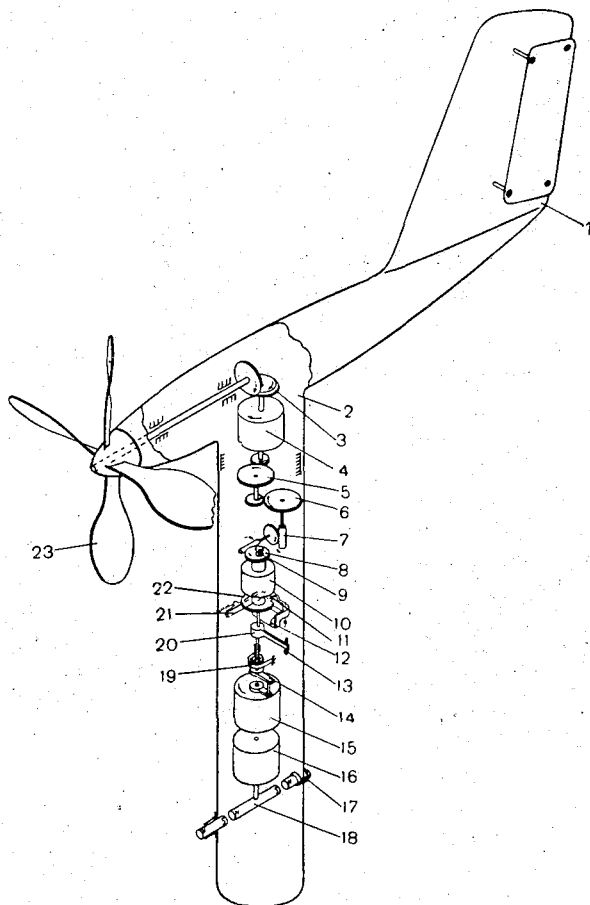


Рис. 3.

Микроамперметр, кинематическая схема которого изображена на рис. 4, имеет специальное стопорное (храповое) устройство, позволяющее фиксировать максимальное показание указателя мгновенной скорости между двумя измерениями.

Для измерения мгновенной скорости ветра достаточно нажать кнопку 11, при этом арретир 4 отведет стопорную пружину 3 от зубчатого сектора 2 и микроамперметр начнет показывать изменение мгновенной скорости ветра как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения.

Указателями средней скорости 7 и направления 5 (рис. 2) являются сельсины-приемники типа БС-8А, на осях которых закреплены стрелки, перемещающиеся вдоль неподвижных шкал.

Внутри корпуса пульта на горизонтальном шасси расположены: часовой механизм (типа МЧС), управляющий программой десятиминутного цикла осреднения скорости ветра при помощи двух пар контактов; преобразователь, предназначенный для преобразования постоянного тока в переменный, 400 гц; два реле для коммутации питания сельсинов и блокировки микроамперметра во время работы преобразователя с целью исключения наводки в цепи мгновенной скорости.

Б. Описание электромеханической схемы анеморумбометра

Электромеханическая схема анеморумбометра может быть рассмотрена по следующим трем линиям:

а) измерения мгновенной (максимальной) скорости ветра;

б) измерения средней скорости ветра;

в) измерения направления ветра.

Принципиальная электрическая схема анеморумбометра изображена на рис. 5.

Измерение мгновенной и максимальной скоростей ветра. Измерение мгновенной скорости основано на определении угловой скорости вращения воздушного винта.

Преобразование угловой скорости вращения в напряжение электрического тока осуществляется при помощи тахогенератора. Известно, что напряжение на выходе тахогенератора пропорционально угловой скорости вращения его ротора. В анеморумбометре М-63 используется тахогенератор переменного тока, состоящий из ротора в виде кольцевого постоянного магнита с шестью неявно выраженными полюсами и статора в виде катушки с шестиполусным наконечником.

Воздушный винт через коническую пару зубчатых колес приводит во вращение ротор тахогенератора ТГ. С обмотки тахогенератора напряжение через двухполупериодный выпрямитель D_1-D_4 , Г-образные фильтры R_7C_1 (находятся в датчике ветра) и R_1C_2 (находятся в измерительном пульте) поступает на измерительный прибор ИП₁, шкала которого проградуирована в м/сек. Последовательно с прибором ИП₁ включается переменное сопротивление R_2 , величина которого подбирается при тарировке узла мгновенной и максимальной скоростей ветра.

Фиксация максимальных значений мгновенной скорости ветра между сроками измерения осуществляется этим же указателем мгновенной скорости. Для этой цели микроамперметр снабжен специальным стопорным храповым устройством (рис. 4), позволяющим стрелке указателя

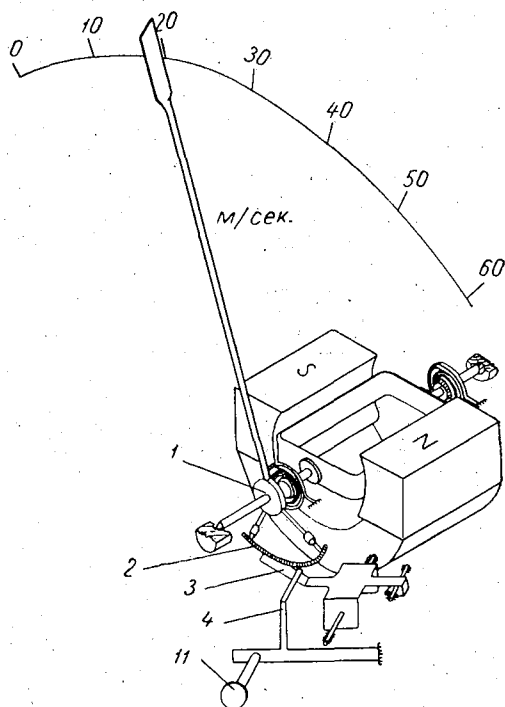


Рис. 4.

теля мгновенной скорости двигаться в сторону увеличения показаний и тормозящим стрелку при уменьшении скорости ветра. Таким образом будет зафиксировано максимальное значение мгновенной скорости ветра между двумя последовательными измерениями. При измерении мгно-

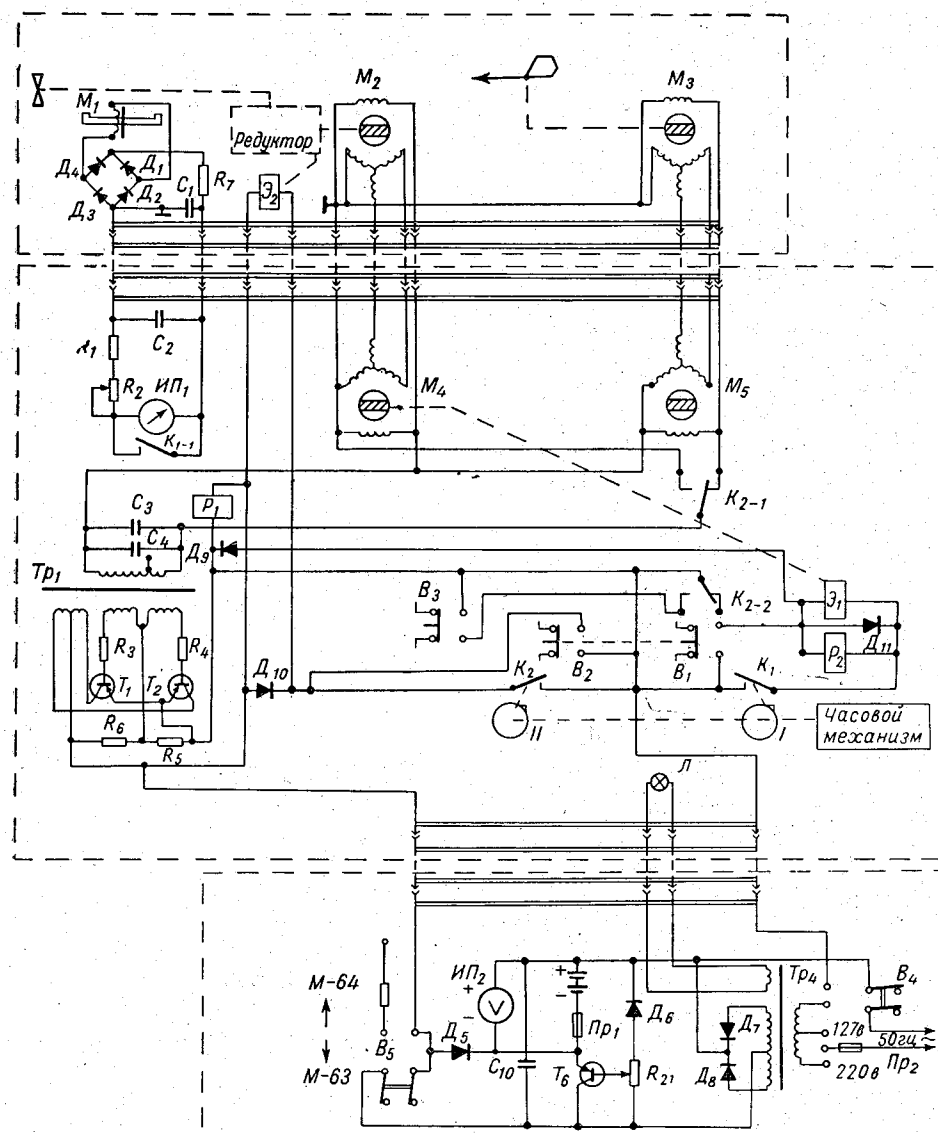


Рис. 5.

венной скорости ветра в данный момент времени необходимо собачку отвести от храпового сектора стрелки, для этого на измерительном приборе мгновенной скорости имеется кнопка *II* (рис. 2).

Измерение средней скорости ветра. Измерение средней скорости ветра основано на принципе измерения пути, проходимого воздушным потоком за время, равное 10 мин. За это время воздушный поток, перемещаясь относительно ветрочувствительного воздушного винта, вызовет

его вращение. Число оборотов воздушного винта за 10 мин. будет пропорционально средней скорости ветра за этот промежуток времени.

Суммарное число оборотов винта снижается многоступенчатым редуктором до 170° при скорости, равной 40 м/сек. Угол поворота выходной оси редуктора за 10 мин., равный в принятом масштабе $(1 \text{ м/сек.} = \frac{170^\circ}{40})$ средней скорости за истекшую десятиминутку, передается на измерительный пульт при помощи бесконтактных индикаторных сельсинов M_2 и M_4 . Значения средней скорости отсчитываются по шкале сельсина-приемника M_4 , проградуированной в м/сек.

Выработка значений средней скорости происходит в следующем порядке.

В конце каждой десятиминутки на электромагнит 12 (рис. 3) подается на 3 сек. напряжение постоянного тока. Электромагнит растормаживает крайнюю часть дифференциала (колесо 22) и дает возможность оси 9 вместе с ротором сельсина-датчика 15 повернуться под действием пружины 19 до нулевого положения. При этом поводок 20 повернется до нулевого упора 13. Как только электромагнит будет обесточен, зуб 11 затормозит колесо 22. С этого момента начинается набор средней скорости. За 9 мин. 50 сек. ось 9 вместе с ротором сельсина 15 повернется на некоторый угол, пропорциональный средней скорости за это время. За 10 сек. до конца десятиминутки подается на 5 сек. питание (400 гц) на сельсины M_2 и M_4 (рис. 5). Сельсин-приемник M_4 повернется при этом на такой же угол, на какой сельсин-датчик M_2 повернулся за 9 мин. 55 сек. (9 мин. 50 сек. + 5 сек.). Теперь можно отсчитать значение средней скорости по шкале указателя средней скорости 7 (рис. 2). В 9 мин. 55 сек. от начала десятиминутки сельсины M_2 и M_4 обесточиваются, а через 1—2 сек. подается питание на электромагнит 12, и значение угла средней скорости за только что окончившуюся десятиминутку сбрасывается на нуль. В 10 мин. 00 сек. электромагнит обесточивается — с этого момента начинается новая десятиминутка, в течение которой весь цикл повторяется.

Управление десятиминутными циклами, как отмечалось выше, осуществляется часовым механизмом, который при помощи кулачков I и II (рис. 5) замыкает в определенной последовательности контакты K_1 и K_2 . Один оборот кулачков I и II происходит в течение 10 мин.

При замыкании контакта K_1 (в 9 мин. 50 сек. от начала каждой десятиминутки) подается питание постоянного тока на реле P_2 и электромагнит $\mathcal{E}_1$. При этом через контакты K_{2-2} подается питание на преобразователь постоянного тока (+12,5 в) в переменный (40 в, 400 гц). Преобразователь представляет собой генератор переменного тока, собранный по схеме двухконтактного блокинг-генератора на транзисторах типа П4Д (T_1 и T_2).

Переменное напряжение 400 гц с выхода преобразователя (вторичная обмотка Tr_1) при замыкании нормально разомкнутой пары контактов K_{2-2} подается на сельсины средней скорости M_2 и M_4 . При этом сельсин M_4 согласуется с сельсином M_2 .

Одновременно с реле P_2 питание от контактов K_1 подается на электромагнит $\mathcal{E}_1$, якорь которого тормозит ось сельсина-приемника средней скорости M_4 в обесточенном состоянии. При срабатывании электромагнит $\mathcal{E}_1$ освобождает ось сельсина-приемника M_4 от пружинного тормоза, давая возможность свободно согласоваться сельсину-приемнику M_4 с сельсином-датчиком M_2 .

Согласование сельсина-приемника M_4 с сельсином-датчиком M_2 происходит в течение 5 сек. За это время стрелка сельсина-приемника M_4

устанавливается на соответствующее деление шкалы. По истечении 5 сек. кулачок *I* размыкает контакты K_1 , размыкая тем самым линию подачи напряжения на преобразователь. Система синхронной передачи средней скорости при этом оказывается обесточенной.

Одновременно обесточивается электромагнит $\mathcal{E}_1$, и его якорь вновь затормаживает ось сельсина-приемника M_4 в положении, когда его стрелка показывает значение средней скорости ветра за последнюю десятиминутку. Таким образом осуществляется запоминание значения средней скорости на все время, пока вырабатывается новое значение средней скорости ветра за текущую десятиминутку.

Контакты K_{2-1} реле P_2 после размыкания K_1 переключаются таким образом, что подключают сельсины направления M_3 и M_5 к выходу преобразователя. Теперь достаточно подать питание на преобразователь (нажатием кнопки B_3) и сельсины направления M_3 и M_5 согласуются. Следовательно, контакты K_{2-1} реле P_2 осуществляют блокировку таким образом, что исключают одновременное подключение сельсинов средней скорости и сельсинов направления, предохраняя преобразователь от перегрузки.

Спустя 1—2 сек. после размыкания контактов K_1 другой кулачок *II* часового механизма замыкает контакты K_2 . При этом напряжение питания подается на электромагнит сброса $\mathcal{E}_2$, расположенный в датчике ветра. Якорь $\mathcal{E}_2$, притягиваясь к сердечнику, выводит зуб, имеющийся на якоре, из зацепления с храповым колесом дифференциала датчика, и под действием пружины ось сельсина-датчика M_2 резко возвращается в начальное нулевое положение.

Электромагнит $\mathcal{E}_2$ находится под напряжением примерно 3—4 сек., после чего кулачок *II* размыкает контакты K_2 , электромагнит отключается и зуб сцепляется с храповым колесом, тормозя нижнюю часть дифференциала.

С этого момента сельсин-датчик M_2 начинает набор средней скорости ветра за последующие 10 мин. Диоды D_9 , D_{10} и D_{11} являются элементами искрогашения и включены параллельно нагрузкам (преобразователь $\mathcal{E}_1$, $\mathcal{E}_2$ и P_2).

Сдвоенная кнопка B_1 — B_2 служит для сброса значения средней скорости на нуль, что необходимо для контроля нуля средней скорости. При нажатии кнопки B_1 — B_2 питание одновременно подается на электромагнит сброса $\mathcal{E}_2$ и на сельсины средней скорости M_2 и M_4 . При этом механизм набора средней скорости сбросится на нуль, и сельсины согласуются в этом положении. Сельсин-приемник должен показывать нуль средней скорости.

Измерение направления. Угол положения флюгарки датчика ветра через магнитную муфту передается на ось сельсина-датчика M_3 направления ветра.

При замыкании кнопки B_3 включается преобразователь, происходит согласование сельсинов M_3 и M_5 и стрелка сельсина-приемника M_5 устанавливается на соответствующее деление шкалы направления. Напряжение от преобразователя поступает на сельсины M_3 и M_5 направления через нормально замкнутые контакты K_{2-1} реле P_2 . Поэтому в момент работы узла средней скорости (5 сек. в течение каждых 10 мин.), когда реле P_2 включено, узел направления (сельсины M_3 и M_5) автоматически отключается от преобразователя и произвести отсчет направления невозможно.

Блок питания. Блок питания 2 (рис. 2) представляет собой выпрямитель, на выходе которого включены в буферном режиме две батареи аккумуляторов типа 5НКН-10. Для автоматизации подзаряда в схему

(рис. 5) блока питания введено электронное максимально-минимальное реле, состоящее из транзистора T_6 , включенного последовательно с аккумулятором, полупроводникового стабилитрона D_6 и потенциометра R_{21} . Опорное напряжение, формируемое на D_6 и R_{21} , управляет открыванием и закрыванием транзистора T_6 . Если опорное напряжение будет больше напряжения на аккумуляторе, то на базу транзистора подается отрицательное напряжение и транзистор открывается. Если опорное напряжение равно напряжению на аккумуляторе или несколько меньше его, то транзистор закрывается. Прибор $ИП_2$ служит для контроля напряжения аккумулятора при работе без подзарядки (сеть переменного тока не работает). Тумблер B_5 , который находится под лицевой панелью, служит для переключения блока питания при работе с М-63 или М-64.

§ 3. Анеморумбограф М-64

А. Устройство анеморумбографа

Комплект анеморумбографа М-64 состоит из датчика скорости и направления ветра 1 (рис. 6), регистратора 2, блока питания 3 и соединительного кабеля 4 (РПШ $12 \times 0,5$, 150 м).

Конструкция и принцип действия датчиков ветра М-64 и М-63 полностью идентичны. Поэтому описание датчика М-64 здесь не приводится. То же самое относится и к блоку питания.

Регистратор. Регистратор анеморумбографа (рис. 7, кинематическая схема) представляет собой настольную конструкцию, предназначенную для непрерывной регистрации и измерения параметров ветра. На литом основании регистратора размещены следующие механизмы и узлы:

1) узел регистрации мгновенной (максимальной) и средней скоростей ветра,

2) узел регистрации направления ветра,

3) лентопротяжный механизм,

4) часовой механизм,

5) преобразователь постоянного тока в переменный,

6) усилители узла средней скорости и направления,

7) коммутирующие реле.

Узел регистрации средней скорости ветра объединен с узлом регистрации мгновенной (максимальной) скорости в силу того, что регистрация этих скоростей осуществляется на одной общей шкале ленты (рис. 7).

Узел средней скорости включает в себя сельсин-приемник средней скорости 11, двигатель сервопривода 7 с редуктором 6, шкив 5 для протяжки тросика 1, на котором закреплена каретка 33 с пером 32. При согласовании сельсина-приемника 11 шкив 5, укрепленный на оси этого сельсина, повернется на угол, пропорциональный средней скорости ветра, и переместит при помощи тросика 1 каретку 33 от нулевого положения на величину, равную средней скорости. Перо 32 начертит на ленте прямую, которая является ординатой средней скорости. В течение следующей десятиминутки перо 32 будет наносить прямую, параллельную оси времени, ордината которой равна средней скорости ветра за прошедшую десятиминутку. Значение средней скорости можно также отсчитать по шкале 34.

В качестве регистратора мгновенной (максимальной) скорости ветра используется магнитоэлектрический механизм 2 от самопишущего миллиамперметра Н-384. Отличительной особенностью этого механизма является наличие спрямляющего устройства, позволяющего производить

регистрацию мгновенной (максимальной) скорости ветра в прямоугольных координатах.

Устройством для фиксации максимальных скоростей ветра является храповой механизм, аналогичный в принципе механизму микроамперметра в М-63. Он состоит из подвижной рамки 3, укрепленного на рычаге-противовесе подвижной рамки, и собачки 4. При регистрации мгновенной скорости собачка 4 отводится арретиром 14 вручную и остается в таком положении постоянно. При регистрации максимальных значений скорости ветра за каждую десятиминутку отводом собачки 4 в конце каждой десятиминутки (на 3 сек.) управляет электромагнит 10 (ЭМ₁ на рис. 7), который включается контактами часового механизма.

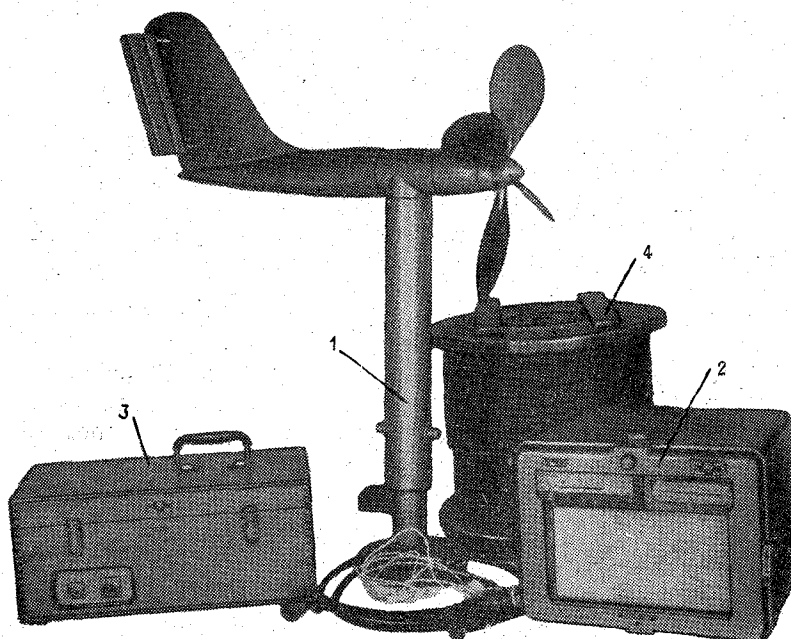


Рис. 6.

Для записи значений мгновенной скорости ветра, превышающих значение средней скорости, на каретке 33 имеется рычажок 31, который в определенном положении ограничивает движение пера 30 мгновенной скорости ниже линии средней скорости.

Узел регистрации направления включает в себя сельсин-приемник 9, двигатель следящего привода 8 с редуктором 20, выходная ось которого соединена со звездочкой 19, приводящей в движение замкнутую цепочку 12. На цепочке 12 на равных расстояниях друг от друга закреплены три пера (15, 16 и 17). При изменении направления ветра на 360° сельсин-приемник 9 сделает один оборот, и одновременно с ним цепочка 12 переместится на $\frac{1}{3}$ своей длины. При этом перо 16 переместится на всю длину шкалы 18 и начертит прямую на ленте от 0 до 360°. Перо 15 подойдет к 0° шкалы 18 и ленты. При дальнейшем вращении в том же направлении перо 16 перейдет на верхнюю ветвь цепочки, а перо 15 прочертит прямую на ленте от 0 до 360° и т. д. Такое устройство, состоящее из замкнутой цепочки и трех перьев, позволяет осуществлять регистрацию круговой шкалы в прямоугольных координатах.

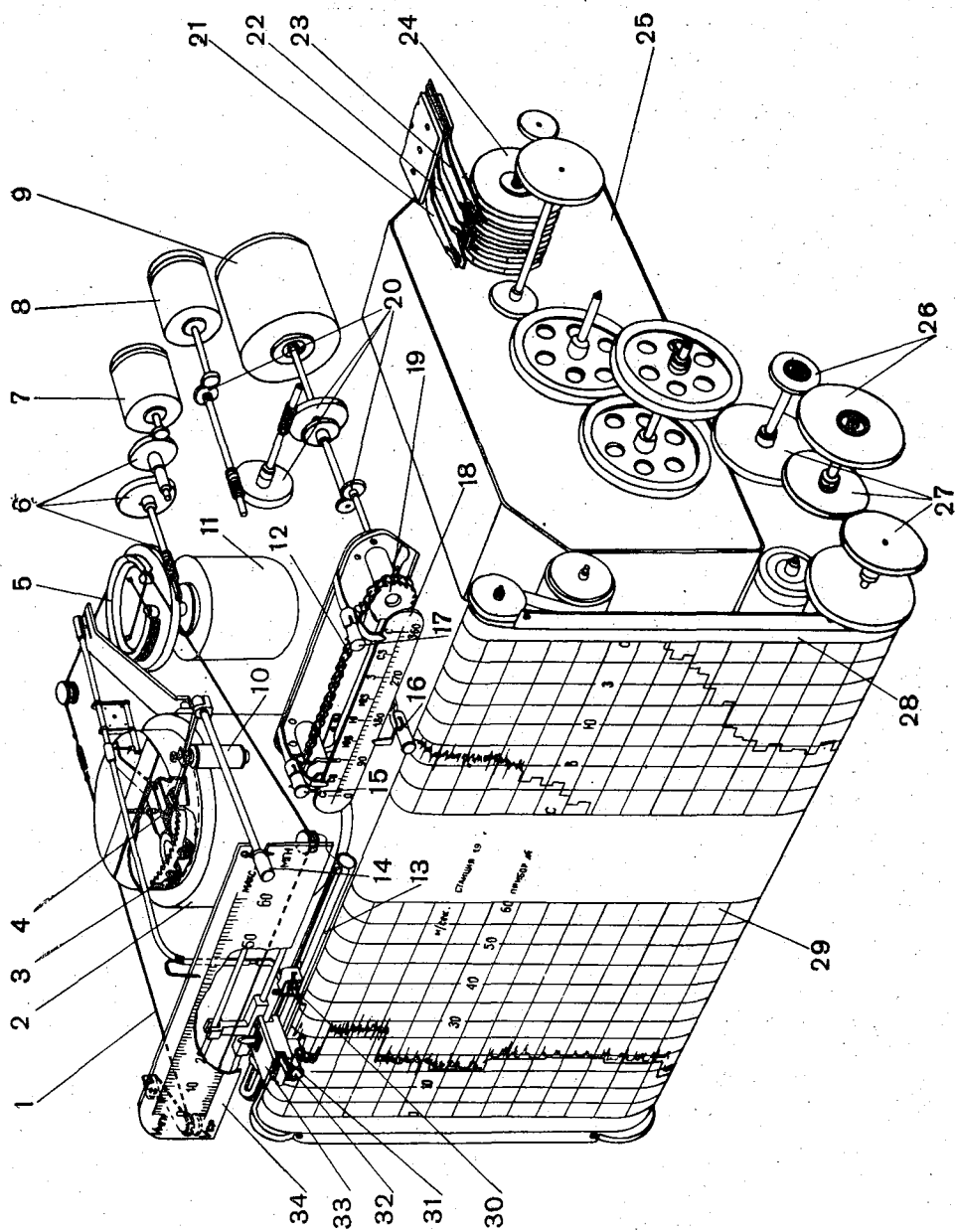


Рис. 7.

Лентопротяжный механизм 28 является рулонным механизмом, который рассчитан на работу с неперфорированной лентой шириной 230 мм и длиной 12 м. Лентопротяжный механизм приводится в движение часовым механизмом 25 через редуктор 27 и сменные колеса 26. Механизм позволяет протягивать ленту со скоростью 20, 60 и 120 мм/час. Переключение скоростей осуществляется при помощи сменных колес 26. Лентопротяжный механизм 28 является съемным и устанавливается с лицевой стороны регистратора.

Часовой механизм 25 предназначен для привода лентопротяжного механизма, управления десятиминутным циклом осреднения и периодического включения узла направления (5 раз за 10 мин.). Продолжительность работы пружины с одного завода не менее 26 час. Часовой механизм заводится при помощи ключа (на рис. 7 не показан). Управление десятиминутным циклом осреднения скорости ветра и периодическое включение узла регистрации направления часовой механизм осуществляет при помощи кулачков 24 и контактов 21, 22 и 23 (на рис. 8 соответственно K_1 , K_2 и K_3).

Для удобства эксплуатации прибора сзади прибора выведена плата, на которой, кроме штепсельных разъемов для подключения датчика и блока питания, имеются гнезда 1÷12 (рис. 8) для измерения электрических режимов отдельных узлов прибора.

Б. Описание электромеханической схемы анеморумбографа

Электромеханическая схема анеморумбографа может быть рассмотрена по трем линиям:

- а) измерения мгновенной (максимальной) скорости ветра;
- б) измерения средней скорости ветра;
- в) измерения направления ветра.

Описание работы этих линий удобнее вести одновременно по электрической (рис. 8) и кинематической (рис. 7) схемам. Буквенные обозначения относятся к электрической схеме, а цифровые — к кинематической.

Измерение и регистрация мгновенной и максимальной скоростей ветра. Так же как и в М-63, напряжение тахогенератора M_1 (рис. 8), пропорциональное мгновенной (максимальной) скорости ветра, после выпрямления на мостике $D_1—D_4$ поступает на регистрирующий миллиамперметр $ИП_1$ (2, рис. 7), который осуществляет запись на ленте 29 пером 30.

Сопротивление R_9 является регулировочным, а сопротивления R_2 и R_3 предназначены для температурной компенсации сопротивления подвижной рамки.

Для регистрации мгновенной скорости на рис. 1 а рычажок 31 на каретке 33 поворачивается вправо до отказа. При этом упор рычажка 31 отойдет в сторону и даст возможность перу 30 записать полный профиль мгновенной скорости. При регистрации мгновенной скорости по форме 1 б рычажок 31 поворачивается влево. При этом упор станет на пути движения пера 30 и не даст ему опуститься ниже значений средней скорости. В обоих случаях арретир 14 должен быть переключен в положение «Мгновенная», при котором собачка 4 отведена от храпового сектора 3.

При осуществлении регистрации максимальных значений скорости ветра (рис. 1 в) арретир 14 необходимо переключить в положение «Максимальная», при котором собачка 4 будет соприкасаться с храповым

сектором 3. В этом случае в течение десятиминутного интервала перо 30 будет иметь возможность двигаться только в сторону увеличения показания максимальной скорости. В конце каждой десятиминутки электромагнит 10 (ЭМ₁, рис. 8), включаемый контактом 23 (К₁) часового механизма, будет отводить собачку 4 от сектора 3, давая возможность перу

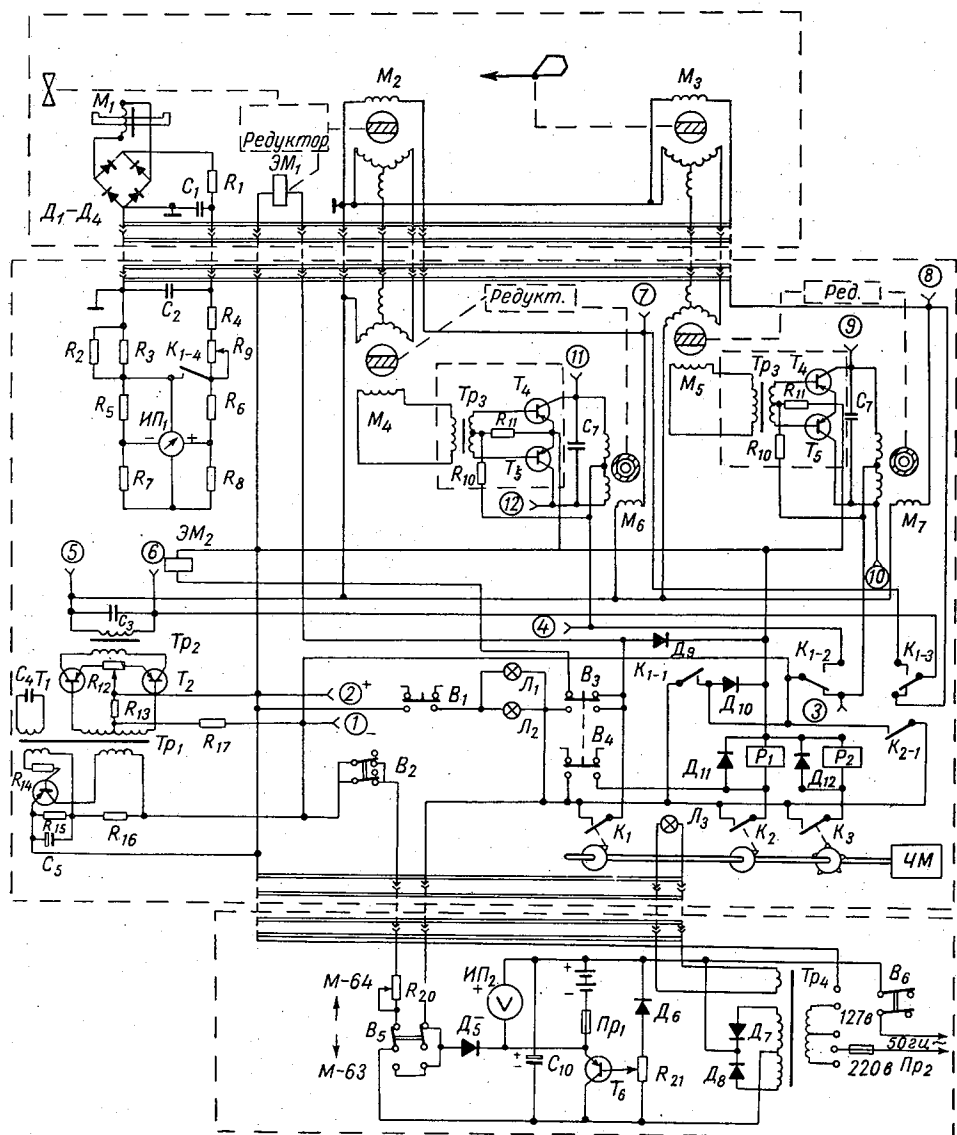


Рис. 8.

30 опуститься до значения мгновенной скорости ветра в данный момент. Перо 30 «питается» чернилами через капиллярную трубку из корытообразной чернильницы 13, расположенной вдоль движения пера 30.

Измерение и регистрация средней скорости ветра. Выработка угла средней скорости ветра производится в датчике (рис. 3) точно так же, как и в анеморумбометре М-63. Дистанционная же передача этого угла к регистратору и привод в действие регистрирующего пера 7

в анеморумбографе осуществляются при помощи маломощной следящей системы на бесконтактных сельсинах типа БС-2, включенных в трансформаторном режиме. Для отработки угла рассогласования сельсина-приемника M_4 с сельсином-датчиком M_2 используется двухфазный индукционный маломощный двигатель ДИД-0,6 (M_6 , рис. 8, и 7, рис. 7). При наличии угла рассогласования между сельсинами M_2 и M_4 на вторичной обмотке сельсина-приемника M_4 возникает напряжение рассогласования, которое подается на однокаскадный двухтактный усилитель, собранный на транзисторах П203.

С выхода усилителя напряжение рассогласования подается на управляющую обмотку двигателя M_6 , который начинает вращаться и через редуктор 6 вращать сельсин-приемник 11 до тех пор, пока он не согласуется с сельсином-датчиком M_2 . При этом на вторичной обмотке сельсина M_4 напряжение будет равно нулю, и двигатель остановится. При рассогласовании сельсинов в другую сторону меняется фаза напряжения рассогласования, и двигатель начнет вращаться в другом направлении, снова согласуя сельсины. Вместе с ротором сельсина-приемника 11 вращается шкив 5, который при помощи тросика 1 перемещает каретку 33 с пером 32, осуществляя таким образом регистрацию средней скорости, величина которой пропорциональна углу поворота сельсина-датчика M_2 и сельсина-приемника 11. Питание сельсинов БС-2 и двигателей ДИД-0,6 осуществляется от преобразователя постоянного тока в переменный 400 гц. Преобразователь несколько отличается от преобразователя М-63, так как выполнен по схеме однотактного автогенератора на транзисторе П203 с последующим усилением генерируемого переменного напряжения на двухтактном усилителе мощности, построенном на двух транзисторах П203.

Выработка и регистрация средней скорости за каждую десятиминутку происходит в следующей последовательности.

В течение 9 мин. 45 сек., пока идет набор (суммирование) угла средней скорости в датчике, схема узла средней скорости находится в обесточенном состоянии.

В 9 мин. 45 сек. от начала каждой десятиминутки часовой механизм ЧМ замыкает на 5—8 сек. контакты K_2 (22, рис. 7), через которые подается напряжение на реле P_1 . Через контакты K_{1-1} реле P_1 подается питание на преобразователь постоянного тока в переменный. Одновременно через нормально разомкнутую пару контактов K_{1-2} подается питание постоянного тока на усилитель узла средней скорости, а через нормально разомкнутую пару K_{1-3} подается питание переменного тока 400 гц со вторичной обмотки выходного трансформатора Tr_2 преобразователя на сельсин M_2 и двигатель M_6 .

Двигатель M_6 согласует сельсины M_2 и M_4 , одновременно перемещает каретку 33 и перо 32 от нуля шкалы до значения средней скорости. Через 5—8 сек. контакт K_2 размыкается, обесточивая всю схему узла средней скорости ветра. Каретка 33 и перо 32 остаются в положении, соответствующем средней скорости за истекшую десятиминутку, в течение всей следующей десятиминутки, пока не выработается новое значение средней скорости ветра.

Через 1—3 сек. контакты K_1 подают на 3—4 сек. питание на электромагнит ЭМ₂ для сброса на нуль угла средней скорости. После размыкания контакта K_1 начинается новая десятиминутка, в течение которой весь цикл повторяется. Только теперь в конце десятиминутки следящий привод будет отрабатывать угол рассогласования сельсинов, пропорциональный не полной величине средней скорости, а только разности средних скоростей за прошедшую и настоящую десятиминутку.

Измерение и регистрация направления ветра. Дистанционная передача изменений угла направления и привод в действие регистрирующего устройства узла направления осуществляются при помощи следящего привода, аналогичного следящему приводу узла средней скорости. Отличие заключается в том, что следящий привод узла направления имеет увеличенную постоянную времени отработки входной величины, которая позволяет осреднить значение направления ветра за $30 \div 40$ сек.

При дискретной форме регистрации направления (рис. 1 б, в) контакт K_3 замыкается на 5 сек. через каждые 2 мин. и подает питание на реле P_2 .

Через контакты K_{2-1} подается питание постоянного тока на преобразователь и на усилитель узла направления (через нормально замкнутые контакты K_{1-2}). От преобразователя переменное напряжение через нормально замкнутую пару контактов K_{1-3} подается на сельсин M_3 и двигатель M_7 узла регистрации направления.

При непрерывной регистрации направления ветра необходимо тумблер B_2 переключить в положение «Непрерывная». В этом случае преобразователь и усилитель узла направления будут непрерывно питаться от выпрямителя (а не от аккумулятора), так как минус схемы будет соединен тумблером B_2 с минусом выпрямителя.

В момент согласования сельсинов средней скорости реле P_2 переключит питание на узел средней скорости и в течение 5—8 сек. узел направления работать не будет. После размыкания контакта K_2 узел направления продолжит регистрацию направления.

Микровыключатель B_1 служит для включения ламп подсветки шкал L_1 и L_2 .

Сдвоенный микровыключатель B_3 служит для сброса средней скорости на нуль в датчике и регистраторе при контроле нуля средней скорости.

Лампочка L_3 является индикаторной лампочкой исправности сети переменного тока.

Диоды D_9 , D_{10} , D_{11} , D_{12} являются элементами искрогашения.

Выводы

1. Разработанный и внедренный в серийное производство комплект сетевых ветроизмерительных приборов, состоящий из анеморумбометра М-63 и анеморумбографа М-64, является универсальным как по числу измеряемых параметров, так и по возможности питания от различных источников питания. Кроме того, анеморумбограф является универсальным прибором по наличию в нем возможности регистрации параметров ветра в нескольких формах.

2. Отсутствие в датчике М-63 и М-64 прижимных и скользящих контактов делает приборы надежными в эксплуатации.

3. Используемые в анеморумбографе М-64 для дистанционной передачи углов средней скорости и направления ветра маломощные следящие приводы, построенные на бесконтактных элементах, отличаются высокой надежностью и точностью измерения, свойственными компенсационным бесконтактным измерительным схемам.

4. Следящая передача угла направления ветра, работающая в режиме замедленной отработки входной величины, позволяет осреднить направление ветра в пределах $30 \div 40$ сек.

5. Регистратор анеморумбографа позволяет записать мгновенную (максимальную) и среднюю скорости ветра на одной общей шкале ленты, что является более наглядным и удобным при обработке лент. Кроме

того, такая форма регистрации значительно экономит бланковый материал.

6. По своим техническим характеристикам, по принципу действия и средствам конструктивного осуществления (особенно по наличию автоматической выработки средней и максимальной скоростей) разработанный комплект сетевых ветроизмерительных приборов выгодно отличается от аналогичных зарубежных и отечественных приборов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Протопопов Н. Г. Некоторые вопросы теории и расчета винтовых ветрочувствительных элементов. См. наст. сб.
2. Протопопов Н. Г., Стернзат М. С., Ефремычев В. И. и Протопопова Б. И. Авторское свидетельство на изобретение, № 177993. Дистанционный анеморумбограф.

Р. А. КРУГЛОВ

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ПРИСТАВКА К НАЗЕМНОМУ СВЕТОЛОКАТОРУ

Дается описание дополнительного устройства к серийно выпускаемому отечественной промышленностью наземному светолокатору. Устройство позволяет увеличить дистанционность действия прибора и срок службы источника световых импульсов.

С развитием современных методов предсказания погоды и созданием автоматических метеорологических станций возникла необходимость в оснащении этих станций автоматическими приборами дистанционного действия, способными работать в режиме регистрации в течение длительного времени.

В настоящее время для измерения высоты нижней границы облаков наибольшее распространение получили приборы, основанные на светолокационном и триангуляционном методах измерения. Светолокационные приборы обладают известными преимуществами по сравнению с триангуляционными.

Время, затрачиваемое на одно измерение, у светолокаторов не превышает нескольких секунд. Это облегчает измерения и повышает их надежность, в особенности при быстро движущихся разорванных облаках. В триангуляционных же приборах время измерения исчисляется десятками секунд. Кроме того, триангуляционные приборы предназначены для использования в режиме регистрации, который не всегда является необходимым. Использование же этих приборов в режиме единичных измерений не представляется возможным из-за слишком большого времени, необходимого для приведения прибора в действие.

Следует отметить, что сокращение времени измерения в триангуляционных приборах представляет значительные технические трудности. Дело в том, что это время почти целиком определяется временем поиска, уменьшение которого требует расширения полосы пропускания усилителя, а это приводит к ухудшению отношения сигнал/шум, которое в триангуляционных приборах и без того невелико. Применение импульсного света могло бы существенно улучшить это отношение, хотя и потребовало бы соответствующего расширения полосы пропускания усилителя. При этом время поиска могло бы быть сокращено до минимума.

Однако в триангуляционных приборах энергия источника света используется нерационально. Как было сказано выше, основную долю

времени измерения составляет время поиска. Таким образом, большую часть времени источник света работает вхолостую. Если при этом учесть, что то минимальное количество импульсов, которое требуется для измерения, ограничивается необходимостью получения непрерывных значений измеряемого параметра, то станет очевидно, что использование импульсных ламп из-за их малого срока службы в триангуляционных приборах не является целесообразным. Использование триангуляционных приборов в режиме слежения могло бы в известной степени устранить вышеуказанный недостаток. Однако этот способ малоэффективен при быстро движущихся разорванных облаках.

Таким образом, светолокаторы имеют заметное преимущество в оперативности и более рациональном использовании энергии источника световых импульсов. Преимуществом светолокаторов является и возможность использования их в режиме единичных измерений.

Существенным преимуществом светолокаторов является весьма небольшая (всего 8—10 м) база измерения, что при наличии автоматической самоустойчивки в пределах $\pm 10^\circ$ обеспечивает возможность установки прибора практически в любых условиях. К преимуществам светолокационных приборов следует также отнести более широкий диапазон измерения и отсутствие движущихся частей, требующих смазки и ухода.

Все это позволяет считать светолокаторы приборами, наиболее пригодными для использования в автоматических метеорологических станциях.

Однако светолокаторы обладают существенным недостатком. Импульсные лампы, применяемые в этих приборах, позволяют произвести не более 1000 единичных измерений. Это крайне затрудняет использование приборов в режиме регистрации.

Выпускаемые отечественной промышленностью светолокационные приборы обладают и другим существенным недостатком. Дистанционность действия этих приборов не превышает 100 м. В то же время для использования прибора в качестве датчика автоматической метеорологической станции, а также для обслуживания аэродромов необходима дистанционность действия не менее 5—7 км. Кроме того, эти приборы приводятся в действие вручную, что также не позволяет использовать их в автоматических станциях.

В Главной геофизической обсерватории им. А. И. Воейкова разработана измерительная приставка к серийно выпускаемому отечественной промышленностью светолокатору, позволяющая в значительной степени устранить вышеуказанные недостатки и приспособить тем самым этот прибор для использования в автоматических метеорологических станциях. Измерительная приставка решает задачу преобразования временного интервала между импульсами передатчика и приемника в постоянное напряжение большой величины. Например, при диапазоне измерения 50—1000 м напряжения на выходе датчика, соответствующие верхнему и нижнему пределам измерения, составляют 60 и 3 в соответственно. Постоянный характер выходного напряжения и большая его величина позволяют передавать данные измерений на значительные расстояния (до 5—7 км).

Линейная зависимость выходного напряжения от высоты облаков позволяет без дополнительных преобразований вводить это напряжение в счетно-решающее устройство автоматической станции.

В результате автоматизации процесса измерения время, затрачиваемое на одно измерение, сократилось в 3—5 раз. Во столько же раз увеличился срок службы источника световых импульсов.

Инструментальная погрешность прибора, выраженная относительной ошибкой отсчета, не превышает 7% во всем диапазоне измерений.

Блок-схема прибора изображена на рис. 1. Прибор состоит из четырех блоков: передатчика, приемника, отметчика и измерительной приставки. В отметчике не используется электронно-лучевая трубка и все связанные с ней узлы.

Работа устройства происходит следующим образом. Световые импульсы излучаются передатчиком с частотой 20 гц в вертикальном на-

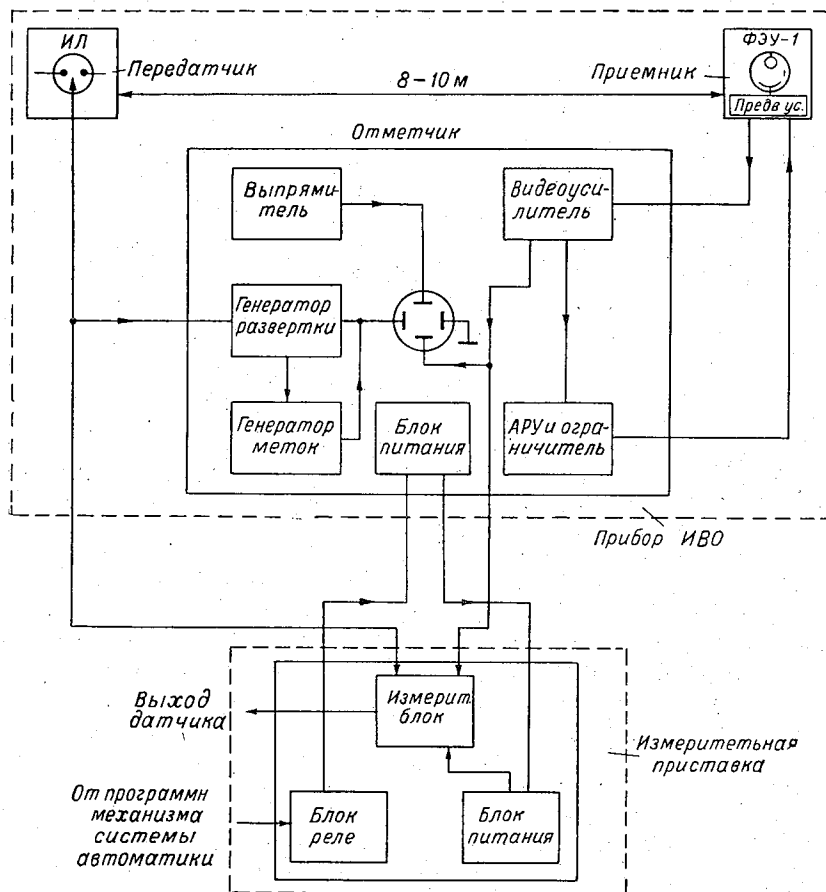


Рис. 1. Блок-схема автоматического измерителя высоты нижней границы облаков.

правлении. Достигая нижней границы облаков, они отражаются, и часть энергии отраженных импульсов попадает в приемник. Электрический импульс передатчика, возникающий при разряде через импульсную лампу (ИЛ), передается по коаксиальному кабелю в отметчик, а из отметчика в измерительную приставку. Электрический импульс приемника, являющийся преобразованным принятым световым импульсом, поступает по коаксиальному кабелю в отметчик, а затем с выхода видеоусилителя передается в измерительную приставку, где производится измерение времени запаздывания импульса, поступившего от приемника, относительно импульса, поступившего от передатчика. По этому времени и определяется высота нижней границы облаков.

При этом $h = \frac{ct}{2}$, где h — высота облаков, c — скорость света, t — время прохождения световым импульсом расстояния до облака и обратно до земли. Принципиальная схема измерительной приставки изображена на рис. 2.

Временное расстояние между импульсами передатчика и приемника, прямо пропорциональное высоте облаков, измеряется с помощью одноразового мультивибратора, собранного на лампе L_4 . При этом импульс передатчика используется в качестве запускающего, а импульс приемника является импульсом остановки мультивибратора. Импульс передатчика поступает непосредственно на вход мультивибратора через трансформатор Tr_2 , а импульс приемника претерпевает некоторые изменения в первых двух каскадах.

Первый каскад собран на лампе L_2 по схеме катодного повторителя. На левой половине лампы L_2 с помощью лампы L_1 , выполняющей роль пикового детектора, импульс приемника запоминается по амплитуде. Половина этого напряжения поступает на анод диода D_1 , с помощью которого производится сравнение. На катод диода D_1 через правую половину лампы L_2 импульс приемника поступает без изменения. На выходе каскада напряжение появится лишь тогда, когда диод D_1 будет заперт, т. е. в тот момент, когда величина этого напряжения превысит значение, равное половине амплитуды пришедшего от приемника импульса.

Таким образом, независимо от амплитуды отраженного облаком импульса, напряжение на выходе каскада появится лишь в момент, соответствующий середине фронта этого импульса. Это напряжение усиливается во втором каскаде на лампе L_3 до уровня, превышающего не менее чем в 10 раз порог срабатывания одноразового мультивибратора. Благодаря этому момент остановки одноразового мультивибратора будет также соответствовать середине фронта отраженного облаком импульса.

Далее прямоугольный импульс с катода мультивибратора, по длительности равный временному расстоянию между импульсами передатчика и приемника, поступает на генератор пилообразного напряжения, собранный по схеме катодно-следящего каскада, обеспечивающего высокую степень линейности выходного напряжения.

Это напряжение с помощью лампы L_6 , выполняющей роль пикового детектора, запоминается по амплитуде на левой половине лампы L_7 . На лампе L_7 собран балансный каскад по схеме катодного повторителя. На выходе этого каскада образуется постоянное напряжение, прямо пропорциональное высоте облаков, которое передается по линии связи к блоку автоматики.

Вся приставка питается от отдельного выпрямителя, собранного по мостовой схеме с удвоением напряжения. Электронный стабилизатор напряжения, собранный по обычной схеме на лампах L_8 , L_9 и L_{10} , обеспечивает достаточно высокую степень постоянства питающих напряжений.

С помощью блока реле (P_1 , P_2 , P_3 и P_4) осуществляется автоматическое управление датчиком на расстоянии. С помощью реле P_1 производится открывание крышек передатчика и приемника. Реле P_2 включает питание датчика. Реле P_4 включает импульсную лампу на момент измерения. Реле P_3 блокирует питание датчика на время, необходимое для закрывания крышек передатчика и приемника. Для этого параллельно обмотке реле P_2 включен конденсатор большой емкости, обеспечивающий затягивание времени срабатывания реле. В результате, прежде чем

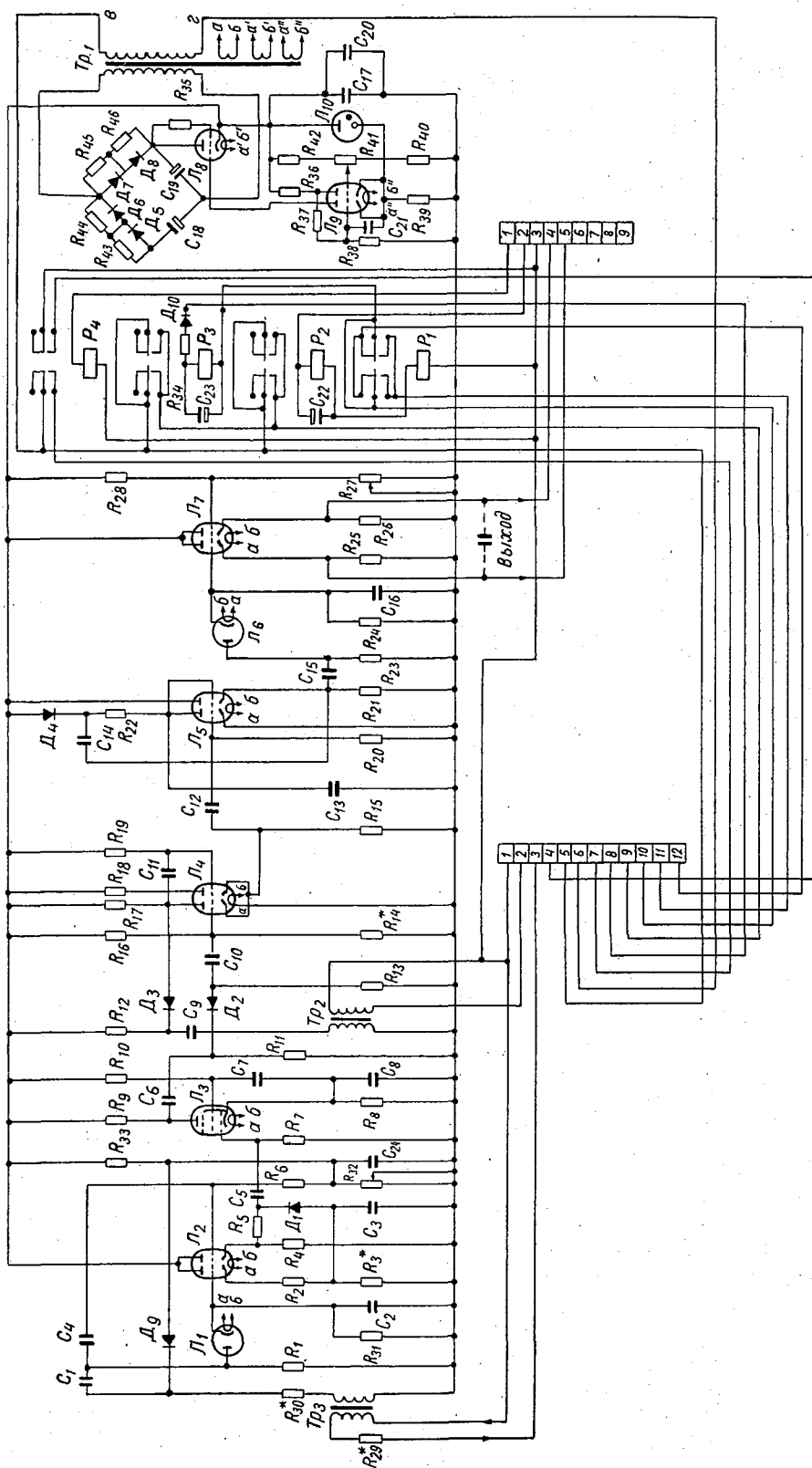


Рис. 2. Принципиальная схема измерительной приставки к наземному светодатчику.

разомкнутся контакты реле P_2 , сработает реле P_1 , и на обмотках двигателей механизма закрывания крышек, а следовательно, и на обмотке реле P_3 появится напряжение. Это напряжение будет держаться до тех пор, пока крышки не закроются. Затем сработают концевые выключатели, и реле P_3 выключит питание датчика.

Конструктивно измерительная приставка соединяется с отметчиком светолокатора коротким отрезком кабеля, имеющим 12 жил. Для этого на задней стенке отметчика дополнительно устанавливается штепсельный разъем. Измерительная приставка имеет два штепсельных разъема, один из которых служит для соединения с отметчиком, а второй — с пятижильной линией связи, идущей к блоку автоматики или пульту управления, расположенному на расстоянии от 2 до 5—7 км от места установки датчика. С помощью этой линии связи осуществляется передача команд от блока автоматики или пульта управления на включение и выключение датчика, а также передача данных измерений от датчика к блоку автоматики или пульту управления.

Следует отметить, что схема присоединения приставки к отметчику выполнена таким образом, что при необходимости позволяет использовать отметчик по прямому назначению.

Габариты измерительной приставки не превышают $210 \times 270 \times 190$ мм.

В Главной геофизической обсерватории им. А. И. Воейкова в 1963 г. были проведены испытания макета измерительной приставки в разных условиях с имитацией 5-километровой линии связи. Испытания проводились следующим образом. Сначала производились измерения с помощью отметчика светолокатора обычным образом и фиксировались показания. Затем датчик включался с пульта управления повторно и на выходе приставки фиксировались показания. Данные измерения приводятся в таблице. Из таблицы видно, что заметных расхождений в показаниях отметчика светолокатора и измерительной приставки не наблюдалось.

Т а б л и ц а

Дата	Время наблюдений, час. мин.	Отсчет, м		Ошибка
		отметчик	приставка	
8 X	10 00	450	440	+10
	13 10	800	780	-20
9 X	9 45	160	180	+20
	10 20	950	960	+10
10 X	9 20	230	240	+10
	11 10	200	220	+20
	15 50	440	440	0
11 X	16 20	500	500	0
	10 00	300	300	0
	11 00	300	300	0
	14 00	240	240	0
12 X	10 00	510	520	+10
	10 10	400	400	0
14 X	11 00	200	200	0
	12 00	180	160	-20
15 X	9 25	120	120	0
	9 30	300	300	0
	9 50	900	880	-20
17 X	9 10	200	200	0
18 X	9 20	90	100	+10
	15 00	100	100	0

ЛИТЕРАТУРА

1. Фатеев Н. П. К методике определения высоты нижней границы облаков. Труды ГГО, вып. 52, 1958.
2. Эрглис К. Э., Степаненко И. П. Электронные усилители. Физматгиз, 1961.
3. Гольденберг Л. М. Основы импульсной техники. Связьиздат, 1963.
4. Нелепец В. В., Нелепец В. С. Импульсные режимы в радиотехнических цепях. Воениздат, 1960.
5. Панасенко В. Д. Элементы автоматических устройств и вычислительной техники. Оборонгиз, 1962.

ВЫЧИСЛЕНИЕ ЗНАЧЕНИЙ ИНТЕГРАЛОВ ОТ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ В ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

При некоторых расчетах электрических схем бывает необходимо найти значения интегралов от токов и напряжений, взятые в пределах от 0 до ∞ , в условиях, когда на цепь действуют ограниченные по времени э. д. с. Если при этом не требуется определить форму токов и напряжений, то расчеты могут быть сильно упрощены. В данной статье приводится и обосновывается методика таких упрощений для линейных цепей.

Рассмотрим электрическую схему, состоящую из линейных пассивных элементов (R ; L ; C), на которую действуют внешние э. д. с. любой формы, но ограниченные по времени некоторым интервалом $0 \leq t \leq t_1$.

Обозначим

$$\begin{aligned} Q_k &= \int_0^{\infty} i_k dt; \\ U_k &= \int_0^{\infty} u_k dt, \end{aligned} \quad (1)$$

где i_k , u_k — мгновенные значения тока и напряжения в k -той ветви. Q_k представляет собой количество электричества, протекшее в k -той ветви. Величину U_k , имеющую размерность магнитного потока, будем для краткости называть *интегральным значением напряжения*.

Пусть рассматриваемая цепь удовлетворяет двум условиям:

1. В момент времени $t=0$ схема находится при нулевых начальных условиях, т. е. напряжения на конденсаторах u_C и токи в индуктивностях i_L равны нулю.

2. Схема обладает затуханием, вследствие чего при $t=\infty$ u_C и i_L также равны нулю.

При этих условиях справедливо следующее положение: *количество электричества Q_k в любой ветви и интегральное значение напряжения U_{ab} между двумя любыми точками (a , b) не зависят от величин реактивных элементов схемы (L ; C).*

Это, например, означает, что при определении величин Q_k , U_{ab} можно замкнуть все индуктивности ($L=0$) и устранить из схемы все емкости ($C=0$), принимая во внимание лишь активные сопротивления.

Доказательство этого утверждения заключается в следующем.

Мгновенные значения токов и напряжений во всех ветвях схемы определяются системой уравнений, составленных на основе 1-го и 2-го законов Кирхгофа, и уравнений, связывающих ток i_k и напряжение u_k в каждой ветви.

По 1-му закону Кирхгофа,

$$\sum i_k^{(j)} = 0 \quad (2)$$

($j=1, 2, \dots, p$ — по числу узловых точек).

Здесь индекс (j) относится к токам в ветвях, подключенных к узлу j .

По 2-му закону Кирхгофа,

$$\sum u_k^{(s)} = e_s \quad (3)$$

($s=1, 2, \dots, q$ — по числу контуров тока).

Здесь индекс (s) относится ко всем ветвям, входящим в контур s , а e_s — мгновенное значение суммы внешних э. д. с., действующих в этом контуре.

Связь между током и напряжением в k -той ветви зависит от характера сопротивления этой ветви:

$u_k = R_k i_k$ при активном сопротивлении;

$$u_k = L_k \frac{di_k}{dt}, \text{ при индуктивности;} \quad (4)$$

$$i_k = C_k \frac{du_k}{dt} \text{ при емкости.}$$

Если схема состоит из n ветвей, то равенства (2), (3), (4) образуют систему из $2n$ взаимно независимых уравнений, определяющих $2n$ неизвестных — токи i_k , напряжения u_k для $k=1, 2, \dots, n$.

Без ограничения общности можно считать, что уравнения (2) содержат все токи, а уравнения (3) — напряжения во всех ветвях схемы. Если бы это было не так, то всегда можно было бы дополнить систему уравнениями, содержащими отсутствующие токи и напряжения. При этом может получиться более $2n$ уравнений, из которых только $2n$ будут взаимно независимыми.

Проинтегрировав (2) и (3) в пределах от 0 до ∞ , нетрудно убедиться, что этим равенствам удовлетворяют значения Q_k и U_k . При этом правые части (3) достаточно интегрировать в пределах от 0 до t_1 , поскольку при $t > t_1$ все внешние э. д. с. равны нулю. Таким образом,

$$\sum \int_0^\infty i_k^{(j)} = \sum Q_k^{(j)} = 0 \quad (j=1; 2; \dots; p), \quad (5)$$

$$\sum \int_0^\infty u_k^{(s)} = \sum U_k^{(s)} = \int_0^{t_1} e_s dt \quad (s=1; 2; \dots; q). \quad (6)$$

Учитывая, что при $t=\infty$, $i_L = u_C = 0$, интегрирование равенств (4) от $t=0$ до $t=\infty$ дает:

$U_k = R_k Q_k$ при активном сопротивлении;

$$U_k = L_k i_k|_{t=\infty} = 0 \text{ при индуктивности;} \quad (7)$$

$Q_k = C_k u_k|_{t=\infty} = 0$ при емкости.

Равенства (5), (6), (7) образуют систему, состоящую из $2n$ взаимно независимых линейных алгебраических уравнений, из которой могут быть определены $2n$ неизвестных — Q_k , U_k ($k=1, 2, \dots, n$) во всех

ветвях схемы. Поскольку в исходные уравнения не входят параметры L и C , то определяемые величины Q_k и U_k также не могут зависеть от этих параметров.

Интегральное значение напряжения U_{ab} между двумя любыми точками цепи может быть выражено суммой, состоящей из U_k . Поэтому U_{ab} также не зависит от L и C .

Следует отметить, что если линейная цепь находится под воздействием периодических э. д. с. и режим в цепи установился, то по отношению к постоянным составляющим токов и напряжений в ветвях схемы (I_{k_0} ; U_{k_0}) может быть сформулировано аналогичное утверждение: величины I_{k_0} ; U_{k_0} не зависят от параметров L и C схемы. Доказательство этого положения может быть проведено совершенно так же, как и для интегральных значений Q_k и U_k . Для этого достаточно представить все действующие э. д. с., а также токи i_k и напряжения u_k в виде рядов Фурье и учесть, что уравнения цепи (2), (3) и (4) могут быть отдельно применены к постоянным составляющим (как и к каждой гармонике). Если частоты действующих на схему э. д. с. не кратны между собой, то под постоянной составляющей, например, тока понимается величина

$$I_{k_0} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T i_k dt.$$

МЕТОДИКА И РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА СХЕМ НА ПРИНЦИПЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКА В ШИРОКОМ ТЕМПЕРАТУРНОМ ДИАПАЗОНЕ

Излагается методика расчета схем на принципе распределения тока (ПРТ) в широком температурном диапазоне. Приводится схема и отмечаются достоинства четырехтактного режима работы устройств на ПРТ как наиболее перспективного, рассматриваются требования, предъявляемые к расчету. Приводятся результаты расчета схем на максимальное быстродействие для десятичной и двоичной систем счисления, для двухтактного и четырехтактного режимов работы в температурном диапазоне (от -60 до $+50^{\circ}\text{C}$) с использованием следующих элементов: триода КТ-801А, диодов типа Д310, сердечника 0,25 ВТК $4 \times 2,8 \times 1,3$.

В заключение приводится упрощенный метод расчета схем для определенного значения длительности импульса (соответствующей максимальному быстродействию схем), который сводится к подсчету составляющих нагрузок и определению числа витков распределяющей обмотки по графику.

Разработка цифровых систем в целом ряде организаций (например, в Ленинградском политехническом институте им. М. И. Калинина (кафедра автоматики и телемеханики), в Главной геофизической обсерватории им. А. И. Воейкова и др.) основывается на широком применении схем на принципе распределения тока (ПРТ).

Большие логические возможности, нечувствительность к разбросу параметров элементов и импульсов, а также опыт эксплуатации сложных систем указывают на перспективность данного класса цифровых схем.

Практика разработки сложных цифровых устройств показала, что основная часть схем на ПРТ с точки зрения расчета может быть представлена в виде двух типовых цепей: последовательного соединения передающих ячеек (рис. 1, примерно 70% всего оборудования) и соединения пирамидального типа (рис. 2).

Принципиально работа схем на ПРТ требует минимум двухтактной системы импульсов (такт записи информации на сердечники — подготовка; такт считывания — распределение). Все предыдущие разработки основывались на использовании двухтактного режима работы (рис. 1 и 2). Подробный анализ схем на ПРТ показывает, что более перспективным может оказаться четырехтактный режим работы.

Схема элементарного ключа с регенерацией и временная диаграмма тактовых импульсов при четырехтактном режиме представлены на рис. 3. Расчетные типовые цепи в этом случае строятся по аналогии с ключом на рис. 3.

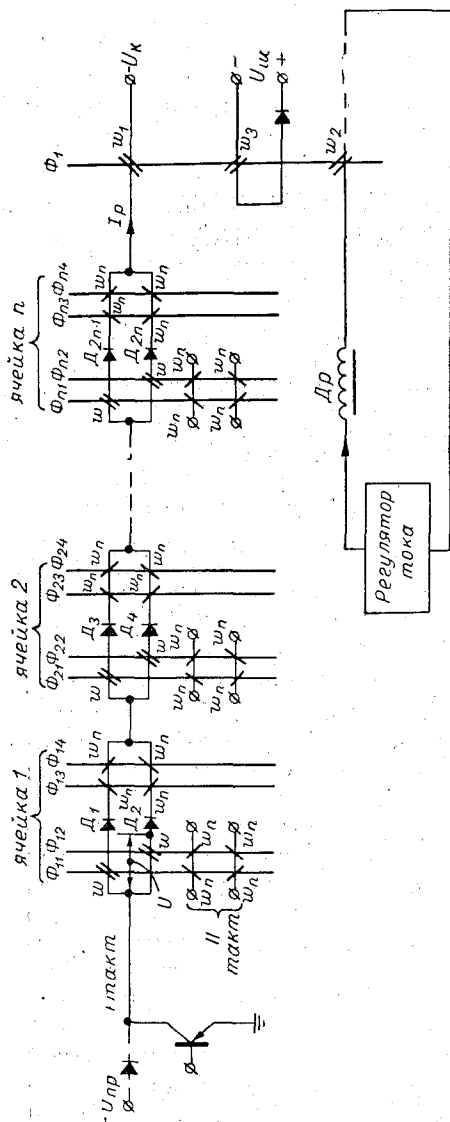


Рис. 1. Цепь последовательного соединения передающих ячеек (двухтактный режим работы).

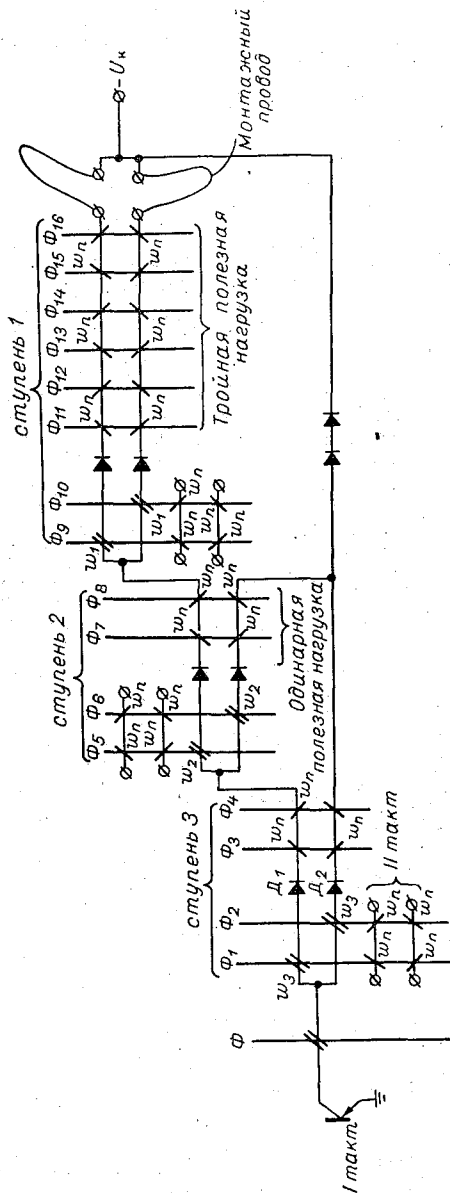


Рис. 2. Цепь пирамидального типа (двухтактный режим работы).

Отметим достоинства схем на ПРТ при четырехтактном режиме работы (по сравнению с двухтактным).

1. Величина потокосцепления при подготовке сердечников нагрузки (вызывающего перемагничивание непроводящего сердечника) оказывается в 4 раза меньше.

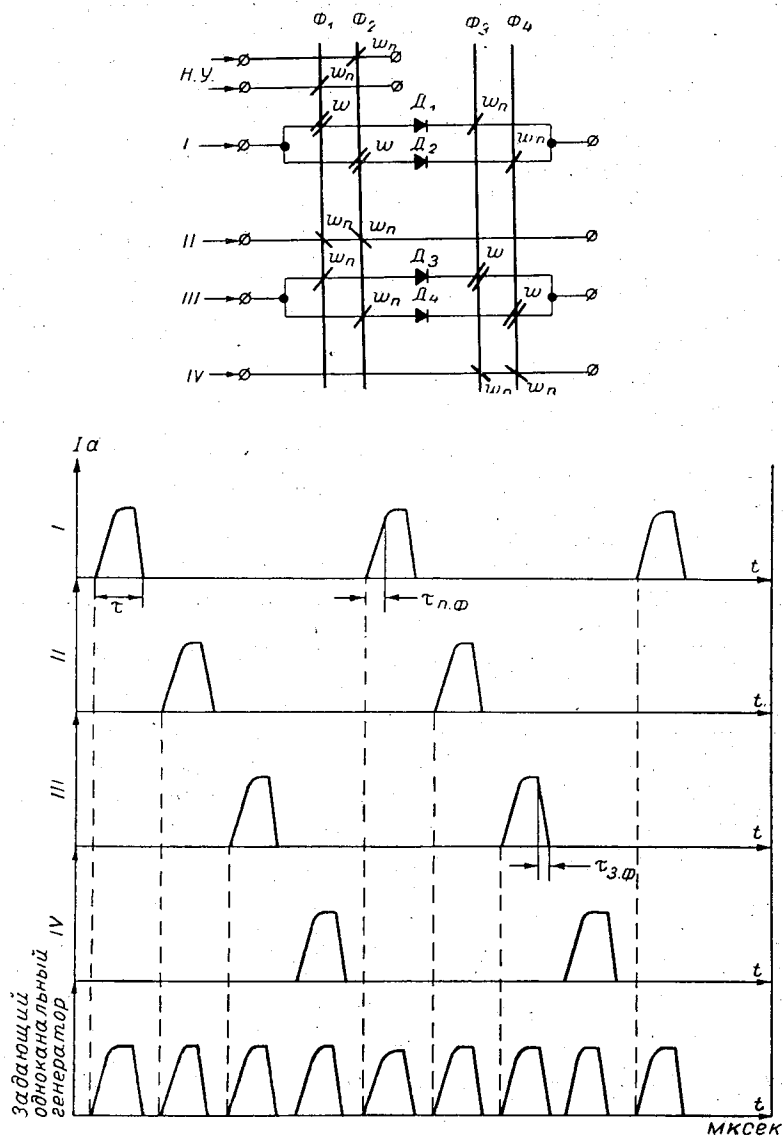


Рис. 3. Ключ и временная диаграмма тактов при четырехтактном режиме (I—IV).

2. Резкое уменьшение потокосцепления полезной нагрузки может быть использовано в двух направлениях:

а) для значительного сокращения числа витков распределяющих обмоток при сохранении тех же уровней тока, что способствует повышению технологичности схем и увеличению числа передающих ячеек в цепи одного формирователя (уменьшению числа триодов);

б) для уменьшения амплитуды импульсов тока при сохранении прежнего значения числа витков распределяющих обмоток (использование маломощных диодов и триодов).

3. Технологичность схем на ПРТ может быть повышена, если число витков обмоток подготовки равно одному (предполагается нанесение обмоток подготовки прошивкой при монтаже). При этом резко сокращаются габариты ячеек, число контактов и паек в устройстве. Применение четырехтактного режима позволяет строить схемы в любой системе счисления при одном витке в цепи подготовки.

4. Число обмоток подготовки в сложных устройствах сокращается.

5. Величина нагрузки для импульсного формирователя не зависит от кодовой комбинации.

6. При одинаковом числе витков распределяющей обмотки напряжение, прикладываемое к диоду, вдвое меньше.

7. Наличие четырех тактов расширяет логические возможности схем.

8. При одинаковых требованиях (равное число ячеек в цепи формирователя, одинаковая нагрузочная способность, одни и те же элементы) схемы при четырехтактном режиме оказываются не менее быстродействующими (см. рис. 10 и 12 в случае нагрузочной способности, равной трем, и $n=8$) при значительно меньшем числе витков распределяющих обмоток.

Далее приводятся методика и результаты расчета схем на ПРТ при двухтактном и четырехтактном режимах работы для двоичной и десятичной систем счисления.

Приводимая ниже методика расчета обеспечивает выполнение следующих требований во всем температурном диапазоне.

1. Должна быть обеспечена надежная подготовка сердечников по обмоткам $\omega_{\text{д}}$.

2. Чтобы избежать появления значительных ложных токов непроводящий феррит не должен успеть перемагнититься за время действия импульса.

3. Должна быть учтена температура сердечника, работающего на данной частоте. При этом необходимо обеспечить возможность работы «горячего» сердечника (перемагничивающегося с максимально возможной частотой) на «холодные» (температура последних соответствует температуре окружающей среды).

4. Должна быть обеспечена возможность нарастания импульса тока в цепи распределения до нужной величины (за время действия импульса).

5. Должна быть обеспечена подготовка сердечников, распределяющие обмотки которых находятся в цепи одного формирователя, с учетом ограничения допустимого напряжения для данного типа транзистора (ограничение напряжения достигается с помощью диода согласно пунктиру на рис. 1).

6. Должны быть обеспечены достаточные коэффициенты запаса, перекрывающие возможный разброс параметров элементов и импульсов, в худшей точке заданного температурного диапазона при самом неблагоприятном их сочетании.

7. Должна быть сохранена возможность реализации сложных логических функций при опросе (построение пирамидальных схем в цепи одного формирователя).

8. Не должны превышать предельно допустимые паспортные данные элементов.

Кроме того, приняты следующие условия:

1) число витков обмотки подготовки равно одному, при этом значи-

тельную часть нагрузки составляют активные сопротивления и форма импульса тока близка к прямоугольной;

2) ограничение амплитуды импульса тока производится с помощью специального сердечника с ППГ (см. рис. 1, Φ_1). Данный способ огра-

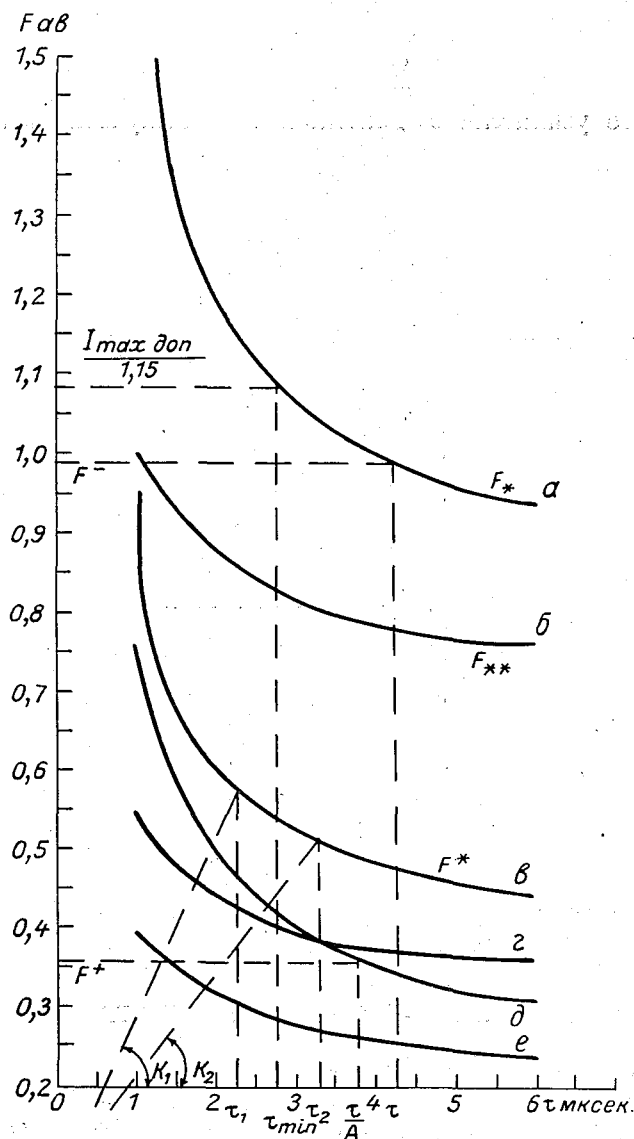


Рис. 4. Зависимости $F=f(\tau)$ для сердечника с максимальной м. д. с. намагничивания при различных температурах (сердечник 0,25 ВТК $4 \times 2,8 \times 1,3$) и при $\tau_{п.ф} = 1$ мсек.

а) температура -60°C , недонамагничивание 5%; б) -60°C , 20%;
в) $+20^\circ \text{C}$, 5%; г) $+20^\circ \text{C}$, 20%; д) $+50^\circ \text{C}$, 5%; е) $+50^\circ \text{C}$, 20%.

нижения позволяет более эффективно использовать триоды. Амплитуда тока определяется м. д. с. смещения, создаваемой постоянным током;

3) при широком температурном диапазоне м. д. с., необходимая для полного перемангничивания сердечников, изменяется в 2—3 раза (рис. 4).

Принятый способ ограничения амплитуды импульса тока (согласно п. 2) позволяет легко осуществить регулирование амплитуды в зависимости от температуры среды с помощью простого регулятора, изменяющего ток смещения. Такая регулировка тока значительно облегчает схемы на ПРТ и режим работы элементов на высоких температурах. Регулирование амплитуды импульса тока производится по линейному закону, близкому к изменению $F=f(\tau)$;

4) изменение амплитуды импульса тока позволяет построить схему формирующего усилителя с длительностью импульса, изменяющейся

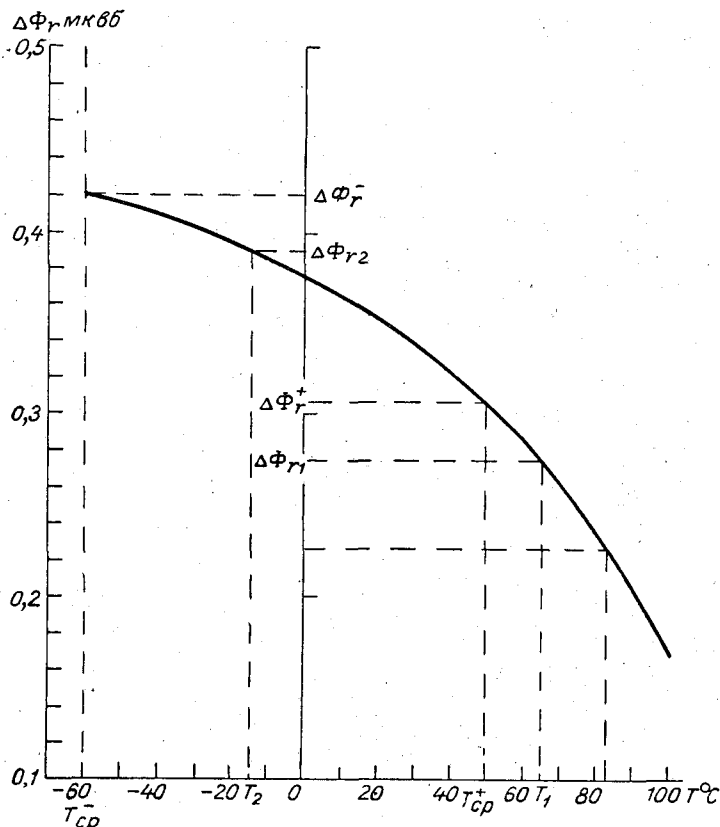


Рис. 5. Зависимость $\Delta\Phi_r=f(\tau)$ для феррита 0,25 ВТК $4 \times 2,8 \times 1,3$.

также по линейному закону. При этом длительность уменьшается при повышении температуры в $A = \frac{\Delta\Phi_r}{\Delta\Phi_r^+}$ раз, где $\Delta\Phi_r^+$ и $\Delta\Phi_r^-$ — полное изменение потока сердечника при температуре последнего, равной крайним точкам диапазона (как плюсовой, так и минусовой) (рис. 5). Это также способствует облегчению режима работы схем.

Принятые условия не являются необходимыми, но произведенные исследования подтверждают их целесообразность.

Методика расчета

Все графики и численные значения величин приведены для сердечника 0,25ВТК $4 \times 2,8 \times 1,3$ и температурного диапазона от -60 до $+50^\circ\text{C}$.

А. Для двоичной системы счисления

1. Для ряда значений τ_- (длительность импульсов в минусовой точке диапазона) определяется $\tau_+ = \frac{\tau_-}{A} = \tau_- \frac{\Delta\Phi_r^+}{\Delta\Phi_r^-}$ — длительность импульсов в плюсовой точке диапазона ($\Delta\Phi_r^- = 0,42$ мквб; $\Delta\Phi_r^+ = 0,305$ мквб; $A=1,37$).

Для каждого τ_- , τ_+ определяются F^- (для τ_-) и F^+ (для τ_+) по графикам $F=f(\tau)$ (кривые *a* и *б*, рис. 4), соответствующим сердечнику с максимальной м. д. с. намагничивания. С учетом запаса на возможное уменьшение амплитуды и длительности импульса вычисляются токи в цепи распределения:

$$I_{\text{раб}}^- = 1,15F^-,$$

$$I_{\text{раб}}^+ = 1,15F^+,$$

а также максимальный ток с учетом возможного увеличения:

$$I_{\text{макс}}^- = 1,3F^-,$$

$$I_{\text{макс}}^+ = 1,3F^+.$$

2. Строятся зависимости $T=f(\tau)$ для крайних точек температурного диапазона $T=f_+(\tau)$ и $T=f_-(\tau)$. Построение производится по формуле

$$K = \frac{F^*}{\tau} = \frac{\alpha_0 S_0 \Delta T}{r(T) \Delta\Phi_r}, \quad (1)$$

где

$$r(T) = \frac{2cd}{4 \cdot 1,4} [1 - \alpha(T_{\text{ср}} - 20)]$$

для четырехтактного режима работы,

$$r(T) = \frac{d}{2 \cdot 1,4} \{ [1 - \alpha(T - 20)] + c [1 - \alpha(T_{\text{ср}} - 20)] \}$$

для двухтактного режима работы; α_0 — коэффициент охлаждения сердечника, $\alpha_0 = 0,003$ вт/см² град.; S_0 — площадь охлаждения сердечника, $S_0 = 0,405$ см²; T — температура «горячего» сердечника (°C); $T_{\text{ср}}^-$ и $T_{\text{ср}}^+$ — значения температуры окружающей среды в крайних минусовой и плюсовой точках температурного диапазона ($T_{\text{ср}}^- = -60^\circ\text{C}$, $T_{\text{ср}}^+ = +50^\circ\text{C}$);

$$\Delta T = T - T_{\text{ср}}^- \text{ для } T = f_-(\tau);$$

$$\Delta T = T - T_{\text{ср}}^+ \text{ для } T = f_+(\tau)$$

($\Delta T = T + 60$ для $T_{\text{ср}}^-$ и $\Delta T = T - 50$ для $T_{\text{ср}}^+$); F^* — величина м. д. с.

(а), необходимая для перемагничивания максимально широкого сердечника при нормальной температуре среды (см. рис. 4, кривая *в*); α — температурный коэффициент изменения м. д. с. при принятом законе изменения тока ($\alpha = 0,01$ 1/град.); $\Delta\Phi_r$ — полное изменение потока «горячего» сердечника (мквб) (определяется при температуре T по графику $\Delta\Phi_r = f(\tau)$ на рис. 5); τ — длительность импульса (мксек.); 1,4 — коэффициент, учитывающий возможность возникновения естественной задержки при работе цепи из 3—4 импульсных формирователей

при последовательном запуске их друг от друга (т. е. частота одноканального задающего генератора принимается равной $f = \frac{1}{1,4\tau_-}$); d — экспериментальный коэффициент, зависящий от типа сердечника ($d=1$ для сердечника $\varnothing 4$ мм и $d=0,85$ для сердечника $\varnothing 3$ мм);

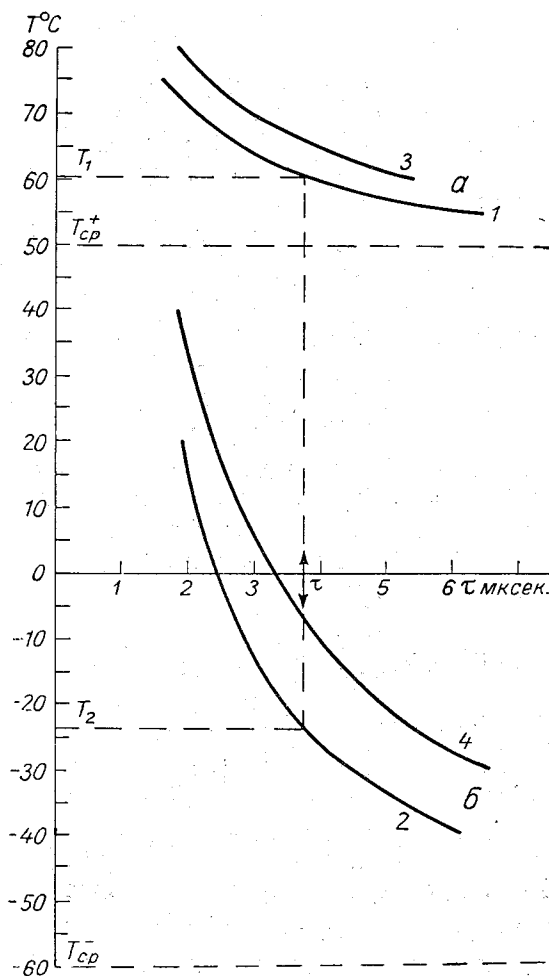


Рис. 6. Зависимости $T=f_+(\tau)$ для T_{cr}^+ (а) и $T=f_-(\tau)$ для T_{cr}^- (б) для сердечника 0,25 ВТК $4 \times 2,8 \times 1,3$. 1, 2 — для четырехтактного режима; 3, 4 — для двухтактного режима.

c — коэффициент, учитывающий максимально возможную м. д. с. ($c=1, 3$).

Последовательность построения: задаемся T , по кривым $\Delta\Phi_r=f(T)$ (см. рис. 5, $T_1 \rightarrow \Delta\Phi_{r1}$, $T_2 \rightarrow \Delta\Phi_{r2}$) определяем $\Delta\Phi_r$; по формуле (1) для нужного варианта (режима работы, типа сердечника) вычисляем значение K и графическим способом (см. рис. 4, $K_1 \rightarrow \tau_1$, $K_2 \rightarrow \tau_2$) находим τ [по кривой $F^*=f(\tau)$], соответствующее данному значению температуры T . Строим зависимости $T=f_+(\tau)$, $T=f_-(\tau)$ (рис. 6).

Температура «горячего» сердечника зависит от конкретной конструкции ячейки и типа заливки. Эти факторы трудно поддаются учету при расчете. Ввиду этого следует рекомендовать экспериментальное снятие зависимости $\Delta\Phi_r = f(\tau)$ для конкретного случая, что легко может быть произведено с достаточной для инженерных расчетов точностью.

3. Исходя из условия отсутствия прорыва ложного тока в непроводящей ветви, производится построение зависимостей $\omega = f_+^I(\tau)$ и $\omega = f_-^I(\tau)$ по формулам:

$$\omega = f_+^I(\tau) = \frac{a_1 [a_3(b + R_d I) \tau' + a_4 I_1 \Delta\Phi_r^+ + \psi_{пр}]}{\Delta\Phi_r - (a_1 a_2 \Delta\Phi_{пол} + 0,9 a_1 a_3 R_{о.в} I \tau')}, \quad (2)$$

$$\omega = f_-^I(\tau) = \frac{a_1 [a_3(b + R_d I) \tau' + a_4 I_1 \Delta\Phi_r^- + \psi_{пр}]}{\Delta\Phi_r - (a_1 a_2 \Delta\Phi_{пол} + 0,9 a_1 a_3 R_{о.в} I \tau')}. \quad (3)$$

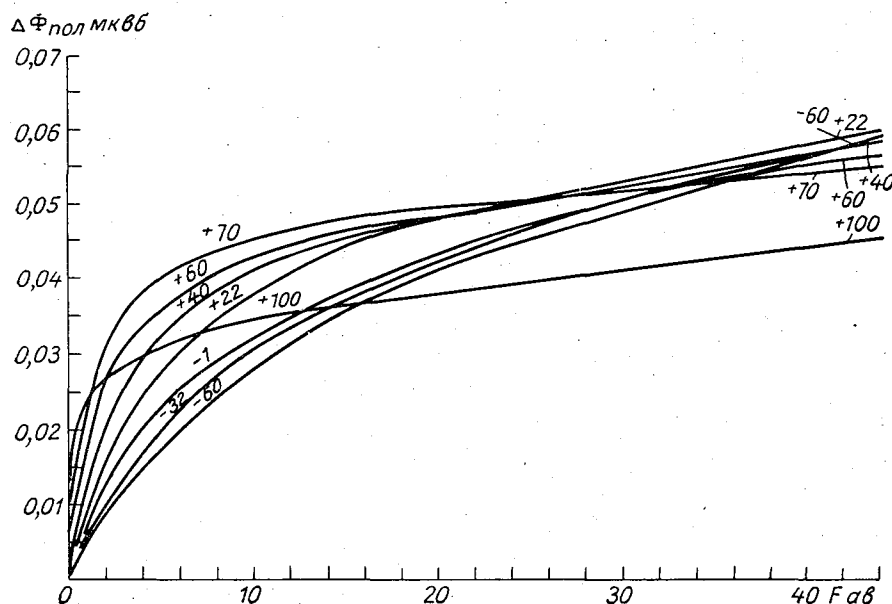


Рис. 7. Зависимость $\Delta\Phi_{пол} = f(F)$ при разных температурах для феррита 0,25 ВТК $4 \times 2,8 \times 1,3$.

для крайних плюсовой и минусовой точек диапазона. Все величины в формулах (2), (3) берутся для крайних температурных точек и соответствующих им значений максимального тока ($I_{\max}^+$ и $I_{\max}^-$).

Здесь ω — число витков распределяющей обмотки; $\Delta\Phi_r$ — полное изменение потока горячего сердечника (мквб) (рис. 5); $\Delta\Phi_{пол}$ — изменение потока сердечника при перемагничивании по пологой части петли гистерезиса (мквб), определяется по кривым $\Delta\Phi_{пол} = f(F)$ (рис. 7) для разных температур, предполагаемых ампер-витков и затем в ходе расчета уточняется; $(b + IR_d)$ — падение напряжения для максимального диода за вычетом порогового напряжения U_0 минимального диода (в) (рис. 8) (максимальный и минимальный — диоды с максимальным и минимальным падением напряжения, согласно ТУ); $\psi_{пр}$ — вольт-секундная емкость (мквб) (площадь импульса напряжения) принятой длины монтажного провода внутри передающей ячейки с учетом

возможного увеличения длительности импульса (рис. 9); $R_{0.в}$ — сопротивление одного витка обмотки при соответствующей температуре окружающей среды (ом); τ' — длительность импульса за вычетом заднего фронта (мксек.), $\tau' = \tau - \tau_{з. фр}$ ($\tau_{з. фр} \approx 0,5$ мксек.); $a_1 = 1,25$, $a_2 = 1,2$, $a_3 = 1,1$, $a_4 = 1,2$ — коэффициенты, учитывающие возможный разброс параметров элементов и импульсов; 0,9 — коэффициент формы импульса; l_1 — коэффициент, зависящий от объема полезной нагрузки в ячейке:

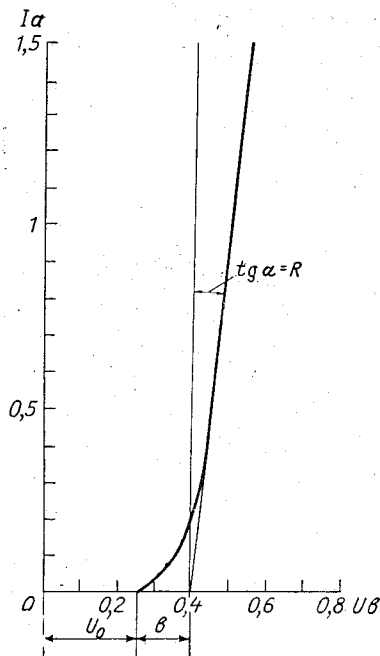


Рис. 8. Вольт-амперная характеристика диода Д310 (средний образец, при 25° С).

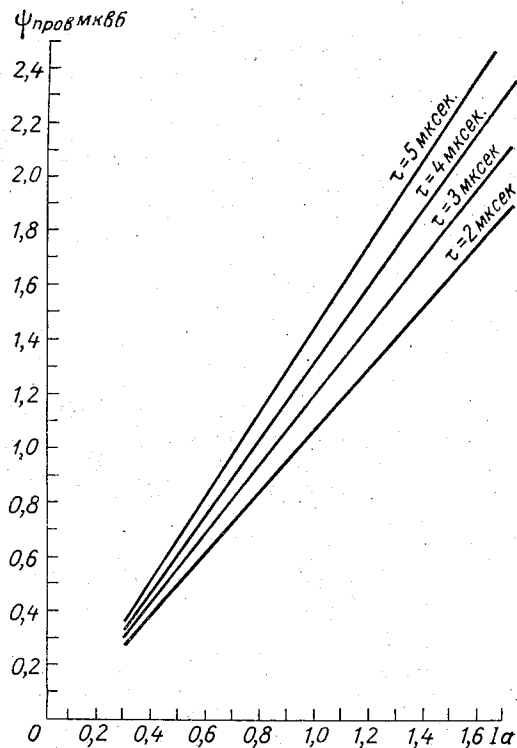


Рис. 9. Вольт-секундная емкость 1 м монтажного провода марки МГШВ1 и МГТФ сечением 0,14 мм².

а) для двухтактного режима при включении трех полезных нагрузок $l_1 = 12$, при включении одной полезной нагрузки $l_1 = 4$;

б) для четырехтактного режима при включении трех полезных нагрузок $l_1 = 3$, при включении одной полезной нагрузки $l_1 = 1$.

Последовательность построения: задаемся τ ($\tau = \tau_-$), по кривым $T = f_+(\tau)$, $T = f_-(\tau)$ определяем величины T (например, T_1 и T_2) для данного τ (см. рис. 6). Определив T , по кривой $\Delta\Phi_r = f(T)$ находим значение $\Delta\Phi_r$ ($\Delta\Phi_{r1}$ и $\Delta\Phi_{r2}$, например, на рис. 5); по формулам (2) и (3), величины в которых определяются при токах $I_{\max}^-$, $I_{\max}^+$ и длительностях τ_- , τ_+ , строятся зависимости $\omega = f_+^I(\tau)$ и $\omega = f_-^I(\tau)$ (рис. 10, 11, 12).

В результате построения определяется граница снизу числа витков распределяющей обмотки ω (из условия обеспечения работоспособности передающей ячейки при принятых коэффициентах запаса и в заданном температурном диапазоне).

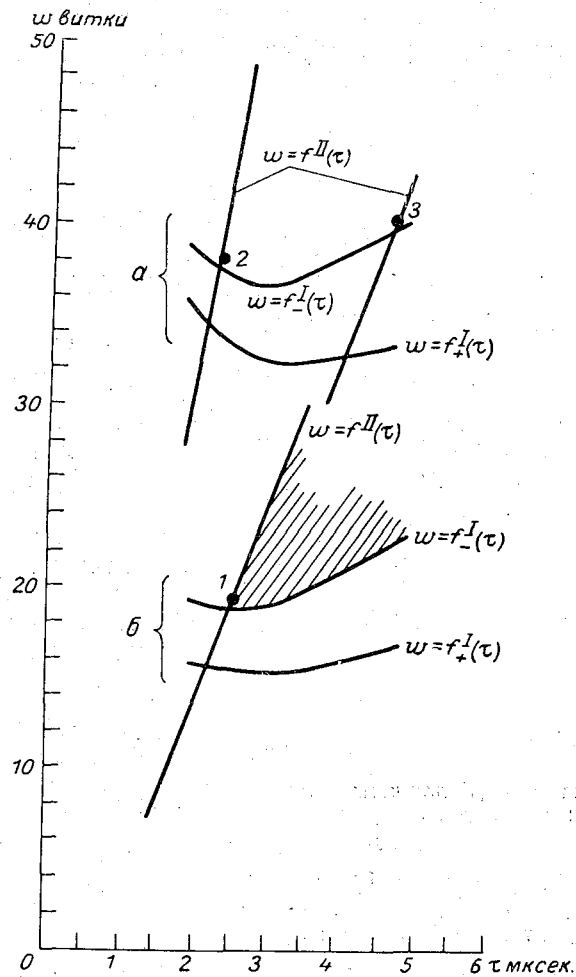


Рис. 10. Зависимости $\omega=f(\tau)$ для двухтактного режима работы.

а — тройная нагрузка, б — одинарная нагрузка.

Точка 1: $n=8$; $\tau_{-}=2,6$ мксек.; $\tau_{+}=1,9$ мксек.; $I_{\text{макс}}^{-}=1,43\text{а}$;
 $I_{\text{раб}}^{-}=1,26\text{а}$; $I_{\text{л}}^{-}=0,044\text{а}$; $I_{\text{раб}}^{+}=0,57\text{а}$, $I_{\text{л}}^{+}=0,017\text{а}$; пирамида:
 19, 40, 75; $U_{\text{к}}=36$ в.

Точка 2: $n=4$; $\tau_{-}=2,5$ мксек.; $\tau_{+}=1,8$ мксек.; $I_{\text{макс}}^{-}=1,46\text{а}$;
 $I_{\text{раб}}^{-}=1,3\text{а}$; $I_{\text{л}}^{-}=0,022\text{а}$; $I_{\text{раб}}^{+}=0,59\text{а}$; $I_{\text{л}}^{+}=0,008\text{а}$;
 пирамида: 38, 70; $U_{\text{к}}=34$ в.

Точка 3: $n=8$, $\tau_{-}=4,9$ мксек.; $\tau_{+}=3,6$ мксек.; $I_{\text{макс}}^{-}=1,25\text{а}$;
 $I_{\text{раб}}^{-}=1,11\text{а}$; $I_{\text{л}}^{-}=0,02\text{а}$; $I_{\text{раб}}^{+}=0,42\text{а}$; $I_{\text{л}}^{+}=0,037\text{а}$;
 пирамида: 40, 80, 145; $U_{\text{к}}=36$ в.

4. Строится зависимость $\omega = f^{\text{II}}(\tau)$ по формуле

$$\omega = f^{\text{II}}(\tau) = \frac{\frac{U_{\text{пр}} - U_{\text{тр}}}{n} \tau' - [(b + IR_{\text{д}} + U_0) \tau' + a_4 a_3 l_2 \Delta \Phi_r^- + \psi_{\text{пр}}]}{a_5 \Delta \Phi_r^- + a_3 a_2 \Delta \Phi_{\text{пол}} + 0,9 R_{0, \text{в}} I \tau'} \quad (4)$$

Формула получена из условий работоспособности цепи из n передающих ячеек в коллекторе одного триода. Все величины и значения максимального тока определяются в крайней минусовой точке температурного диапазона.

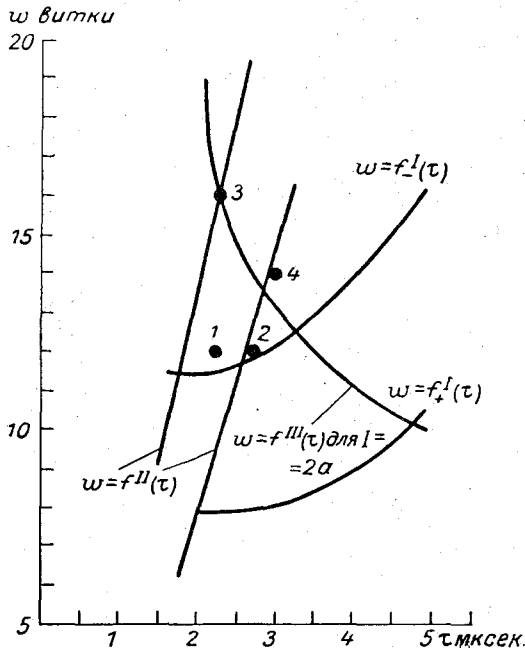


Рис. 11. Зависимости $\omega = f(\tau)$ для четырехтактного режима и одинарной нагрузки.

Точка 1: $n=8$, $\tau_- = 2,2$ мксек.; $\tau_+ = 1,6$ мксек.; $I_{\text{макс}}^- = 1,5\text{а}$; $I_{\text{раб}}^- = 1,33\text{а}$; $I_{\text{л}}^- = 0,073\text{а}$; $I_{\text{раб}}^+ = 0,64\text{а}$; $I_{\text{л}}^+ = 0,028\text{а}$; пирамида: 12, 22, 37; $U_{\text{к}} = 46\text{в}$.

Точка 2: $n=12$, $\tau_- = 2,7$ мксек.; $\tau_+ = 2$ мксек.; $I_{\text{макс}}^- = 1,42\text{а}$; $I_{\text{раб}}^- = 1,25\text{а}$; $I_{\text{л}}^- = 0,069\text{а}$; $I_{\text{раб}}^+ = 0,56\text{а}$; $I_{\text{л}}^+ = 0,026\text{а}$; пирамида: 12, 23, 40, 80; $U_{\text{к}} = 43\text{в}$ (точки 1 и 2 сосчитаны для двойной системы).

Точка 3: $n=8$, $\tau_- = 2,3$ мксек.; $\tau_+ = 1,7$ мксек.; $I_{\text{макс}}^- = 1,48\text{а}$; $I_{\text{раб}}^- = 1,31\text{а}$; $I_{\text{л}}^- = 0,053\text{а}$; $I_{\text{раб}}^+ = 0,61\text{а}$; $I_{\text{л}}^+ = 0,02\text{а}$; пирамида: 16, 22, 37; $U_{\text{к}} = 37\text{в}$.

Точка 4: $n=12$, $\tau_- = 3$ мксек.; $\tau_+ = 2,2$ мксек.; $I_{\text{макс}}^- = 1,38\text{а}$; $I_{\text{раб}}^- = 1,22\text{а}$; $I_{\text{л}}^- = 0,058\text{а}$; $I_{\text{раб}}^+ = 0,53\text{а}$; $I_{\text{л}}^+ = 0,021\text{а}$; пирамида: 14, 23, 40, 70; $U_{\text{к}} = 39\text{в}$ [точки 3 и 4 сосчитаны для десятичной системы с использованием кривой $\omega = f^{\text{III}}(\tau)$].

вых $\omega = f_+^{\text{I}}(\tau)$ или $\omega = f_-^{\text{I}}(\tau)$ с кривой $\omega = f^{\text{II}}(\tau)$ (выбирается точка с большим числом витков, см. рис. 10, 11, 12) определяет минимально допустимое значение $\tau_{\text{мин}}$ (максимальную частоту одноканального генератора $f_{\text{макс}} = \frac{1}{1,4\tau_{\text{мин}}}$). Область, заключенная между верхней и ниж-

В формуле (4): $U_{\text{пр}}$ — допустимое напряжение триода (в); $U_{\text{тр}}$ — напряжение на коллекторе открытого триода при заданном токе (в); U_0 — пороговое напряжение диода (в) (см. рис. 8); n — число последовательных ячеек в цепи одного формирователя (обычно число n выбирается из следующих соображений: $n=4$ — для обеспечения возможности включения в цепь одного формирователя двойной пирамиды (с некоторым запасом), $n=8$ — тройной, $n=12$ — четверной); $a_5=1,45$; l_2 — коэффициент, зависящий от объема полезной нагрузки ($l_2=6$ — двухтактный режим, 3 нагрузки; $l_2=2$ — двухтактный режим, 1 нагрузка; $l_2=3$ — четырехтактный режим, 3 нагрузки; $l_2=1$ — четырехтактный режим, 1 нагрузка).

Кривая $\omega = f^{\text{II}}(\tau)$ (см. рис. 10, 11, 12) определяет границу сверху числа витков ω из условия возможности включения n передающих ячеек в цепь одного формирователя с учетом предельно допустимого напряжения для данного типа транзистора.

5. Точка пересечения кривых

ней границами чисел витков ω , является областью работоспособности соединения из n передающих ячеек в цепи одного формирователя (см., например, рис. 10, штриховка).

6. Определяются токи ($I_{\text{раб}}^{\pm}$, $I_{\text{макс}}^{\pm}$) в точке пересечения, согласно п. 1 методики для $\tau = \tau_{\text{мин}}$. Если $I_{\text{макс}}^{-}$ будет меньше максимально допустимой амплитуды импульса тока $I_{\text{макс. доп}}$ для применяемого типа

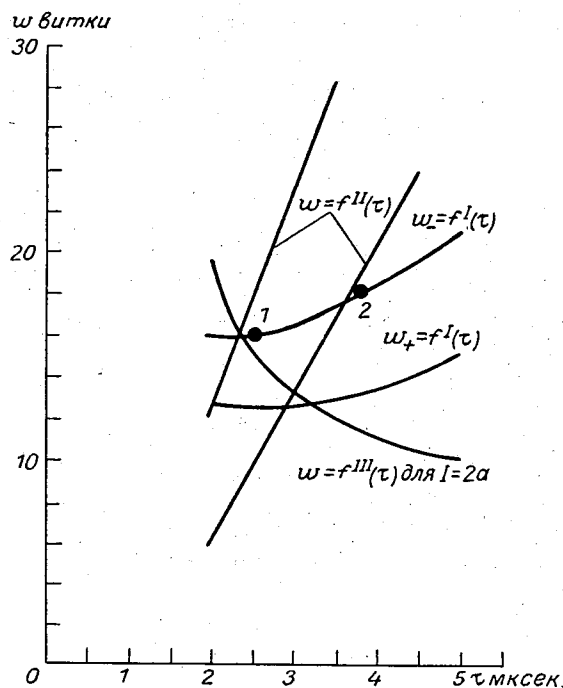


Рис. 12. Зависимости $\omega = f(\tau)$ для четырехтактного режима работы и тройной нагрузки.

Точка 1: $n=8$, $\tau_{-}=2,5$ мксек.; $\tau_{+}=1,8$ мксек.; $I_{\text{макс}}^{-}=1,46a$; $I_{\text{раб}}^{-}=1,3a$; $I_{\text{л}}^{-}=0,052a$; $I_{\text{раб}}^{+}=0,59a$; $I_{\text{л}}^{+}=0,02a$; пирамида: 16, 32, 64; $U_K=41в$.

Точка 2: $n=12$, $\tau_{-}=3,7$ мксек.; $\tau_{+}=2,7$ мксек.; $I_{\text{макс}}^{-}=1,33a$; $I_{\text{раб}}^{-}=1,17a$; $I_{\text{л}}^{-}=0,044a$; $I_{\text{раб}}^{+}=0,48a$; $I_{\text{л}}^{+}=0,016a$; пирамида: 18, 34, 64, 100; $U_K=39в$.

диода и триода, то вычисляется напряжение источника питания по формуле

$$U_K = \frac{U_{\text{пр}} \tau' - a_5 n \omega \Delta \Phi_r^{-}}{\tau'}, \quad (5)$$

затем производится расчет пирамидальных схем (см. ниже). Ответвляющимся ложным током для схем в двоичной системе счисления пренебрегаем. Если же $I_{\text{макс}}^{-} > I_{\text{макс. доп}}$, то (см. рис. 4) проводится горизонталь на уровне $\frac{I_{\text{макс. доп}}}{1,15}$ до пересечения с кривой a (для $T_{\text{ср}}^{-}$).

Полученное значение τ ($\tau_{\text{мин}}$) будет минимально допустимым для дан-

ной системы. По кривой $\omega = f^I(\tau)$ (с максимальным числом витков) находится число витков распределяющей обмотки.

Затем по формуле

$$n = \frac{(U_{\text{пр}} - U_{\text{тр}}) \tau'}{(a_5 \Delta \Phi_r^- + a_3 a_2 \Delta \Phi_{\text{пол. 1}} + 0,9 R_{0. \text{ в } I \tau'} \omega + (b + I R_{\text{д}} + U_0) \tau' + a_4 a_3 l_2 \Delta \Phi_r^- + \psi_{\text{пр}}} \quad (6)$$

определяется число ячеек n , которое можно в этом случае включить в цепь одного формирователя (больше принятого).

7. По формуле (5) определяется напряжение источника питания.

8. Расчет пирамидальных схем в выбранной точке производится по формулам:

для первой ступени

$$\omega_{1+} = \frac{a_1 [a_3 (b + I R_{\text{д}}) \tau' + a_4 l_1 \Delta \Phi_r^+ + \psi_{\text{пр}}]}{\Delta \Phi_r - (a_1 a_2 \Delta \Phi_{\text{пол. 1}} + 0,9 a_1 a_3 R_{0. \text{ в } I \tau'})} = \frac{\psi_1^+}{\Delta \Phi_r - \psi_{\text{обм. 1}}^+}; \quad (7)$$

$$\omega_{1-} = \frac{a_1 [a_3 (b + I R_{\text{д}}) \tau' + a_4 l_1 \Delta \Phi_r^- + \psi_{\text{пр}}]}{\Delta \Phi_r - (a_1 a_2 \Delta \Phi_{\text{пол. 1}} + 0,9 a_1 a_3 R_{0. \text{ в } I \tau'})} = \frac{\psi_1^-}{\Delta \Phi_r - \psi_{\text{обм. 1}}^-}; \quad (8)$$

формулы (7) и (8) аналогичны формулам (2) и (3);

для второй ступени

$$\omega_{2+} = \frac{\psi_1^+ + \psi_{\text{обм. 1}}^+ \omega_1 + a_1 [a_3 (b + R_{\text{д}} I) \tau' + a_4 l_1 \Delta \Phi_r^+ + \psi_{\text{пр}}]}{\Delta \Phi_r - (a_1 a_2 \Delta \Phi_{\text{пол. 2}} + 0,9 a_1 a_3 R_{0. \text{ в } I \tau'})} = \frac{\psi_2^+}{\Delta \Phi_r - \psi_{\text{обм. 2}}^+}; \quad (9)$$

$$\omega_{2-} = \frac{\psi_1^- + \psi_{\text{обм. 1}}^- \omega_1 + a_1 [a_3 (b + R_{\text{д}} I) \tau' + a_4 l_1 \Delta \Phi_r^- + \psi_{\text{пр}}]}{\Delta \Phi_r - (a_1 a_2 \Delta \Phi_{\text{пол. 2}} + 0,9 a_1 a_3 R_{0. \text{ в } I \tau'})} = \frac{\psi_2^-}{\Delta \Phi_r - \psi_{\text{обм. 2}}^-} \quad (10)$$

и т. д.; $\Delta \Phi_{\text{пол. 1}}$, $\Delta \Phi_{\text{пол. 2}}$, ... определяются для соответствующих температур и предполагаемых ампер-витков и в процессе расчета уточняются.

После расчета пирамидальных схем необходимо проверить условие

$$n \omega_{\text{яч}} \geq \omega_1 + \omega_2 + \dots$$

Б. Для случая десятичной системы счисления

Методика расчета на максимальное быстродействие десятичной системы счисления не отличается от расчета двоичной системы. Ток $I_{\text{макс}}^-$; $I_{\text{макс}}^+$; $I_{\text{раб}}^-$; $I_{\text{раб}}^+$, определенный по п. 6 данной методики, является рабочим током в проводящей ветви ячейки. $I_{\text{макс}}^-$ не должен превысить допустимого тока для диода, в противном случае частота уменьшается до выполнения этого требования.

Полный ток в цепи формирователя $I_{\text{тр}}$ необходимо определять с учетом ответвляющихся ложных токов и возможного увеличения амплитуды импульса на 10%, т. е.

$$I_{\text{тр}} = I_{\text{макс}}^- + 9 I_{\text{д}}, \quad (11)$$

или в общем случае для систем счисления с основанием m (m параллельных ветвей)

$$I_{\text{тр}} = I_{\text{макс}}^- + \frac{(m-1) F_{**}}{\omega}; \quad (12)$$

где F_{**} — м. д. с., необходимая для перемагничивания максимального по м. д. с. сердечника при 20%-ном недомагничивании для крайней ми-

нусовой точки температурного диапазона (см. рис. 4, кривая б); ω — витки распределяющей обмотки; $I_{\text{л}}$ — ложный ток, $I_{\text{л}} = \frac{F_{**}}{\omega}$.

Если окажется, что ток в цепи, определенный таким образом, будет больше максимально допустимого для используемого типа транзистора, то необходимо сделать следующее (см. рис. 11, 12): построить зависимость $\omega = f^{\text{III}}(\tau)$ по формуле

$$\omega = f^{\text{III}}(\tau) = \frac{(m-1)F_{**}}{I_{\text{макс. доп}} - I_{\text{макс}}}; \quad (13)$$

нанести эту зависимость на тот же график, что и $\omega = f^{\text{I}}(\tau)$, $\omega = f^{\text{II}}(\tau)$; выбрать длительность и число витков распределяющей обмотки из условия пересечения кривых $\omega = f^{\text{I}}(\tau)$ и $\omega = f^{\text{III}}(\tau)$ (точки 3 и 4, рис. 11).

Пример расчета

Приводится расчет для феррита 0,25 ВТ К4×2,8×1,3 (рис. 4, 5, 7), для температурного диапазона от -60 до $+50^\circ\text{C}$ при двухтактном и четырехтактном режимах работы схем с использованием диода ДЗ10, и триода КТ-801А (А412).

1. Параметры используемых элементов:

а) диод ДЗ10, $I_{\text{макс. доп}} = 1,5$ а (в импульсе); $U_{\text{обр}} = 20$ в; $(b + IR_{\text{д}})_{\text{для } +50^\circ\text{C}} = 0,3$ в (при $I \approx 0,5$ а); $(b + IR_{\text{д}})_{\text{для } -60^\circ\text{C}} = 0,4$ в (при $I \approx 1,5$ а) — эти величины определены для худшего сочетания диодов (в проводящей цепи максимальный, в непроводящей минимальный); $(b + IR_{\text{д}} + U_0)_{\text{для } -60^\circ\text{C}} = 0,83$ в для максимального диода.

б) Триод КТ-801А (А-412): $I_{\text{макс. доп}} = 2$ а (в импульсе); $U_{\text{пр}} = 80$ в. Напряжение на триоде фиксировано и регулируется в диапазоне: $+50^\circ\text{C} - U_{\text{тр}} = 20$ в, $-60^\circ\text{C} - U_{\text{тр}} = 10$ в; в расчетах $U_{\text{тр}}$ принимается с учетом падения напряжения на обмотках обратной связи формирователя и ограничивающего дросселя: $U_{\text{тр. } +50^\circ\text{C}} = 23$ в, $U_{\text{тр. } -60^\circ\text{C}} = 13$ в.

в) На рис. 9 представлена вольт-секундная емкость одного метра монтажного провода марки МГШВИ 0,14 мм². При расчете принята длина монтажного провода в передающей ячейке 0,75 м.

г) Намотка сердечников проводится проводом ПЭВ2 $\varnothing 0,12$ мм: $R_{\text{о. в}} = 0,0095$ ом для $T_{\text{ср}} = +50^\circ\text{C}$; $R_{\text{о. в}} = 0,0058$ ом для $T_{\text{ср}} = -60^\circ\text{C}$.

2. Результаты расчета представлены непосредственно на рис. 10, 11, 12, для соответствующих точек пересечения $\omega = f^{\text{I}}(\tau)$, $\omega = f^{\text{II}}(\tau)$, $\omega = f^{\text{III}}(\tau)$. Для каждой из точек указаны значения n ; $\tau_{\pm}$; $I_{\text{макс}}^{\pm}$; $I_{\text{раб}}^{\pm}$; $I_{\text{л}}^{\pm}$ (ложный ток в одной цепи передающей ячейки для крайних точек диапазона, изменяющийся по линейному закону), $U_{\text{к}}$ (напряжение источника питания), числа витков пирамидальной схемы (допускается нагрузка в первой ступени, аналогичная нагрузка передающей ячейки; между любыми ступенями предполагается наличие диода и одной полезной нагрузки).

3. Рассмотрим более подробно результаты, полученные для точки 1 на рис. 12: десятичная система счисления, четырехтактный режим работы, $n=8$, диапазон температур от -60 до $+50^\circ\text{C}$, тройная нагрузка. Частота одноканального задающего генератора (согласно рис. 3).

$$f_{\text{зад. одн}} = \frac{1}{1,4\tau} \approx 300 \text{ кГц.}$$

Закон изменения амплитуды импульса тока (полный ток триода при наличии девяти ложных по 16 виткам) и закон изменения длительности импульса представлены на рис. 13. Максимальный ток в проводящей цепи $I_{\text{макс}} = 1,46$ а, т. е. меньше предельно допустимого для диода. Напряжение источника питания $U_{\text{к}} = 45$ в (уточнено экспериментально).

Данные по ферритовым сердечникам: передающая ячейка (при $\omega = 16$) может работать на три аналогичные ячейки и при этом допускается монтажный провод внутри ячейки длиной 0,75 м (марка про-

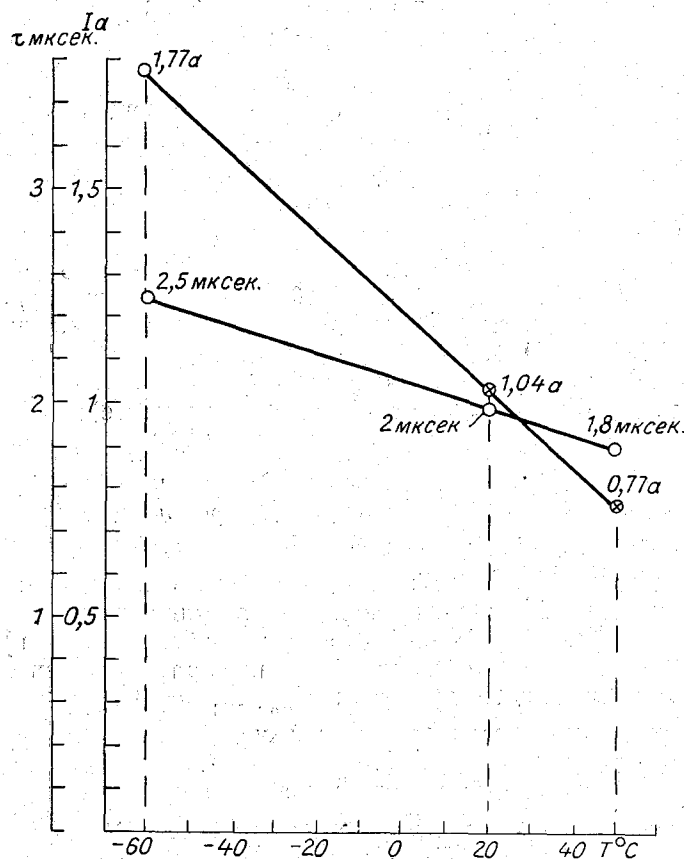


Рис. 13. Закон изменения амплитуды тока и длительности импульсов в температурном диапазоне.

вода МГШВИ 0,14 мм²); число витков обмотки подготовки $\omega_{\text{п}} = 1$; число витков распределяющей обмотки $\omega = 16$. Монтажный провод длиной 0,3 м эквивалентен одной нагрузке, т. е. при монтаже 0,15 м возможно включение не трех, а пяти полезных нагрузок. Сумма витков в цепи одного формирователя в любых схемах не должна быть больше 128 витков (16×8 , где 8 — число последовательных ячеек в цепи одного формирователя). Возможно построение трехступенчатой пирамиды с числами витков в первой ступени $\omega_1 = 16$, второй ступени $\omega_2 = 32$, третьей ступени $\omega_3 = 64$ (нагрузочную способность пирамиды см. выше).

Число витков распределяющей обмотки для различных схем при работе в найденной точке определяется по формуле

$$\omega = \frac{\psi_{\text{нагр}}}{0,29 - \Delta\Phi_{\text{пол}}} \quad (14)$$

В случае $\omega \geq 50$ витков расчет числа витков нужно производить по формуле

$$\omega = \frac{\psi_{\text{нагр}}}{0,24 - \Delta\Phi'_{\text{пол}}}, \quad (15)$$

$\Delta\Phi'_{\text{пол}}$ определяется из рис. 14 для предполагаемых ампер-витков ($I = 1,46$ а) и в процессе расчета уточняется; $\psi_{\text{нагр}}$ — суммарная вольт-секундная емкость нагрузки. $\psi_{\text{нагр}}$ подсчитывается как сумма составляющих нагрузки (в $\psi_{\text{нагр}}$ не входит вольт-секундная емкость обмотки проводящего сердечника рассчитываемой ступени):

1) диод — $\psi_{\text{диода}} = 0,88$ мквб для расчета распределяющих витков; $\psi_{\text{диода}} = 0,88$ мквб — полная вольт-секундная емкость диода при определении напряжения питания;

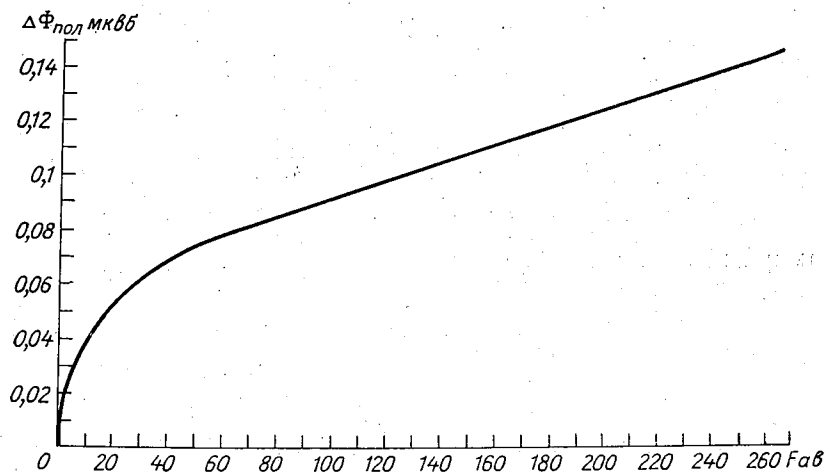


Рис. 14. Зависимость $\Delta\Phi'_{\text{пол}} = 1,2 \Delta\Phi_{\text{пол}} = f(F)$ для $T = -1^\circ\text{C}$ (для $T_{\text{ср}} = -60^\circ\text{C}$ с учетом саморазогрева) для сердечника 0,25 ВТК $4 \times 2,8 \times 1,3$.

2) вольт-секундная емкость распределяющей обмотки проводящего феррита предыдущей ступени в зависимости от числа витков определяется из кривой рис. 15;

3) одна полезная нагрузка $\psi_{\text{п}} = 0,5$ мквб;

4) 1 м монтажного провода МГШВ1 $0,14 \text{ мм}^2$ — $\psi_{\text{пров}} = 1,70$ мквб/м (для уменьшения нагрузки, вносимой проводом, следует применять соединение бифилярно, что практически вдвое уменьшает эту нагрузку);

5) добавочное сопротивление в 1 ом — $\psi_{1 \text{ ом}} = 3$ мквб/ом;

6) вольт-секундная емкость любой иной нагрузки должна определяться при токе $I = 1,46$ а, длительности импульса $\tau = 2,5$ мксек. и температуре окружающей среды $T'_{\text{ср}} = -60^\circ\text{C}$.

По формулам (14) и (15) построена зависимость $\omega = f(\psi_{\text{нагр}})$ на рис. 16. Из этого графика число витков распределяющей обмотки определяется непосредственно по известной величине $\psi_{\text{нагр}}$.

Расчет витков распределяющих обмоток в этом случае сводится к следующему: определяется вольт-секундная емкость всей нагрузки и по этой величине на рис. 16 находится число витков распределяющей обмотки.

Учитывая пробивное напряжение диодов ДЗ10, необходимо выполнить следующее ограничение: на один диод в распределяющей цепи

должно приходиться не более 50 витков распределяющих обмоток, последовательно с ним включенных, т. е. к одному диоду в обратном направлении не должно прикладываться напряжение (при подготовке сердечников) более чем от 50 витков (в сумме).

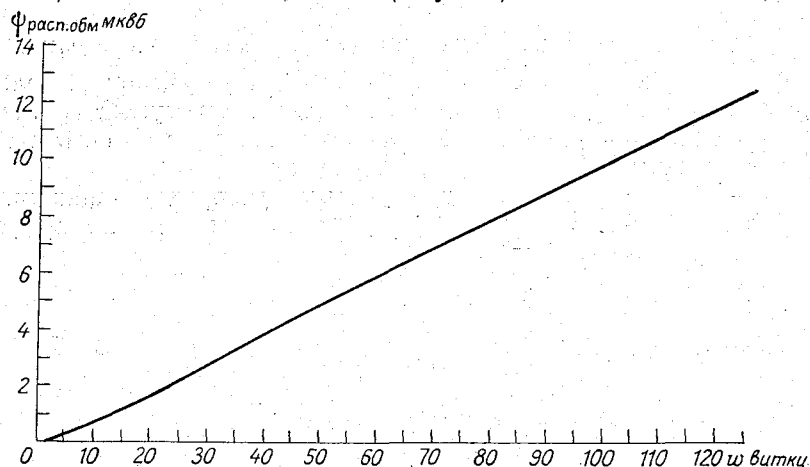


Рис. 15. Вольт-секундная емкость распределяющей обмотки.

Суммарный ложный ток, отвечающий от полезного, не должен превосходить 0,47 а, т. е.

$$\sum_{i=1}^{i=m} \frac{0,83}{w_i} \leq 0,47a.$$

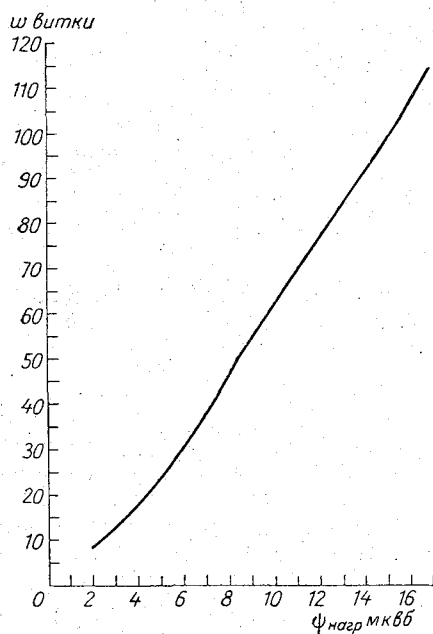


Рис. 16. Зависимость $w=f(\Psi_{\text{нагр}})$.

К непосредственному определению из графика чисел витков распределяющих обмоток для различных схем (аналогично рис. 16) может быть сведен любой случай расчета, после того как определена искомая точка пересечения согласно общей методике.

Результаты расчета для приведенного случая были проверены экспериментально по всему температурному диапазону. При этом работоспособность схем сохраняется во всем температурном диапазоне при колебании на $\pm 20\%$ амплитуды тока, длительности импульсов и напряжения источника питания (при худшем сочетании параметров элементов схем).

В заключение отметим, что методика расчета схем в случае $w_{\text{п}} \neq 1$ принципиально не отличается от приведенной. В общем случае число витков обмотки подготовки определяется для каждого значения τ по формуле

$$w_{\text{п}} = \frac{1,15F^-}{T_{\text{макс. доп}}},$$

где $I_{\text{макс. доп}}$ — предельно допустимый ток для элементов схемы (принимается предельно допустимый ток, так как значения оптимального тока, соответствующего минимуму числа витков, как правило, лежат выше предельно допустимого для существующих элементов); ω_n принимается ближайшим большим целым, ток уточняется.

В этом случае члены, соответствующие полезной нагрузке, во всех формулах должны быть увеличены в ω_n раз.

Случай отсутствия регулировки амплитуды тока и длительности импульса является частным случаем рассмотренной методики.

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ПЕЧАТНОГО МОНТАЖА В АВТОМАТИЧЕСКИХ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ СТАНЦИЯХ НА БАЗЕ УКРУПНЕННОГО ФЕРРИТОВОГО МОДУЛЯ

Рассматривается вопрос о применении печатного монтажа в дискретных устройствах, основанных на принципе распределения токов. Даются некоторые рекомендации применительно к автоматическим метеорологическим станциям.

В настоящее время широкое распространение получают методы сборки электронной аппаратуры с применением печатного монтажа. Это обеспечивает рост производительности труда, удешевляет выпускаемую продукцию, повышает качество сборки [1].

Успешное внедрение разрабатываемых сейчас автоматических метеорологических станций возможно при условии их надежности, дешевизне, технологичности, высоких эксплуатационных свойствах. Выходящая из стадии эксперимента станция УАТГМС выполнена на базе ограниченного числа типов ферритовых, усилительных и диодных ячеек методом объемного монтажа в небольшом числе крупных блоков (рам). При отказе неисправный элемент (ячейка) меняется. Для определения места повреждения необходима сравнительно высокая квалификация.

Такой подход к конструированию устройства необходим и оправдан на стадии разработки и внедрения опытных образцов, когда возможны изменения схемы. При серийном производстве и в условиях эксплуатации более выгодным представляется вариант, когда станция состоит из сравнительно большого числа конструктивно однотипных легко снимаемых субблоков, выполненных с применением печатного монтажа. Ремонт в этом случае осуществляется заменой субблока запасным. Применение печатного монтажа существенно удешевляет монтаж и сборку субблоков. Такая конструкция выгодна лишь при малой разнотипности субблоков и хорошо организованном централизованном ремонте. Для УАТГМС удастся подметить схему, которая может стать основой при выборе объема субблока. Это — десятичный регистр, повторяющийся в разных модификациях во всех функциональных узлах станции, определенный выбранным десятичным кодом. Ниже дается печатная реализация сложной модификации десятичного регистра арифметического устройства УАТГМС. Анализ этой конструкции позволяет высказать общие соображения по проектированию печатных схем на распределении токов.

Принципиальная схема регистра изображена на рис. 1. Схема содержит 20 ферритов и 40 диодов и выполняет следующие функции:

- а) ввод десятичной цифры в инверсном коде «2 из 5» [2] на ферриты группы A' (цепи a, b, c, d, e, n);
- б) передача цифры в коде «1 из 10» с ферритов A' на ферриты A (цепь 4—5);

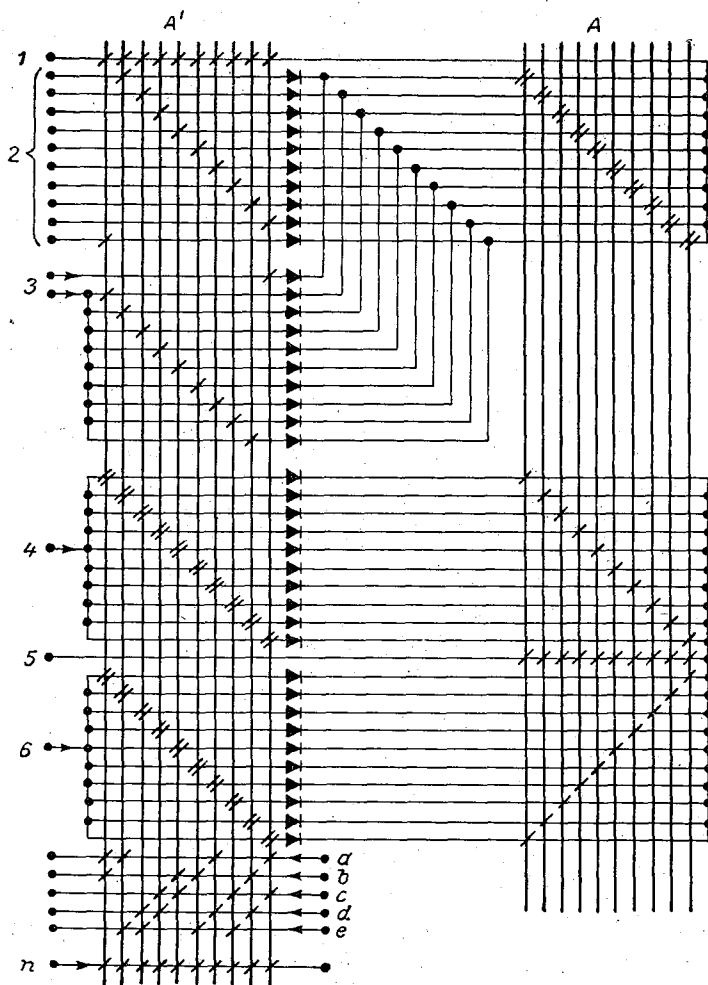


Рис. 1. Принципиальная схема регистра арифметического устройства.

в) инверсная передача цифры в коде «1 из 10» с ферритов A' на ферриты A (цепь 6—5). Инвертирование производится по правилу $9 - a'$, где a' — цифра, хранимая на ферритах A' ;

г) передача цифры с ферритов A на ферриты A' в коде «1 из 10» с прибавлением единицы (цепь 2—1). Одновременно производится вывод цифры во внешние устройства;

д) передача цифры с ферритов A на A' в коде «1 из 10» с вычитанием единицы (цепь 3—1).

На рис. 2 изображена печатная реализация регистра. Конструкция состоит из трех пластин печатного монтажа (односторонний фольгированный гетинакс), двух одинаковых ферритовых блоков A и A' , содержащих по 10 ферритов, и диодов. Ферритовые блоки и диоды располагаются между пластинами, пронизывая их своими выводами (верхние и нижние пластины обращены фольгой наружу). Пайка может выполняться как механизированно (например, «волной»), так и вручную. После сборки можно залить полости между пластинами какой-либо смолой для повышения механической прочности и защиты от влаги.

Хотя такой блок является неразборным, но вместе с тем он обладает рядом существенных преимуществ по сравнению с конструкцией из мелких ячеек, обеспечивая

а) уменьшение объема монтажных работ;

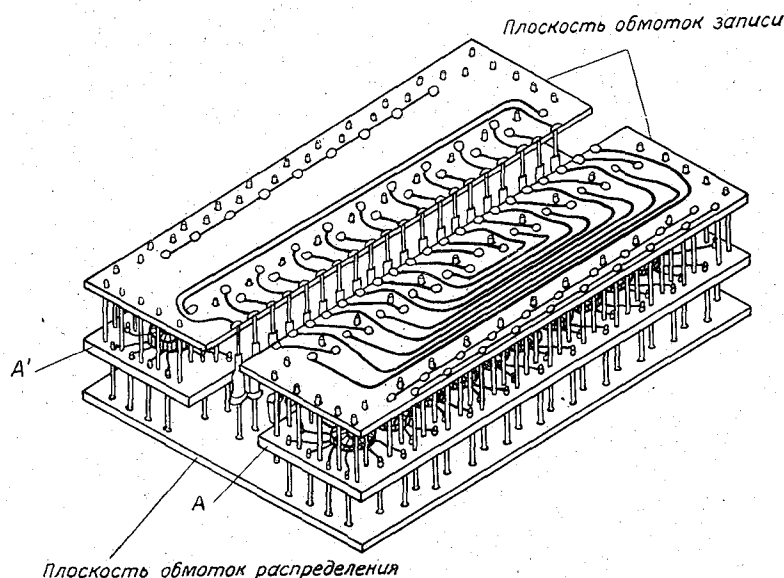


Рис. 2. Эскиз регистра арифметического устройства.

б) упрощение общей настройки в процессе серийного производства;
в) упрощение эксплуатации устройства в целом.

Основой рассматриваемой конструкции служит укрупненный ферритовый блок (модуль) из 10 ферритов. Каждый феррит в блоке имеет пять обмоток (две многовитковые обмотки распределения и три мало-витковые обмотки записи). Выводы обмоток распределения обращены вниз от модуля, выводы обмоток записи — вверх. Начала всех обмоток расположены с одной длинной стороны, концы — с другой. С торцов имеются штыри, на которые распаиваются прошивки ферритов модуля шишами кода «2 из 5» и обмотками подготовки. Прошивка производится после укрепления и распайки ферритов в модуле.

Технологию сборки таких блоков нетрудно организовать.

Для полной уверенности в их качестве следует производить предварительную проверку непрошитых ферритов в блоке, затем делать прошивку и полный контроль модуля. Ошибки в ферритовых блоках недопустимы, так как их качество определяет успех сборки всего узла.

Возвращаясь к схеме регистра, заметим, что обмотки распределения ферритов одной группы соединяются через диоды с обмотками записи ферритов другой группы (и наоборот). Поэтому в конструкции обмотки распределения и записи разнесены в разные плоскости; между плоскостями включены диоды, которые образуют естественные схемные переходы между обмотками и органически вписываются в конструкцию.

Смысл скоса в расположении штырей на плоскости модуля состоит в том, что осуществление печатных перемычек между обмотками возможно в виде прямых линий (рис. 2).

Отличительные черты модуля следующие:

а) модуль содержит 10 однотипных ферритов, расположенных в одну линию и прошитых вдоль этой линии обмотками для ввода кода «2 из 5» и подготовок;

б) имеется возможность производить съём десятичной информации в коде «1 из 10», хранимой на ферритах, с помощью обмоток распределения в одной плоскости и ввод десятичной информации в том же коде в другой (параллельной) плоскости. Возможности применения модуля ограничены схемами с использованием кода «2 из 5». Для другого кода на 10 комбинаций его тоже можно использовать, соответственно изменив прошивку.

Рассмотренный модуль предназначен для реализации печатным способом вычислительных устройств на принципе распределения токов в десятичной системе счисления. Аналогично могут строиться ферритовые модули для схем распределения в других системах счисления. При этом число ферритов берется равным основанию системы. Так, для двоичных устройств можно применить модуль, содержащий пару ферритов. В УАТГМС этот модуль нужен для реализации схем, оперирующих с двоичной информацией (в двоичном коде представлены знаки чисел и элементы телеграфного кода). Принципиальной разницы в сборке узлов на базе этого модуля по сравнению с десятичными схемами нет.

Собранные на печатном монтаже функциональные блоки (подобные описанному регистру), стандартизованные по размерам из технологических соображений и выведенные в разъем, представляют легкосменяемый элемент конструкции, что важно в условиях эксплуатации, в особенности если применить встроенный в каждый блок контроль. Компоновка субблоков — дело общего конструирования станции. Входящие в УАТГМС прочие электронные устройства, такие, как кодирующий блок, стабилизаторы питания, выходные усилители памяти и др., принципиально могут быть собраны печатным способом; подобные работы уже выполнялись.

Рассмотренный выше пример исполнения печатным способом регистра арифметического устройства позволяет высказать следующие общие соображения при проектировании печатных схем на распределении токов (дешифраторов, регистров, счетчиков и др.):

а) основой конструкции является ферритовый блок (модуль) с числом ферритов, равным основанию системы счисления (возможно конструктивное деление блока на части при наличии дополнительных требований);

б) ввод кода и подготовка ферритов осуществляются прошивкой одним проводом (без промежуточных паяк между ферритами). Желательно иметь в этих обмотках минимальное число витков;

в) обмотки распределения и записи разносятся в различные монтажные плоскости.

Применение печатного монтажа в производственной конструкции автоматической метеорологической станции позволяет решить целый ком-

плекс вопросов: повысить качество сборки и соответственно надежность системы, обеспечить повторяемость от устройства к устройству при минимуме наладки, снизить стоимость, обеспечить возможность широкого внедрения механизации и в перспективе автоматизации. Одновременно блочность конструкции улучшает эксплуатационные свойства устройства в целом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Даммер Дж., Брунетти К. и Ли Л. Расчет и конструирование электронной аппаратуры. Пер. с англ. Изд-во «Энергия», 1964.
2. Ричардс Р. К. Арифметические операции на цифровых вычислительных машинах. Изд-во иностр. лит., 1957.

ТРИГГЕР НА ПЕРЕКЛЮЧАЮЩЕМ ДИОДЕ И ФЕРРИТЕ С ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ПЕТЛЕЙ ГИСТЕРЕЗИСА

Рассматривается простая схема триггера на переключающем ($p-n-p-n$) диоде и феррите с ППГ, которая может иметь следующие входы: счетный, вход установки 1, вход установки 0. В качестве входных сигналов используются импульсы тока, а в качестве нагрузки могут быть использованы электромагнитные устройства (например, реле), обмотки управления ЭМУ, лампочки накаливания и т. п. Рассматриваются переходные процессы в схеме, дается методика выбора ее параметров, приводятся результаты экспериментальной проверки.

1. Введение

При построении различных вычислительных и управляющих устройств часто используется представление сигналов короткими импульсами тока. Таковы, например, коммутационные, счетные и логические схемы, выполненные с использованием принципа распределения тока или на феррит-транзисторных элементах. Очень часто в таких устройствах возникает задача преобразования коротких токовых импульсов в импульсы напряжения достаточной длительности, например во внешних устройствах ЦВМ или для управления реле, электромагнитами, сигнальными лампочками и т. п.

Рассматриваемая в статье схема триггера, построенного на переключающем диоде, позволяет простыми средствами решить эту задачу. Переключающие диоды являются эффективными переключателями тока и могут быть использованы для коммутации нагрузки, питаемой постоянным током. Используя ферриты с ППГ и конденсатор, запоминающий напряжение на переключающем диоде, можно включать и выключать этот диод с помощью коротких импульсов тока.

По сравнению с известными схемами, аналогичными по назначению (например, динамический триггер на феррит-транзисторных ячейках [1], эта схема отличается простотой, большей надежностью в работе и менее жесткими требованиями к стабильности управляющих импульсов. От известной схемы триггера на переключающих диодах [2] данная схема отличается количеством используемых переключающих диодов (один вместо двух) и возможностью запуска токовыми импульсами.

В [3] указана возможность построения триггера со счетным входом на одном переключающем диоде с помощью простой схемы, включающей в себя переключающий диод, конденсатор и сопротивление. Для осуще-

ствления счетного запуска используются инерционные свойства переключающего диода, связанные с накоплением заряда неосновных носителей в базах прибора. Переключающий диод и конденсатор в схеме играют роль элементов, накапливающих заряды, соотношение которых при переходных процессах определяет будущее состояние схемы. Переключение схемы [3] осуществляется под действием импульсов напряжения, источник которых включается последовательно с переключающим диодом.

Рассматриваемая ниже схема, внешне несколько похожая на схему, приведенную в [3], отличается от нее следующими существенными особенностями:

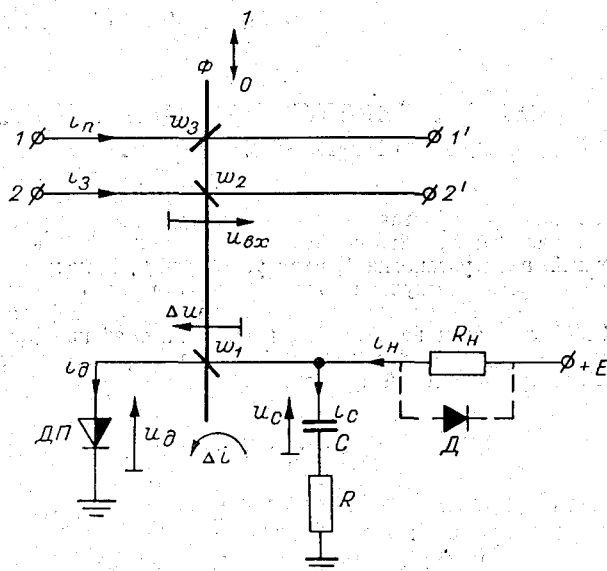


Рис. 1. Схема триггера на переключающем диоде и феррите с ППГ.

а) постоянные времени заряда и разряда конденсатора в рассматриваемой схеме, в отличие от [3], значительно превышают время установления нестационарных процессов в базах переключающего диода, поэтому разброс и нестабильность времени рассасывания заряда неосновных носителей, а также нестабильность параметров запускающего импульса не будут влиять на работу схемы;

б) указан практический способ запуска схемы импульсами тока через феррит с ППГ.

2. Описание работы схемы

Схема триггера на переключающем диоде и феррите с ППГ представлена на рис. 1. Схема содержит: переключающий диод ДП; нагрузку R_H ; феррит Φ с обмотками w_1 , w_2 , w_3 ; конденсатор C ; диод D ; сопротивление R .

На рис. 1 указаны два состояния намагниченности феррита Φ , которым присвоены символы 0 и 1.

В качестве основных переменных, характеризующих состояние схемы, примем (рис. 1): i_D — ток через ДП; u_D — напряжение на ДП; i_C — ток

через емкость C ; u_c — напряжение на емкости C ; i_n — ток в нагрузке; Δu — напряжение на обмотке w_1 феррита Φ .

На рис. 1 указаны положительные направления перечисленных токов и напряжений.

Необходимая для пояснения работы схемы вольт-амперная характеристика переключающего диода приведена на рис. 2. Кроме того, на рис. 2 проведена линия нагрузки ab и указаны токи и напряжения, принятые в качестве статических параметров переключающего диода согласно [3]. Эти параметры следующие: $U_{пер}$, $I_{пер}$ — напряжение и ток переключения, при которых происходит включение ДП; $I_{выкл}$ — ток выключения, при достижении которого происходит выключение ДП; $U_{обр}$ —

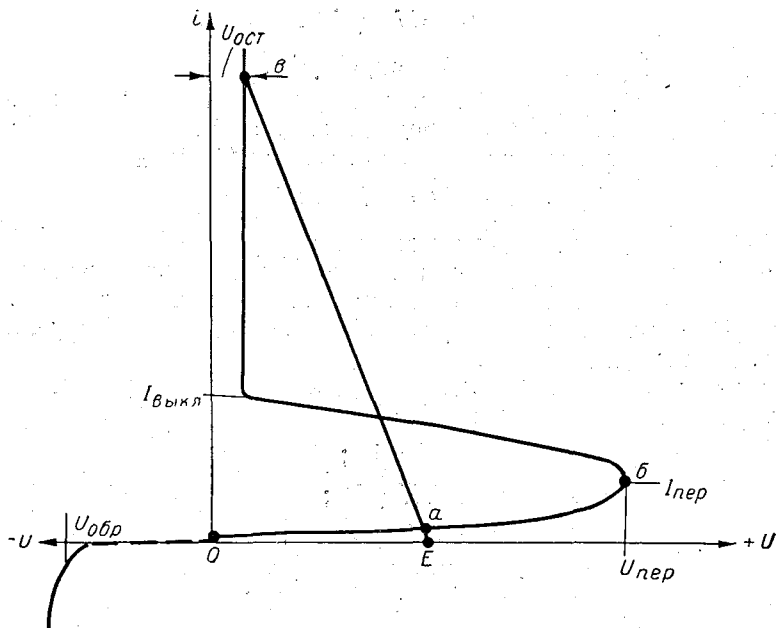


Рис. 2. Вольт-амперная характеристика переключающего диода и линия нагрузки.

максимально допустимое обратное напряжение на ДП; $U_{ост}$ — падение напряжения на проводящем ДП.

Динамические свойства ДП характеризуются временем включения $\tau_{вкл}$ и временем выключения $\tau_{выкл}$ [3].

Вообще говоря, $\tau_{вкл}$ зависит от величины тока включения, а $\tau_{выкл}$ — от величины заряда неосновных носителей в базах (пропорционального протекающему через ДП току) и величины обратного выключающего тока [4], однако в дальнейшем эти зависимости не будут учитываться, а в качестве расчетных величин $\tau_{вкл}$ и $\tau_{выкл}$ будут приняты их максимальные значения.

Для рассмотрения работы схемы присвоим открытому состоянию переключающего диода символ 1, закрытому — символ 0.

Будем рассматривать работу схемы (рис. 1) с трансформаторным счетным входом (шина 2—2'). Способы реализации входов установки 0 и установки 1 будут указаны ниже.

а. Включение схемы в работу.

Перед первым включением схемы феррит Φ должен быть установлен

в состояние 1. Это может быть сделано, например, импульсом подготовки i_n по шине 1—1'.

При последующей работе, как будет показано ниже, подготовка больше не потребуется.

При включении схемы ДП останется в запертом состоянии, если

$$E < U_{\text{пер}}. \quad (1)$$

После включения и подготовки схема, таким образом, приходит в состояние:

$$\begin{aligned} \Phi &\doteq 1; \\ ДП &\doteq 0; \\ u_c &= U_{c0} \doteq E. \end{aligned}$$

б. Запуск схемы импульсом i_3 при $ДП \doteq 0$.

Под действием i_3 феррит Φ начнет перемагничиваться в состояние 0, вследствие чего на обмотке w_1 наведется э. д. с. Δu .

При условии, что в течение отрезка времени $t > \tau_{\text{вкл}}$

$$u_d = U_{c0} + \Delta u = E + \Delta u > U_{\text{пер}}, \quad (2)$$

диод ДП перейдет в проводящее состояние.

Феррит Φ под действием тока, протекающего через открытый переключающий диод, будет вновь перемагничен в исходное состояние 1. Конденсатор C разряжается через ДП. Сопротивление R включено для ограничения разрядного тока.

По окончании всех переходных процессов в схеме установится следующее устойчивое состояние:

$$\begin{aligned} \Phi &\doteq 1; \\ ДП &\doteq 1; \\ u_c &= U_{c1} = U_{\text{ост}}; \\ i_d &= \frac{E - U_{\text{ост}}}{R_n} \approx \frac{E}{R_n}. \end{aligned}$$

Для обеспечения правильной работы схемы на данном этапе необходимо выполнение следующих соотношений:

$$\Delta i = (I_3 w_2 - F_0 - I_{\text{пер}} w_1) \frac{1}{w_1} > 0; \quad (3)$$

$$\Delta t_n > \tau_{\text{вкл}}; \quad (4)$$

$$\Delta \Phi w_1 > (U_{\text{пер}} - E) \tau_{\text{вкл}}; \quad (5)$$

$$u_{\text{вх}} = (U_{\text{пер}} - E) \frac{w_2}{w_1}; \quad (6)$$

$$\frac{E - U_{\text{ост}}}{R} \leq I_{\text{доп}}, \quad (7)$$

где t_n — отрезок времени, в течение которого выполняется (3); F_0 — м. д. с., необходимая для полного перемагничивания феррита; $\Delta \Phi$ — изменение потока в сердечнике при его перемагничивании; $u_{\text{вх}}$ — напряжение на обмотке w_2 феррита Φ ; $I_{\text{доп}}$ — максимально допустимый ток через ДП.

Рассмотренные выше неравенства обеспечивают включение переключающего диода. Однако для того, чтобы ДП остался во включенном состоянии по окончании импульса запуска, необходимо обеспечить, чтобы

за время действия импульса запуска конденсатор C не успел перезарядиться до напряжения отрицательной полярности. Можно показать, что это условие приближенно может быть выражено в виде следующего неравенства (для длительности импульса запуска):

$$t_{\text{и}} < RC \left[1 + \ln \frac{E}{R \left(I_3 \frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{F_0}{\omega_1} - \frac{E}{R_{\text{н}}} \right)} \right].$$

Следует отметить, что обычно это неравенство выполняется, если параметры схемы удовлетворяют условиям включения и выключения переключающего диода, рассмотренным ниже.

в. Запуск схемы импульсом i_3 при $ДП \doteq 1$.

При поступлении следующего импульса запуска i_3 феррит Φ вновь начнет перемагничиваться. На обмотке ω_1 наведется э. д. с. той же полярности и величины, что и при первом запуске. В цепи $R, C, ДП$ под действием этой э. д. с. возникнет дополнительный ток, который будет перезаряжать конденсатор C от исходного состояния $u_c = U_{C1} = U_{\text{ост}}$ до некоторого нового состояния U_{C2} , причем U_{C2} имеет отрицательную полярность (см. ниже). Вследствие этого в течение некоторого времени после окончания i_3 $U_{ДП} < 0$, и, если этот отрезок времени больше $\tau_{\text{выкл}}$, диод $ДП$ закроется. Конденсатор по цепи $R, C, R_{\text{н}}$ будет снова заряжаться до напряжения E . По окончании переходных процессов в схеме установится следующее состояние:

$$ДП \doteq 0; \quad u_c = U_{C0} = E; \quad i_{ДП} = 0.$$

По окончании импульса запуска феррит Φ должен остаться в некотором промежуточном состоянии между 0 и 1. Это необходимо для того, чтобы оставшееся до полного перемагничивания в состояние 0 изменение потока было достаточно для следующего запуска схемы импульсом i_3 [см. неравенство (5)].

На рис. 3 приведена эквивалентная схема триггера на рассматриваемом этапе работы, т. е. при выключении $ДП$ из проводящего состояния. В схеме приняты следующие обозначения:

$$i'_3 = i_3 \frac{\omega_2}{\omega_1};$$

$$I_0 = \frac{F_0}{\omega_1}.$$

Из рис 3 можно получить следующее операторное выражение для I_C :

$$I_C(p) = \frac{E - [I'_3(p) - I_0] R_{\text{н}} - u_c(p)}{R + R_{\text{н}}} = C [p u_c(p) - p U_{C1}]. \quad (8)$$

Отсюда

$$u_c(p) = \frac{U_{C1} \tau p}{\tau p + 1} + \frac{E - [I'_3(p) - I_0] R_{\text{н}}}{\tau p + 1}, \quad (9)$$

где $\tau = C(R + R_{\text{н}})$.

Обычно $\tau \gg t_{\text{и}}$ ($t_{\text{и}}$ — длительность запускающего импульса), поэтому (9) можно упростить:

$$u_c(p) \approx U_{C1} + \frac{E - [I'_3(p) - I_0] R_{\text{н}}}{\tau p}. \quad (10)$$

Переходя к оригиналам, получим

$$u_C(t) = U_{C1} + \frac{1}{C} \int_0^t \left[\frac{E}{R+R_H} - (i'_3 - I_0) \frac{R_H}{R+R_H} \right] dt =$$

$$= U_{ост} + \frac{1}{C} \left(\frac{E}{R+R_H} + I_0 \frac{R_H}{R+R_H} \right) \int_0^t dt - \frac{R_H}{C(R+R_H)} \int_0^t i'_3 dt. \quad (11)$$

Обозначим через Δt отрезок времени, в течение которого $i'_3 > I_0$. Обычно $\Delta t \approx t_n$, где t_n — длительность импульса запуска.

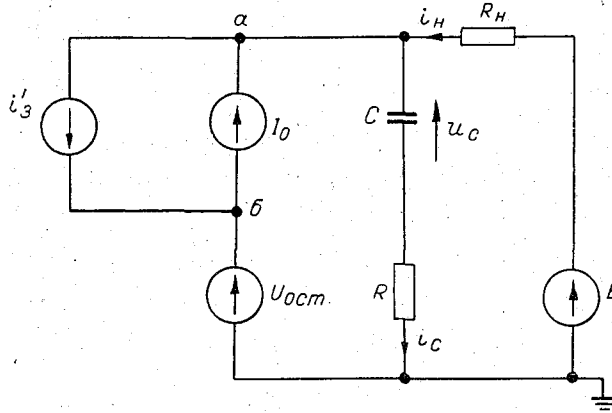


Рис. 3. Эквивалентная схема триггера при выключении переключающего диода.

$$u_C(t)|_{t=t_n} = U_{C2} = U_{ост} + \frac{1}{C} \frac{E + I_0 R_H}{R + R_H} t_n - \frac{1}{C} Q'_{зап} \frac{R_H}{R + R_H}, \quad (12)$$

где $Q'_{зап}$ — площадь импульса запуска, приведенного к обмотке w_1 ;

$$Q'_{зап} = Q_{зап} \frac{w_2}{w_1},$$

$Q_{зап}$ — площадь импульса запуска i_3 .

Определим теперь, на какую величину $\Delta\Phi'$ перемagnetился в режиме выключения ДП феррит Φ ,

$$\Delta\Phi = \Delta\Phi' w_1 = \int_0^{t_n} u_{\delta a} dt.$$

Согласно рис. 3,

$$u_{\delta a} = U_{ост} - i_C R - u_C;$$

$$\int_0^{t_n} u_{\delta a} dt = U_{ост} t_n - R \int_0^{t_n} i_C dt - \int_0^{t_n} u_C dt \approx U_{ост} t_n - R(U_{C2} - U_{C1})C -$$

$$- \frac{(U_{C2} + U_{C1})}{2} t_n = U_{ост} \left(RC + \frac{t_n}{2} \right) - U_{C2} \left(RC + \frac{t_n}{2} \right). \quad (13)$$

При этих преобразованиях была допущена идеализация при замене $\int_0^{t_k} u_c dt = \frac{(U_{C2} + U_{C1})}{2} t_k$, что верно при симметричной форме i_3 , а это практически встречается очень часто.

Рассмотрим процесс перезаряда конденсатора C по окончании запускающего импульса.

Для данного этапа работы справедлива эквивалентная схема рис. 3 при разорванной ветви $об$ (ток через переключающий диод $ДП$ не протекает).

Определим отрезок времени, в течение которого u_{ao} (рис. 3) меньше нуля.

Согласно рис. 3,

$$u_{ao} = E - i_n R_n.$$

Начальное условие для рассматриваемого этапа:

$$\text{при } t=0 \quad u_c = U_{C2};$$

$$u_c(p) = E - p(u_c - U_{C2})C(R + R_n);$$

$$u_c(p) = \frac{E + p\tau U_{C2}}{1 + p\tau}. \quad (14)$$

$$u_{ao} = \frac{E - u_c}{R + R_n} R + u_c = E \frac{R}{R + R_n} + u_c \left(1 - \frac{R}{R + R_n}\right);$$

$$u_{ao}(p) = E \frac{R}{R + R_n} + \left(1 - \frac{R}{R + R_n}\right) \frac{E + p\tau U_{C2}}{1 + p\tau}. \quad (15)$$

Представляет интерес поведение u_{ao} на отрезке времени $0 < t < \tau_{\text{выкл}}$; поэтому, учитывая, что $\tau \gg \tau_{\text{выкл}}$, выражение (15) можно упростить:

$$u_{ao}(p) \approx E \frac{R}{R + R_n} + \left(1 - \frac{R}{R + R_n}\right) \left(\frac{E}{p\tau} + U_{C2}\right). \quad (16)$$

Выражению (16) соответствует оригинал

$$u_{ao}(t) = E \frac{R}{R + R_n} + \left(1 - \frac{R}{R + R_n}\right) U_{C2} + \left(1 - \frac{R}{R + R_n}\right) E \frac{t}{\tau}. \quad (17)$$

В некоторый момент времени $t = t_k$

$$u_{ao} = 0.$$

Отсюда

$$t_k = \frac{-U_{C2} \left(1 - \frac{R}{R + R_n}\right) - E \frac{R}{R + R_n}}{E \left(1 - \frac{R}{R + R_n}\right)} \tau = \left[-\frac{U_{C2}}{E} - \frac{R}{R_n} \right] \tau. \quad (18)$$

Полученные соотношения позволяют производить расчет параметров схемы.

3. Расчет триггера

Выбор элементов и исходные данные для расчета.

а. Феррит целесообразно выбирать низкокоэрцитивный, например марки 0,16ВТ или 0,25ВТ (меньшие потери на намагничивание). Для выбранного типа феррита можно определить F_0 и $\Delta\Phi$.

- б. Нагрузка R_H и ток в ней I_H заданы. Отсюда $E = I_H R_H$.
 в. Переключающий диод следует выбирать так, чтобы $U_{\text{пер}} = (1,2 \div 1,5)E$. Для выбранного диода известны величины $U_{\text{пер}}$, $I_{\text{пер}}$, $\tau_{\text{вкл}}$, $\tau_{\text{выкл}}$.
 г. Задан источник импульсов запуска, т. е. величины t_H , I_3 , Q_3 (форма импульса).

Порядок расчета схемы

- а. Согласно (7), имеем

$$R = \frac{E - U_{\text{ост}}}{I_{\text{доп}}}.$$

- б. Определим соотношение витков вторичной и первичной обмоток и величину емкости C .

Из условия надежного выключения ДП (18), получим

$$t_K = \tau \left(-\frac{U_{C_2}}{E} - \frac{R}{R_H} \right) > \tau_{\text{выкл}},$$

$$-U_{C_2} > \left[\frac{\tau_{\text{выкл}}}{\tau} + \frac{R}{R_H} \right] E. \quad (19)$$

Используя (12), последнее неравенство перепишем в виде

$$Q'_{\text{зап}} = Q_{\text{зап}} \frac{w_2}{w_1} \geq \left[\left(\frac{\tau_{\text{выкл}}}{\tau} + \frac{R}{R_H} \right) CE + U_{\text{ост}} C + \right. \\ \left. + \frac{E + I_0 R_H}{R + R_H} t_H \right] \frac{R + R_H}{R_H}. \quad (20)$$

Отсюда можно определить $\frac{w_2}{w_1}$, если известна величина C .

Из (12) видно, что, чем больше C , тем меньше U_{C_2} (при заданной величине заряда), а следовательно, и $U_{\text{вх}}$; с другой стороны, с увеличением C увеличивается необходимый заряд, поэтому целесообразно поставить задачу оптимального выбора C .

В качестве оптимизируемой функции естественно выбрать величину энергии запускающего импульса, затрачиваемую на входе схемы, $W'_{\text{зап}}$.

Из рис. 3

$$W'_{\text{зап}} = \int_0^{t_H} u_{a\phi} i_3' dt. \quad (21)$$

Для упрощения преобразований заменим импульс i_3 эквивалентным по площади прямоугольным импульсом запуска:

$$I_{3, \text{ср}} = \frac{Q_{\text{зап}}}{t_H}.$$

Тогда

$$W_{\text{зап}} = I_{3, \text{ср}} \frac{w_2}{w_1} \int_0^{t_H} u_{a\phi} dt.$$

Используя (13), получим

$$W_{\text{зап}} = I_{3, \text{ср}} \left[U_{\text{ост}} \left(RC + \frac{t_H}{2} \right) - U_{C_2} \left(RC + \frac{t_H}{2} \right) \right].$$

Подставляя для $(-U_{C2})$ соответствующее выражение из (19), получим ограничение, накладываемое на энергию импульса запуска,

$$W_{\text{зап}} \geq I_{\text{з. ср}} \frac{\omega_2}{\omega_1} \left[U_{\text{ост}} \left(RC + \frac{t_{\text{и}}}{2} \right) + E \left(\frac{\tau_{\text{выкл}}}{C(R+R_{\text{н}})} + \frac{R}{R_{\text{н}}} \right) \left(RC + \frac{t_{\text{и}}}{2} \right) \right]. \quad (22)$$

Из (22) имеем:

$$\begin{aligned} \text{при } C \rightarrow 0 \quad W_{\text{зап}} &\rightarrow \infty; \\ \text{при } C \rightarrow \infty \quad W_{\text{зап}} &\rightarrow \infty. \end{aligned}$$

Таким образом, функция $W_{\text{зап}}$ имеет экстремум, соответствующий $W_{\text{зап. мин}}$

$$\begin{aligned} \frac{\partial W_{\text{зап}}}{\partial C} = I_{\text{з. ср}} \frac{\omega_2}{\omega_1} \left[U_{\text{ост}} R + E \left(\frac{\tau_{\text{выкл}}}{C(R+R_{\text{н}})} + \frac{R}{R_{\text{н}}} \right) R - \right. \\ \left. - E \frac{\tau_{\text{выкл}}}{(R+R_{\text{н}})C^2} \left(RC + \frac{t_{\text{и}}}{2} \right) \right] = 0. \end{aligned}$$

Обозначим

$$\begin{aligned} X &= \frac{1}{C_{\text{опт}}} \\ U_{\text{ост}} R + E \frac{R^2}{R_{\text{н}}} + \left(\frac{ER\tau_{\text{выкл}}}{R+R_{\text{н}}} - \frac{ER\tau_{\text{выкл}}}{R+R_{\text{н}}} \right) X - \frac{t_{\text{и}}\tau_{\text{выкл}}E}{2(R+R_{\text{н}})} X^2 &= 0, \\ X &= \sqrt{\frac{\left(\frac{U_{\text{ост}}}{E} + \frac{R}{R_{\text{н}}} \right) 2R(R+R_{\text{н}})}{t_{\text{и}}\tau_{\text{выкл}}}}, \\ C_{\text{опт}} &= \sqrt{\frac{t_{\text{и}}\tau_{\text{выкл}}}{\left(\frac{U_{\text{ост}}}{E} + \frac{R}{R_{\text{н}}} \right) 2R(R+R_{\text{н}})}}. \end{aligned} \quad (23)$$

в. Расчет чисел витков.

Для обеспечения возможности выключения переключающего диода и последующего включения его без подготовки феррита Φ необходимо, чтобы полное изменение потока в сердечнике на данных этапах не превышало $\Delta\Phi$.

Согласно (5) и (13), имеем

$$\Delta\Phi\omega_1 > (U_{\text{пер}} - E)\tau_{\text{вкл}} + U_{\text{ост}} \left(RC + \frac{t_{\text{и}}}{2} \right) - U_{C2} \left(RC + \frac{t_{\text{и}}}{2} \right); \quad (24)$$

$(-U_{C2})$ определяется из (19).

Из (24) получаем ω_1 , причем расчетную величину следует увеличить в 1,5—2 раза.

Из (20) определяется $\frac{\omega_2}{\omega_1}$, откуда далее получаем ω_2 . Далее следует проверить выполнение неравенства

$$t_{\text{и}} < RC \left[1 + \ln \frac{E}{R \left(I_{\text{з}} \frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{F_0}{\omega_1} - \frac{E}{R_{\text{н}}} \right)} \right].$$

Если оно не выполняется, нужно увеличить C и пересчитать числа витков.

Некоторые дополнительные замечания к расчету:

а) частота запуска схемы ограничена временем перезаряда конденсатора:

$$f_{\max} \leq \frac{1}{2,3\tau} = \frac{1}{2,3C(R + R_H)};$$

б) поскольку соотношения, обеспечивающие работоспособность схемы, носят характер неравенств, то параметры ограничены только с одной стороны. Поэтому при выборе параметров схемы с запасами (по выполнению условий работоспособности) схема окажется нечувствительной к разбросу параметров элементов и их нестабильности (например, от температуры и старения);

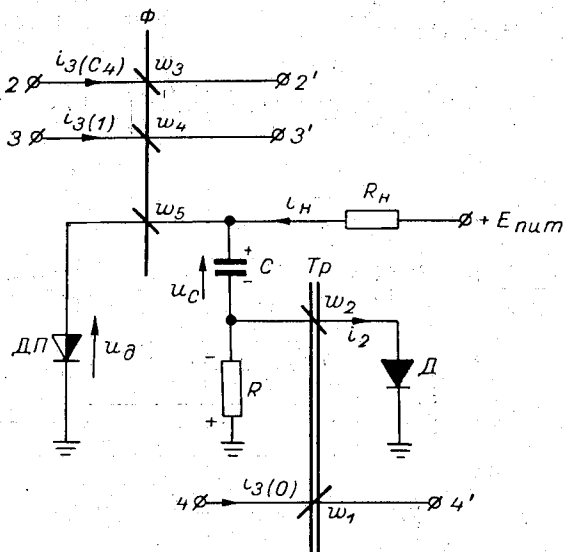


Рис. 4. Триггер на переключающем диоде с тремя входами: счетным (2—2'), установки 1 (3—3'), установки 0 (4—4').

в) при включении индуктивной нагрузки (например, реле) ее следует шунтировать диодом с целью исключения возникновения колебаний в схеме.

4. Реализация входов установки 1 и установки 0

Реализация входа установки 1. Для осуществления входа установки 1 можно использовать дополнительную обмотку w_4 (рис. 4), выбор чисел витков которой должен удовлетворять следующим неравенствам:

$$i_{3(1)} w_4 > F_0 + I_{\text{пер}} w_1; \quad (25)$$

$$i_{3(1)} w_4 < i_H w_1. \quad (26)$$

Реализация входа установки 0. Для выключения переключающего диода необходимо изменить знак приложенного к нему напряжения на отрезок времени, превышающий $\tau_{\text{выкл}}$. Для осуществления этого с по-

мощью импульса тока можно использовать трансформатор и диод, включенные, как показано на рис. 4.

Под действием импульса запуска $i_{з(0)}$, поступающего на вход 4—4', во вторичной цепи трансформатора появится ток, часть которого, отходясь в сопротивление R , создаст на нем импульс напряжения указанной на рис. 4 полярности. Пока это напряжение, обусловленное импульсом тока $i_{з(0)}$, будет превышать напряжение на конденсаторе, напряжение на ДП имеет отрицательную полярность.

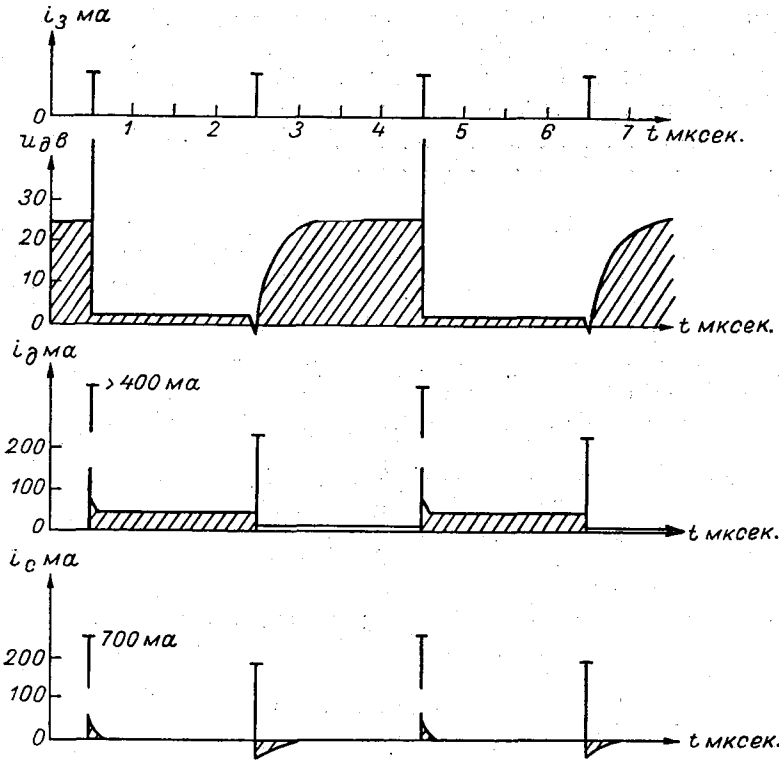


Рис. 5. Осциллограммы работы триггера со счетным входом на активную нагрузку.

Условия отключения проводящего ДП (предполагается, что $i_{(0)}$ имеет форму, близкую к прямоугольной):

$$(i_2 - i_n) R > u_c |_{t=\tau_{\text{выкл}}} \approx U_{\text{ост}} + i_n \frac{\tau_{\text{выкл}}}{C}; \quad (27)$$

$$t_n > \tau_{\text{выкл}}, \quad (28)$$

где t_n — длительность импульса запуска $i_{з(0)}$;

$$i_2 = \frac{i_{з(0)} \omega_1 - F_0}{\omega_2};$$

F_0 — м. д. с. намагничивания трансформатора в момент $t = \tau_{\text{выкл}}$.

Диод Д включен для исключения влияния трансформатора Tr на процесс разряда конденсатора по цепи $C, R, ДП$ в режиме включения ДП.

5. Результаты экспериментальной проверки

а. Исследовалась работа триггера по схеме рис. 1 со следующими параметрами:

1) феррит Φ — сердечник: четыре кольца марки 0,25ВТ ($4 \times 2,8 \times 1,4$); обмотки: $\omega_1 = \omega_2 = 50$ виткам;

2) переключающий диод марки Д228Г; данные этого ДП: $U_{\text{пер}} = 40$ в; $I_{\text{пер}} = 1$ ма; $I_{\text{выкл}} = 2$ ма; $\tau_{\text{вкл}} = 2$ мксек.; $\tau_{\text{выкл}} = 12$ мксек.; $U_{\text{от}} = 0,8$ в; $R_{\text{н}} = 620$ ом; $E = 20$ в; $C = 0,25$ мкф; $R = 20$ ом.

Запуск схемы осуществляется от генератора 26И.

На рис. 5 приведены осциллограммы работы триггера.

Были проведены измерения минимально допустимых значений I_3 при различной длительности запускающих импульсов $t_{\text{и}}$:

$t_{\text{и}}$ мксек.	2,5	5,0	10,0
I_3	230	130	90

При $I_3 = 250$ ма и $t_{\text{и}} = 5$ мксек. схема устойчиво работает при $5 \text{ в} < E < 40 \text{ в}$, что говорит о высокой надежности этой схемы.

б. Исследовалась работа триггера по той же схеме рис. 1 при включении в качестве нагрузки реле РЭС-22.

Параметры схемы:

1) феррит Φ — сердечник: четыре кольца марки 0,7ВТ ($7 \times 4 \times 2$); обмотки: $\omega_1 = 150$ виткам, $\omega_2 = 50$ виткам;

2) переключающий диод той же марки, что и в предыдущем случае (Д228Г);

3) сопротивление обмотки реле 650 ом;

4) номинальное напряжение питания реле 24 в;

5) остальные параметры: $C = 0,5$ мкф; $R = 20$ ом; $E = 24$ в.

Запуск осуществлялся одиночными импульсами с амплитудой 1а и длительностью 25 мксек.

Схема устойчиво работала (наблюдалось четкое срабатывание и отпущение реле) при $15 \text{ в} < E < 38 \text{ в}$.

6. Выводы

1. Рассматриваемая в статье схема триггера на переключающем диоде и феррите с прямоугольной петлей гистерезиса отличается простотой, надежностью в работе, не критична к параметрам элементов.

2) Схему целесообразно использовать для включения и отключения реле, электромагнитов, сигнальных лампочек с помощью сигналов, представленных импульсами тока.

Возможно применение триггера и для построения счетных и логических схем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гурвич Е. И., Шукин Л. Б. Ферротранзисторные элементы и их применение в цифровых автоматических устройствах. Изд. ГЭИ, Л., 1963.
2. Доброхотов Н. Г. Полупроводниковые $p-n-p$ переключатели. В сб. «Полупроводниковые приборы и их применение». Под ред. Федотова. Изд-во «Советское радио», вып. 7, 1961.
3. Гомонова А. И., Колумбетова Л. Н., Сенаторов К. Я. Исследование триггерной схемы на четырехслойном $p-n-p$ диоде. Вестник МГУ, № 1, 1962.

В. Ф. МЕЛЕХИН, И. В. МЕЛЕХИНА

ЛОГИЧЕСКИЕ И КОММУТАЦИОННЫЕ СХЕМЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЕ ДИОДЫ И ФЕРРИТЫ С ППГ

Рассматриваются схемы кольцевого коммутатора, двоичного счетчика и ячейки совпадения, построенные на переключающих диодах и ферритах с ППГ. Приводится анализ работы схем, методика инженерного расчета и результаты экспериментальной проверки.

1. Введение

Переключающие диоды являются эффективными переключателями тока и могут быть использованы для коммутации нагрузки, питаемой

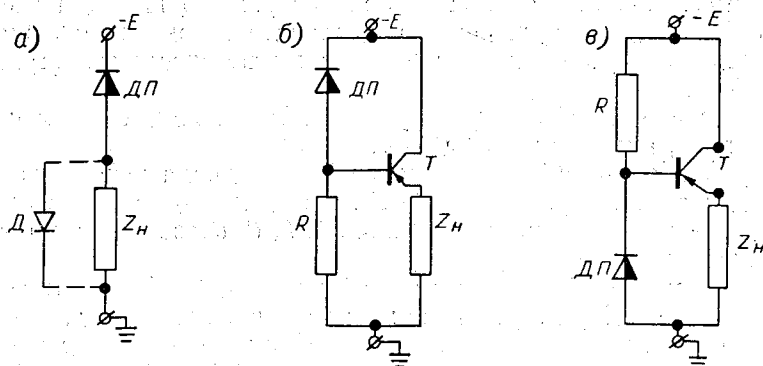


Рис. 1. Способы подключения нагрузки к переключающему диоду.

постоянным током. Используя феррит с ППГ и конденсатор, запоминающий напряжение на переключающем диоде, можно включать и выключать этот диод с помощью коротких импульсов тока [1]. На этом принципе могут быть построены экономичные и надежные схемы некоторых широко распространенных коммутационных и логических устройств.

Вольтамперная характеристика переключающего диода, его параметры и их обозначение приведены в [1].

В данной статье рассматриваются схемы кольцевого коммутатора, двоичного счетчика и ячейки совпадения. Особенностью этих схем

является то, что в качестве нагрузки могут быть использованы лампочки накаливания, обмотки электромагнитов, обмотки управления ЭМУ и т. д. Эти особенности дают возможность использовать данные схемы в системах автоматики, в преобразователях, контрольно-измерительных системах, в устройствах индикации и др.

Прежде чем перейти к рассмотрению схем, рассмотрим способы подключения нагрузки к переключающему диоду.

На рис. 1 показаны три способа включения нагрузки Z_n . Непосредственное включение нагрузки в цепь ДП (рис. 1 а) допустимо в случае, если коммутационные возможности ДП превосходят в 2—3 раза номинальную мощность нагрузки. Если нагрузка имеет индуктивный характер, ее следует шунтировать диодом D .

На рис. 1 б и в нагрузка подключена к ДП через эмиттерный повторитель, причем в схеме рис. 1 б нагрузка включена, когда ДП проводит, а в схеме рис. 1 в — наоборот, когда ДП не проводит.

2. Кольцевой коммутатор

На рис. 2 приведена схема кольцевого коммутатора на четыре выхода. Она дает представление о характере связи любой ячейки коммутатора с предыдущей и последующей ячейками в кольце. Аналогично может быть построен коммутатор на любое число выходов.

Каждая ячейка содержит:

- 1) переключающий диод ДП;
- 2) диод D ;
- 3) феррит с ППГ с четырьмя обмотками w_1, w_2, w_3, w_4 ;
- 4) два сопротивления R и $R_{ш}$;
- 5) конденсатор C ;
- 6) нагрузку R_n .

Помимо ячеек, схема коммутатора содержит общее для всех ячеек сопротивление R_0 и импульсный формирователь тока, предназначенный для приведения схемы в исходное состояние по сигналу, поступающему на вход 1—2.

Переключение коммутатора осуществляется под действием импульса тока i_{zap} , поступающего на вход 3—4.

Для управления работой переключающего диода используются феррит, конденсатор и сопротивление R_0 . Исходное состояние схемы: ферриты $\Phi_1—\Phi_4$ намагничены в состояние 1, 0, 0, 0 соответственно; ДП₁—ДП₄ не проводят.

Первый импульс i_{zap} , поступающий на вход 3—4, перемагничивает Φ_1 в состояние 0. При этом на обмотке w_2 наводится э. д. с., которая, складываясь с напряжением на конденсаторе C_1 , приведет к открыванию ДП₁. Открывание ДП₁ повлечет за собой разряд C_1 по цепи: обмотка w_1 феррита Φ_2 , Д₁, ДП₁, R_0 . Разрядный ток подготовит феррит Φ_2 (перемагнитит в состояние 1). По окончании переходного процесса схема придет в следующее состояние: $\Phi_1—\Phi_4$ намагничены в 0, 1, 0, 0 соответственно, ДП₁ проводит, остальные ДП закрыты.

Второй импульс i_{zap} перемагнитит Φ_2 в 0, что приведет к открыванию ДП₂. Ток разряда конденсатора C_2 перемагнитит в 1 феррит Φ_3 и создаст на R_0 импульс напряжения, под действием которого закроется ДП₁. По окончании переходного процесса схема придет в состояние: $\Phi_1—\Phi_4$ намагничены соответственно в состояние 0, 0, 1, 0; ДП₂ проводит, остальные ДП закрыты.

Отметим следующие особенности работы схемы:

- а) конденсаторы и общее сопротивление R_0 обеспечивают выключе-

б) состояние ферритовой схемы, характеризующееся намагниченностью одного из n ферритов в состояние 1, а остальных — в состояние 0, обеспечивает включение (под действием запускающего импульса) переключающего диода, соответствующего подготовленному (в 1) ферриту, и отсутствие влияния запускающего импульса на остальные переключающие диоды.

На рис. 3 приведена эквивалентная схема коммутатора для рассмотрения переходных процессов в период переключения из следующего состояния: $ДП_1$ проводит, остальные $ДП$ закрыты, ферриты $\Phi_1—\Phi_4$ намагничены в состояние 0, 1, 0, 0 соответственно. В исходном состоянии K_1 замкнут, K_2 разомкнут (рис. 3). Открыванию $ДП_2$ соответствует замыкание ключа K_2 . В этот момент напряжение U_{a_0} меняет знак, $ДП_1$ запирается, чему соответствует размыкание ключа K_1 .

Начальные условия:

$$U_{C_2} = E. \quad (2)$$

На рис. 3 обмотка w_1 перемангничивающегося феррита Φ_3 заменена эквивалентным сопротивлением R_3 . Если допустить, что феррит Φ_3 перемангничивается в состояние 1 за некоторое время $t_{\text{подг}}$ (при расчете можно принять $t_{\text{подг}} \approx \tau_{\text{выкл}}$), то в среднем сопротивление феррита по обмотке w_1 можно принять равным

$$r_{\Phi} = \frac{\Delta \Phi w_1^2}{t_{\text{подг}} F_0},$$

где $\Delta \Phi$ — изменение потока в сердечнике при его перемангничивании, F_0 — м. д. с., необходимая для подготовки феррита за время $t_{\text{подг}}$.

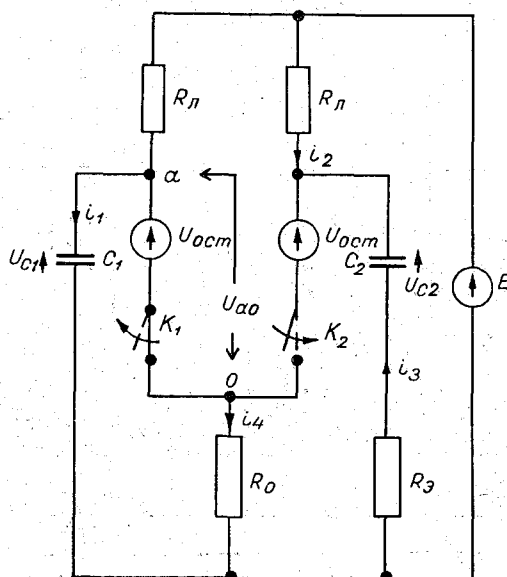


Рис. 3. Эквивалентная схема коммутатора в период переключения.

Учитывая сказанное и принимая во внимание, что при подготовке феррита его обмотка w_2 шунтирована сопротивлениями $R_{ш1}$ и R_1 , получим

$$R_3 \approx \frac{R_{ш1} R \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 r_{\Phi}}{R_{ш1} R \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 + r_{\Phi} (R_{ш1} + R)}. \quad (3)$$

Согласно рис. 3,

$$i_3(p) = \frac{E - U_{\text{ост}}}{R_3 + R_0} \cdot \frac{1}{-\frac{R_3}{R_3 + R_0} + 1 + \frac{1}{pCR_3} + \frac{R_3}{R_3}}; \quad (4)$$

$$i_4(p) = \frac{E - U_{\text{ост}}}{R_3 + R_0} + \frac{R_3}{R_3 + R_0} i_3(p); \quad (5)$$

$$u_{\alpha 0}(p) = i_4(p) R_0 - U_{C1}(p); \quad (6)$$

$$U_{C1}(p) = \frac{pU_{C10} R_3 C + E}{pR_3 C + 1} = \frac{\frac{U_{\text{ост}} R_3 + ER_0}{R_3 + R_0} pCR_3 + E}{pR_3 C + 1}. \quad (7)$$

Исключая переменные i_4 , U_{C1} , переходя к функциям времени, ограничившись линейной частью разложения в ряд экспоненциальных функций и приняв во внимание, что $R_0 \ll R_L$, можно получить следующие упрощенные выражения:

$$i_3 \approx \frac{E - U_{\text{ост}}}{R_9 + R_0} \left[1 - \frac{t}{C(R_9 + R_0)} \right]; \quad (8)$$

$$u_{oa} \approx \frac{R_0}{R_0 + R_9} (E - U_{\text{ост}}) \left[1 - \frac{t}{C(R_9 + R_0)} \right] - U_{\text{ост}} - E \frac{t}{CR_L}. \quad (9)$$

Следует отметить, что принятые допущения уменьшают значения i_3 и u_{oa} по сравнению с действительными.

Для правильной работы коммутатора параметры схемы должны удовлетворять ряду условий:

1) условиям включения ДП:

$$\Delta \Phi \omega_2 \geq (1 + 1,5) U_{\text{пер}} \tau_{\text{вкл}}; \quad (10)$$

$$\left(I_{\text{зап}} \frac{\omega_3}{\omega_2} - \frac{F_0}{\omega_2} - I_{\text{пер}} \right) R_{\text{ш}} \geq (1 + 1,5) U_{\text{пер}}; \quad (11)$$

$$I_{\text{пер}} R < E. \quad (12)$$

2) условию отключения ДП в предыдущей ячейке $u_{oa}|_{t=\tau_{\text{выкл}}} \geq 0$;

используя (9), получим

$$\frac{R_0}{R_0 + R_9} (E - U_{\text{ост}}) \left[1 - \frac{\tau_{\text{выкл}}}{C(R_9 + R_0)} \right] > U_{\text{ост}} + E \frac{\tau_{\text{выкл}}}{CR_L}; \quad (13)$$

3) условиям подготовки феррита следующей ячейки:
первое условие

$$i_3|_{t=\tau_{\text{выкл}}} > \frac{F_0}{\omega_1};$$

используя (8), получим:

$$\frac{E - U_{\text{ост}}}{R_9 + R_0} \left[1 - \frac{\tau_{\text{выкл}}}{C(R_9 + R_0)} \right] > \frac{F_0}{\omega_1}; \quad (14)$$

второе условие

$$\frac{E - U_{\text{ост}}}{R_9 + R_0} \left[1 - \frac{\tau_{\text{выкл}}}{2C(R_9 + R_0)} \right] R_9 \tau_{\text{выкл}} > \Delta \Phi \omega_1; \quad (15)$$

4) условиям приведения схемы в исходное состояние импульсом гашения:

а) условию предотвращения включения ДП при перемагничивании соответствующего феррита в состояние 0 импульсом гашения

$$(I_{\text{гаш}} \omega_4 - F_0) \frac{1}{\omega_2} R_{\text{ш}} < U_{\text{пер}} - E; \quad (16)$$

б) условию подготовки феррита импульсом гашения

$$(I_{\text{гаш}} \omega_4 - F_0) \frac{1}{\omega_2} \frac{R_{\text{ш}} R}{R_{\text{ш}} + R} t_{\text{гаш}} > \Delta \Phi \omega_2; \quad (17)$$

в) условию выключения ДП

$$t_{\text{гаш}} > \tau_{\text{выкл}}. \quad (18)$$

Итак, выбором параметров: $\Delta \Phi$, ω_1 , ω_2 , ω_3 , ω_4 , R_0 , C , $R_{\text{ш}}$, R , $t_{\text{гаш}}$ нужно удовлетворить неравенствам (10)–(18).

Порядок расчета:

1) выбрать тип феррита. Наиболее подходящими являются ферриты марок 0,25ВТ, 0,7ВТ. Для выбранного феррита найти соответствующие $\Delta\Phi$, F_0 ;

2) из (10) найти ω_2 ;

3) из (12) найти R ;

4) задаться $I_{\text{гаш}}\omega_4 = (2 \div 3)F_0$, затем с учетом (16) и (17) найти $R_{\text{ш}}$;

5) из (11) найти ω_3 ;

6) из (3), (13), (14), (15) можно найти R_0 , ω_1 и C . Поскольку имеется область значений R_0 , ω_1 и C , удовлетворяющая указанным неравенствам, то достаточно найти точку внутри этой области. Проще всего это сделать методом проб, задаваясь ω_1 , R_0 и находя C ;

7) учитывая, что $I_{\text{гаш}} \cong \frac{0,8E}{R_0}$, найти

ω_4 . Для примера ниже приводятся расчетные параметры схемы и результаты испытаний: $\Phi_1 - \Phi_4$ — ферриты марки 0,25ВТ ($7 \times 4 \times 2$ мм); $\omega_1 = 5$ витков; $\omega_2 = 50$ витков; $\omega_3 = 15$ витков; $\omega_4 = 5$ витков; $R = 1$ ком, $R_{\text{ш}} = 600$ ом, $I_{\text{зап}} > 0,35$ а, $C = 1$ мкф, $R_0 = 30$ ом, $R_{\text{л}} = 300$ ом, ДП₁—ДП₄ — переключающие диоды марки Д228Г, $U_{\text{пер}} = 35-40$ в, $\tau_{\text{вкл}} = 2$ мсек. $\tau_{\text{выкл}} = 15$ мсек.; Д₁—Д₄ — диоды Д12.

Схема устойчиво работает при:

$$8\text{в} < E < 35\text{в}; I_{\text{зап}} > 0,36\text{а}.$$

Таким образом, данная схема надежна в работе, малокритична к нестабильности питающего напряжения и параметров запускающего импульса.

3. Счетчик на коммутаторах

На базе кольцевого коммутатора может быть построен счетчик, работающий в системе счисления с любым основанием m . Для этого нужно иметь столько кольцевых коммутаторов по m ячеек в каждом, сколько требуется разрядов в счетчике. Для связи между разрядами следует использовать развязывающие усилители. Входную цепь развязывающего усилителя нужно включить в цепь разряда конденсатора C_1 (на рис. 2 между точками 5 и 6), выход усилителя подключить к цепи запуска следующего разряда (на рис. 2 точки 3—4). При расчете R_0 и C следует учесть дополнительную нагрузку в цепи разряда C_1 . На рис. 4 показана схема соединения коммутаторов в трехразрядном счетчике. Обозначения входов и выходов отдельных разрядов соответствуют рис. 2.

4. Двоичный счетчик

В основу построения схемы двоичного счетчика положен триггер на переключающем диоде и феррите с ППГ со счетным входом, рассмотренный в [1].

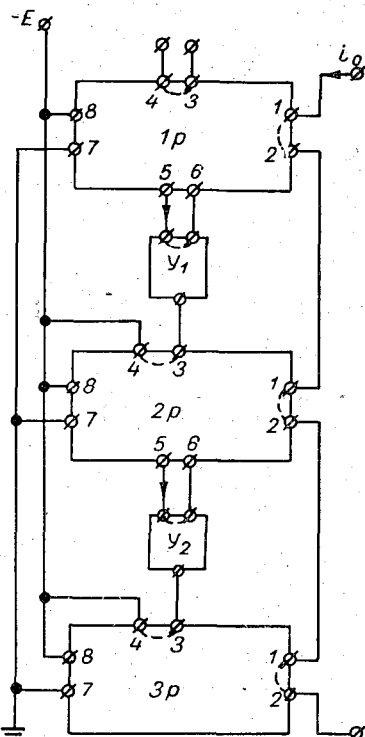


Рис. 4. Структурная схема счетчика на коммутаторах.

Для реализации двух устойчивых состояний в каждом разряде счетчика используется один переключающий диод; связь между разрядами осуществляется через феррит с ППГ, оттянутый постоянным током подмагничивания в область насыщения.

На рис. 5 приведена схема трехразрядного двоичного счетчика. Она содержит три статических триггера. Каждый триггер включает в себя:

- 1) переключающий диод ДП;
- 2) нагрузку с сопротивлением R_H (на рис. 5 в качестве нагрузки использованы лампочки накаливания);
- 3) феррит с ППГ Φ ;
- 4) конденсатор C ;
- 5) сопротивление R ;
- 6) диод D .

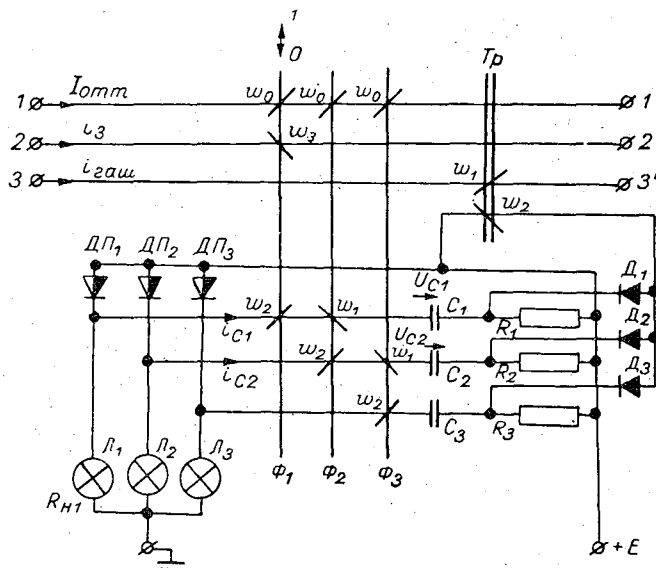


Рис. 5. Схема трехразрядного двоичного счетчика с вычитанием «1».

Кроме триггеров, схема содержит трансформатор Tr , через который с помощью импульса гашения $i_{гаш}$ схема приводится в исходное состояние.

Ферриты Φ_1 — Φ_3 намагничены вверх (в состояние 1) постоянным током $I_{отт}$ по обмоткам w_0 . Источник тока $I_{отт}$ должен обладать большим внутренним сопротивлением по переменному току. Практически цепь тока оттяжки $I_{отт}$ может быть замкнута на источник питания E через добавочное сопротивление $R_{доб} = \frac{E}{I_{отт}}$ и индуктивность L , обеспечивающую достаточно большое сопротивление цепи для переменной составляющей.

Считаемые импульсы тока i_3 подаются на вход 2—2'.

При подключении схемы к источнику питания E при условии, что $E < U_{пер}$, схема будет находиться в состоянии, когда все переключающие диоды закрыты, а ферриты намагничены в состояние 1. Под действием первого импульса i_3 на входе 2—2' феррит Φ_1 начнет перемагничиваться в состояние 0; при этом на его обмотке w_2 наведется э. д. с., которая, складываясь с напряжением $U_{с1}$, приведет к открыванию ДП1.

После этого начнет разряжаться конденсатор C_1 по цепи: R_1 , $ДП_1$, обмотки w_2 и w_1 ферритов Φ_1 и Φ_2 . Ток разряда i_{C1} вновь намагнитит Φ_1 в состояние I и затем начнет перемагничивать феррит Φ_2 в состояние 0 . Аналогично рассмотренному это приведет к открыванию $ДП_2$, далее это воздействие передается во все разряды. Таким образом, первый импульс i_3 приводит к открыванию всех переключающих диодов.

Для того чтобы имел место рассмотренный выше процесс, должны выполняться следующие условия (см. рис. 5):

$$(I'_3 - I_0)R_n + E > U_{пер}; \quad (19)$$

$$(\xi E - U_{ост}) \frac{w_2}{w_1} > U_{пер} - E, \quad (20)$$

где

$$I'_3 = I_3 \frac{w_3}{w_2}; \quad (21)$$

$$I_0 = (I_{отт} w_0 + E_0) \frac{1}{w_2}; \quad (22)$$

$\xi = 0,7 \div 0,9$ — коэффициент, учитывающий уменьшение напряжения на конденсаторе за время, необходимое для открывания переключающего диода ($\tau_{вкл}$) и возврата феррита Φ_1 в состояние I ; F_0 — м. д. с., необходимая для перемагничивания феррита.

Второй импульс i_3 , перемагничивая феррит Φ_1 в состояние 0 , приведет к появлению тока i_{C1} в обмотке w_2 .

При соответствующем выборе параметров схемы этот ток перезарядит C_1 до некоторого напряжения U_{C2} обратной полярности (по сравнению с указанной на рис. 5), но не сможет перемагнитить Φ_2 , оттянутый по обмотке w_0 током $I_{отт}$. Таким образом, благодаря $I_{отт}$ действие импульса запуска при открытом $ДП_1$ и разряженном C_1 ограничивается первым разрядом. По окончании импульса запуска напряжение на $ДП$ изменит знак и в течение некоторого времени останется отрицательным. Если этот отрезок времени превышает $\tau_{выкл}$, то произойдет выключение $ДП_1$. Подобный способ выключения переключающего диода подробно рассмотрен в [1].

Условия правильной работы схемы на данном этапе:

$$I'_3 - I_0 < I_0 n = I_0 \frac{w_2}{w_1}; \quad (23)$$

$$\frac{E}{R_n} < I_0; \quad (24)$$

$$(I'_3 - I_0) t_n > \tau_{выкл} \frac{E}{R_n} + C \left(U_{ост} + E \frac{R}{R_n} \right). \quad (25)$$

Неравенство (23) выражает условие нечувствительности феррита Φ_2 к импульсу i_{C1} при выключении $ДП_1$.

Неравенство (24) выражает условие того, что ток заряда C_1 через R_n не сможет перемагничивать феррит Φ_1 по обмотке w_2 (см. рис. 5).

Неравенство (25) выражает условие того, что напряжение на $ДП_1$ при $t = \tau_{выкл}$ будет отрицательным, т. е. условие выключения $ДП_1$. Неравенство является приближенным и написано с допущениями, что $\tau_{выкл} \ll R_n C$ и $|U_{ДП_1}| \ll E$ на отрезке времени, равном $\tau_{выкл}$.

Третий импульс запуска i_3 приведет к открыванию $ДП_1$, при этом ток разряда конденсатора C_1 через трансформатор на феррите Φ_2 перезарядит конденсатор C_2 до некоторого напряжения U_{C2} отрицательной

полярности, но не сможет перемагничивать Φ_3 , оттянутый по обмотке w_0 током $I_{отт}$. По окончании перемагничивания Φ_2 напряжение на $ДП_2$ изменит знак и, оставаясь отрицательным в течение $\Delta t > \tau_{выкл}$, приведет к отключению $ДП_2$. На рис. 6 приведена эквивалентная схема первого и второго разрядов счетчика, соответствующая рассматриваемому этапу включения $ДП_1$ и выключения $ДП_2$.

В схеме приняты обозначения:

$$I'_0 = I_0 n \left(n = \frac{w_2}{w_1} \right);$$

$$U'_{ост} = \frac{U_{ост}}{h}; \quad E' = E \frac{1}{n};$$

$$R'_H = \frac{R_H}{n^2}; \quad R' = \frac{R}{n^2}; \quad C' = C n^2.$$

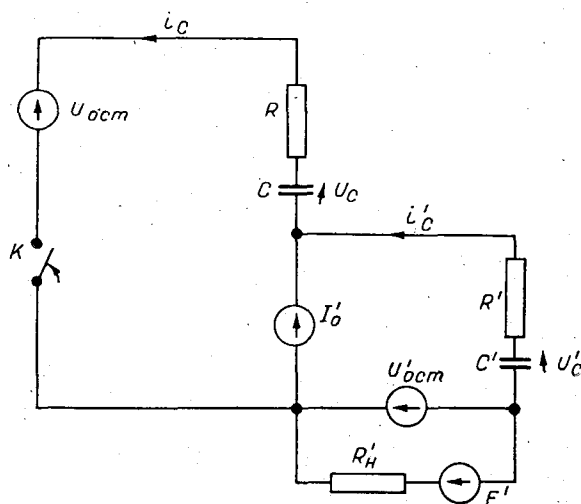


Рис. 6. Эквивалентная схема первого и второго разрядов счетчика при действии третьего импульса запуска.

Включению $ДП$ на рис. 6 соответствует замыкание ключа K . Рассмотрим возникающий при этом в схеме переходный процесс.

Начальные условия:

$$U_{C_0} = \xi E; \quad \xi = 0,7 \div 0,9; \quad U'_{C_0} = \frac{U_{ост}}{n}.$$

Согласно рис. 6,

$$I'_C(p) = \frac{U_{эkv}(p) - \frac{I_0 n}{pC}}{(1 + p\tau_3) R \left(1 + \frac{1}{n^2} \right)} p\tau_3; \quad (26)$$

$$U_{эkv} = \xi E - U_{ост} - I_0 n R - \frac{U_{ост}}{n}; \quad (27)$$

$$\tau_3 = RC. \quad (28)$$

Переходя к оригиналу, получим:

$$i'_c = I_{\text{макс}} e^{-\frac{t}{\tau_3}} - I_0 n \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_3}} \right) \frac{1}{1 + \frac{1}{n^2}}; \quad (29)$$

$$I_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{экв}}}{R \left(1 + \frac{1}{n^2} \right)}; \quad (30)$$

При $i'_c = 0$ $t = t_{\text{зар}}$;

$$t_{\text{зар}} = \tau_3 \ln \left[\frac{I_{\text{макс}}}{I_0} \frac{n^2 + 1}{n^3} + 1 \right]. \quad (31)$$

За отрезок времени $\Delta t = t_{\text{зар}}$ на конденсатор C_1 будет внесен заряд

$$Q'_{\text{внес}} = \int_0^{t_{\text{зар}}} i'_c dt. \quad (32)$$

Подставляя в (32) выражения (29) и (31) и выполняя преобразования, получим:

$$Q'_{\text{внес}} = I_{\text{макс}} \tau_3 - I_0 \frac{n^3}{n^2 + 1} t_{\text{зар}};$$

$$Q_{\text{внес}} = \frac{Q'_{\text{внес}}}{n} = \frac{I_{\text{макс}}}{n} \tau_3 \left[1 - \frac{I_0}{I_{\text{макс}}} \frac{n^3}{n^2 + 1} \ln \left(\frac{I_{\text{макс}}}{I_0} \frac{n^2 + 1}{n^3} + 1 \right) \right]. \quad (33)$$

Под действием внесенного заряда конденсатор C_2 окажется перезаряженным до напряжения

$$-u_c = -U_{C2} = \frac{Q_{\text{внес}}}{C} - U_{\text{ост}}. \quad (34)$$

Для того чтобы при рассматриваемом процессе перезаряда C_2 не начал перемгничиваться феррит Φ_3 , должно выполняться условие

$$I_{\text{макс}} < I_0 n^2. \quad (35)$$

С момента $t = t_{\text{зар}}$ феррит Φ_2 будет перемгничиваться током $I_{\text{отт}}$ в состояние 1 , конденсатор C_2 начнет заряжаться через R_n , напряжение на переключающем диоде $ДП_2$ изменит знак.

Рассмотрим процесс заряда конденсатора. При этом влияние ферритов на процесс заряда не будем учитывать. Можно показать, что это допущение не вносит существенной погрешности.

Отчет времени начнем с момента $t = t_{\text{зар}}$, в этот момент конденсатор заряжен до напряжения $(-U_{C2})$ [см. (34)].

При сделанных допущениях в соответствии с рис. 5 можно написать

$$U_{ДП_2} = - \left[E - \frac{R_n}{R + R_n} (E - U_{C2}) e^{-\frac{t}{\tau}} \right], \quad (36)$$

где $\tau = (R + R_n)C$.

Для надежного выключения $ДП_2$ необходимо, чтобы отрезок времени, в течение которого $U_{ДП_2} < 0$, превышал $\tau_{\text{выкл}}$. Это условие сводится к неравенству

$$-U_{C2} > E \left(e^{\frac{\tau_{\text{выкл}}}{\tau}} \frac{R + R_n}{R_n} - 1 \right). \quad (37)$$

С учетом (34) и (33) получим

$$\frac{I_{\max} R}{n} \left[1 - \frac{I_0}{I_{\max}} \frac{n^3}{n^2 + 1} \ln \left(\frac{I_{\max}}{I_0} \frac{n^2 + 1}{n^3} + 1 \right) \right] > U_{\text{ост}} + E \left(e^{\frac{\tau_{\text{выкл}}}{\tau}} \frac{R + R_n}{R_n} - 1 \right). \quad (38)$$

Рассмотрим, как схема приводится в исходное состояние. Для этого используется импульс гашения $i_{\text{гаш}}$, подаваемый на вход 3—3'. Вторичный ток трансформатора Tr создаст на сопротивлениях R_1, R_2, R_3 импульс напряжения, запирающий ДП₁, ДП₂, ДП₃. Для надежного выключения переключающих диодов должны выполняться условия:

$$t_{\text{гаш}} > \tau_{\text{выкл}}; \quad (39)$$

$$\left(\frac{I_{\text{гаш}} \omega_1 - I_L}{\omega_2 m} - \frac{E}{R_n} \right) R > \frac{E}{R_n} \frac{\tau_{\text{выкл}}}{C} + U_{\text{ост}}; \quad (40)$$

$$I_L = \left(\frac{I_{\text{гаш}} \omega_1 - I_L}{\omega_2 m} - \frac{E}{R_n} \right) \frac{R \tau_{\text{выкл}}}{L_2} \omega_2, \quad (41)$$

где $t_{\text{гаш}}$ — длительность импульса гашения; m — количество разрядов в счетчике; ω_1, ω_2 — числа витков в обмотках трансформатора Tr ; I_L — ток намагничивания сердечника трансформатора Tr к концу импульса гашения; L_2 — индуктивность обмотки ω_2 трансформатора Tr .

Рассмотренные процессы охватывают все возможные режимы работы двух соседних разрядов счетчика, а приведенные неравенства позволяют выбрать параметры схемы.

Как видно из вышеизложенного, схема, приведенная на рис. 5, является двоичным счетчиком с вычитанием единицы.

Используя способ подключения нагрузок к переключающим диодам, показанный на рис. 1 в, получим двоичный счетчик с прибавлением единицы.

Порядок расчета схемы счетчика:

Дано $E, R_n, I_3, I_{\text{гаш}}, I_{\text{отт}}$.

1) выбор переключающего диода ДП:

$$U_{\text{пер}} \approx (1,3 + 1,5) E.$$

2) Вычисление R : $R = \frac{\xi E}{I_{\text{доп}}}$; $\xi = 0,7 \div 0,8$; $I_{\text{доп}}$ — допустимый импульсный ток через ДП.

3) Выбор n, I_0 и C . Данные параметры должны удовлетворять неравенствам (20), (24), (35) [с учетом (30) и (27)] и (38). Эти неравенства ограничивают некоторую область в пространстве параметров n, I_0, C .

Чем больше $\frac{R_n}{R}$ и C , тем больше ограниченная область в пространстве (n, I_0) , тем более надежно будет работать схема.

Для упрощения расчета можно задаться C из условия

$$\tau = (R + R_n) C \geq 20 \tau_{\text{выкл}},$$

затем на плоскости (n, I_0) можно построить кривые, ограничивающие рабочую область, соответствующую неравенствам (20), (24), (35) и (38), и выбрать точку в центре ограниченной области. На рис. 7 приведены соответствующие кривые для примера, рассмотренного ниже.

4) Выбор феррита и расчет чисел витков. Следует выбрать феррит с хорошим коэффициентом прямоугольности. Могут быть использованы

ферриты марок 0,7 ВТ; 0,25 ВТ. Для выбранного типа феррита известны $\Delta\Phi$ и F_0 . Число витков обмотки w_2 должно удовлетворять неравенствам:

$$w_2 > \frac{(U_{\text{пер}} - E)(1,5 \div 2)}{\Delta\Phi} \tau_{\text{вкл}}; \quad (42)$$

$$w_2 > \frac{Q_{\text{внес}}}{\Delta\Phi} \left(R + \frac{t_{\text{зар}}}{C} \right); \quad (43)$$

$Q_{\text{внес}}$ определяется из (33); $w_1 = \frac{w_2}{n}$; w_0 можно найти из равенства (22);

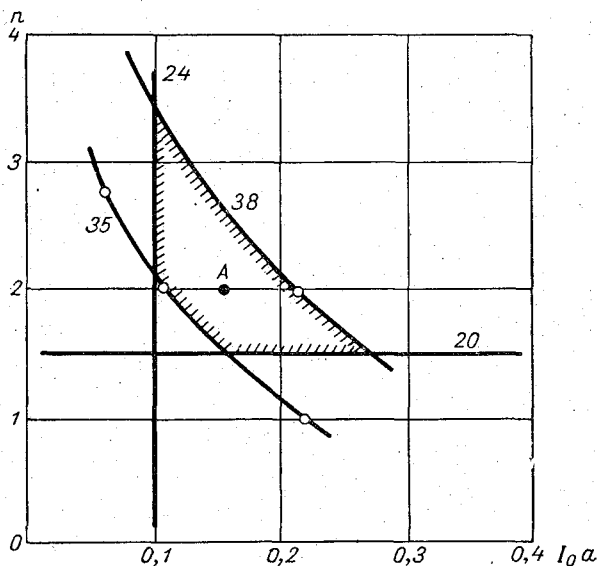


Рис. 7. Область устойчивой работы счетчика в пространстве параметров I_0, n (номера кривых соответствуют номерам уравнений).

5) Расчет w_3 и параметров запускающего импульса i_3 . Согласно (23) и (21), можно написать:

$$w_3 < \frac{I_0 (n + 1) w_2}{I_3}. \quad (44)$$

Согласно (25),

$$w_3 > \frac{I_0 w_2}{I_3}; \quad (45)$$

$$t_n > \frac{\tau_{\text{выкл}} \frac{E}{R_n} + C \left(U_{\text{ост}} + E \frac{R}{R_n} \right)}{I_3 \frac{w_3}{w_2} - I_0}. \quad (46)$$

Из (44) и (45) можно определить w_3 , из (46) — t_n ;

6) Расчет трансформатора Tr и параметров импульса гашения. Длительность импульса гашения $t_{\text{гаш}}$ определяется из (39). Задавая $\frac{I_L}{w_1 I_{\text{гаш}}} = (0,1 \div 0,02)$ и используя (40), можно определить отно-

шение витков $\frac{\omega_1}{\omega_2}$ трансформатора Tr . С помощью (41) можно найти

L_2 . Выбрав тип сердечника и зная L_2 , можно определить ω_2 .

7) Расчет максимальной частоты запуска

$$f_{\text{зап. макс}} \leq \frac{1}{2,3(R + R_H)C}.$$

В качестве примера ниже приводятся расчетные параметры и результаты испытаний двоичного счетчика для $R_H = 200$ ом, $E = 20$ в, $I_3 = 0,7$ а, $I_{\text{отт}} = 250$ ма.

Расчетные параметры:

1) переключающие диоды марки Д228Г: $U_{\text{пер}} = 40$ в; $U_{\text{ост}} = 0,8$ в, $I_{\text{доп}} = 0,8$ а, $\tau_{\text{вкл}} = 2$ мксек., $\tau_{\text{выкл}} = 15$ мксек;

2) $R = 20$ ом, $C = 2$ мкф, $f_{\text{зап. макс.}} = 1000$ гц.

На рис. 7 показана расчетная область устойчивой работы, ограниченная кривыми, соответствующими неравенствам (20), (24), (35), (38), и выбрана точка А. Ее координаты: $n = 2$; $I_0 = 0,15$ а;

3) параметры ферритов: сердечник — два ферритовых кольца марки 0,25 ВТ, $7 \times 4 \times 2$; обмотки — $\omega_0 = 20$ виткам, $\omega_1 = 20$ виткам, $\omega_2 = 40$ виткам, $\omega_3 = 20$ виткам;

4) параметры запускающего импульса: $I_3 = 0,7$ а, $t_H = 30$ мксек.

Результаты испытаний счетчика в режиме непрерывного счета (без гашения):

1) с нагрузкой $R_H = 200$ ом схема устойчиво работает при

а) $I_{\text{отт}} = 285$ ма, $20 \text{ в} < E < 27 \text{ в}$,

в) $E = 23 \text{ в}$; $240 \text{ ма} < I_{\text{отт}} < 330 \text{ ма}$;

2) с нагрузкой $R_H = 400$ ом схема устойчиво работает при

а) $I_{\text{отт}} = 250$ ма, $20 \text{ в} < E < 32 \text{ в}$,

б) $E = 26 \text{ в}$, $180 \text{ ма} < I_{\text{отт}} < 470 \text{ ма}$.

Таким образом, схема вполне работоспособна и при соответствующем выборе параметров не критична к стабильности напряжения питания, тока оттяжки и параметров запускающего импульса.

Дополнительные замечания:

1. Если последовательно с R_H включить диод, то сопротивление R_H не будет шунтировать обмотку ω_2 феррита при запуске триггера, что облегчает запуск и исключает из рассмотрения неравенство (19).

2. Шунтируя обмотки ω_1 ферритов диодами так, чтобы их шунтирующее влияние сказывалось при перемагничивании феррита в состояние 1, можно также улучшить работу схемы. При этом уменьшается влияние феррита по обмотке ω_1 при его подготовке на разряд конденсатора C , включенного в ту же ветвь, что и обмотка ω_1 (уменьшается обратная реакция включающего триггера на предыдущий).

5. Схема совпадения

На рис. 8 приведена схема совпадения на переключающих диодах ДП. Нагрузкой является лампочка накаливания ($R_{\text{л}}$).

Имеется два входа совпадения: вход 1—1', на который подается сигнал А в виде импульса тока i_{31} , и вход 2—2', на который подается сигнал В в виде импульса тока i_{32} ; а также вход 3—3' для установки схемы в исходное состояние сигналом С (импульс тока $i_{\text{гаш}}$).

Схема реализует функцию $F = AB$. При $F = 1$ лампочка загорается.

Сигналы А и В могут поступать в схему либо одновременно, либо по очереди в любой последовательности. Временные соотношения соот-

ветствующих им импульсов тока не существенны. Важно, чтобы длительность каждого из запускаемых импульсов превышала $\tau_{\text{вкл}}$.

Сигнал гашения C и сигналы A и B должны быть разнесены по времени так, чтобы успевал завершиться переходный процесс в схеме.

Схема включает в себя два триггера: первый триггер содержит $ДП_1$, Φ_1 , R_{H1} , C_1 , R_1 ; второй триггер содержит $ДП_2$, Φ_2 , R_{H2} , C_2 , R_2 .

Элементы $ДП_1$, $ДП_2$, R_{H1} , R_{H2} образуют мостовую схему, в диагональ которой через диод D_2 включена нагрузка R_n . Пока хотя бы один из переключающих диодов $ДП$ закрыт, диод D_2 смещен в непроводящем направлении и ток в нагрузке отсутствует.

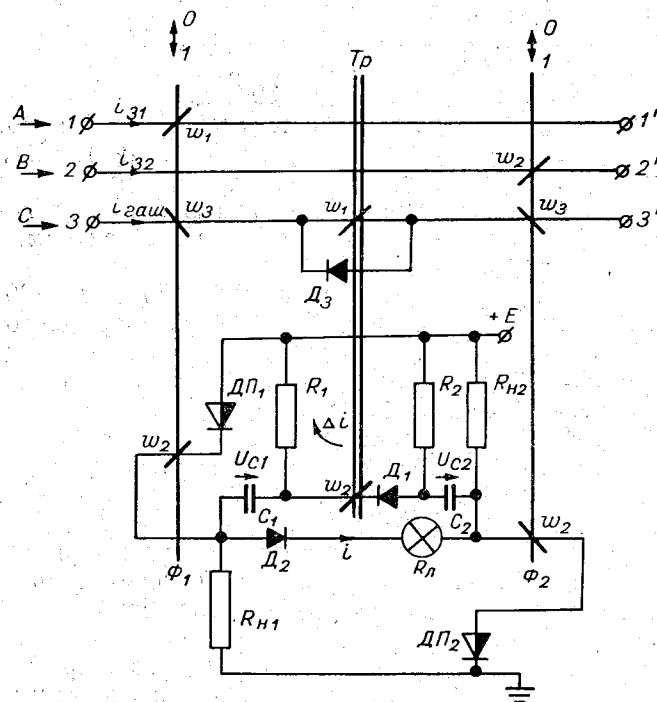


Рис. 8. Схема совпадения.

Диоды D_1 , D_3 и трансформатор Tr служат для приведения схемы в исходное состояние.

В исходном состоянии $ДП_1$ и $ДП_2$ закрыты и ферриты Φ_1 и Φ_2 намагничены в состояние 1.

Под действием тока i_{31} феррит Φ_1 начнет перемагничиваться в состояние 0, на его обмотке w_2 наведется э. д. с., которая, складываясь с U_{C1} , приведет к открыванию $ДП_1$. После этого C_1 разрядится по цепи $ДП_1$, R_1 до напряжения $U_{ост}$, а феррит Φ_1 снова намагнитится в состояние 1. В цепи $ДП_1$, R_{H1} установится ток

$$\frac{E - U_{ост}}{R_{H1}} > I_{пер}. \quad (47)$$

Включение $ДП_2$ под действием i_{32} происходит аналогичным образом, после чего C_2 по цепи $ДП_2$, R_2 зарядится до напряжения $E - U_{ост}$.

При включении $ДП_1$ и $ДП_2$ диод D_1 закрыт и трансформатор Tr не оказывает влияния на процессы разряда C_1 и заряда C_2 .

По мере разряда C_1 и заряда C_2 в нагрузке R_L установится ток

$$I = \frac{E - 2U_{\text{ост}}}{R_L}. \quad (48)$$

Длительность запускающих импульсов должна превышать $\tau_{\text{вкл.}}$.

Выключение схемы происходит под действием импульса тока $i'_{\text{гаш.}}$. При этом в контуре R_1, D_1, R_2 возникает ток Δi . Он создает на R_1 и R_2 падения напряжения ΔU_{R1} и ΔU_{R2} , которые через C_1 и C_2 соответственно передаются на $ДП_1$ и $ДП_2$ и запирают их.

Для рассмотрения переходного процесса в схеме при выключении на рис. 9а приведена эквивалентная схема ячейки совпадения. Учитывая, что $R_{H1,2} \gg R_{1,2}$, ее можно упростить и привести к виду, представленному на

рис. 9б, $i'_{\text{гаш}} = \frac{i_{\text{гаш}}}{n}$; $n = \frac{\omega_2}{\omega_1}$ — коэффициент трансформации трансформатора Tr .

Напряжения U_{a0} и U_{o6} (см. рис. 9) связаны с напряжениями на переключающих диодах следующими соотношениями:

$$U_{a0} = -U_{ДП_1}; \quad (49)$$

$$U_{o6} - E = -U_{ДП_2}. \quad (50)$$

Для схемы справедливы следующие начальные условия

$$U_{C1_0} = U_{\text{ост}}; \quad (51)$$

$$U_{C2_0} = E - U_{\text{ост}}. \quad (52)$$

С учетом (49)–(52) для рис. 9б можно написать:

$$-U_{ДП_1}(p) = U_{a0}(p) = i'_{\text{гаш}}(p) R_1 -$$

$$-U_{C1}(p) - i(p) R_1 = i'_{\text{гаш}}(p) R_1 -$$

$$-U_{C1_0} - i(p) \left(\frac{1}{pC_1} + R_1 \right);$$

$$-U_{ДП_2}(p) = U_{o6} - E = i'_{\text{гаш}}(p) R_2 + U_{C2}(p) - i(p) R_2 - E =$$

$$= i'_{\text{гаш}}(p) R_2 + U_{C2_0} - E - i(p) \left(\frac{1}{pC_2} + R_2 \right).$$

Полагая

$$R_1 = R_2 = R; \quad C_1 = C_2 = C; \quad i'_{\text{гаш}}(p) = I'_{\text{гаш}},$$

т. е. считая импульс гашения прямоугольным, получим:

$$-U_{ДП_1} = -U_{ДП_2} = I'_{\text{гаш}} R - U_{\text{ост}} - i(p) \left(\frac{1}{pC} + R \right); \quad (53)$$

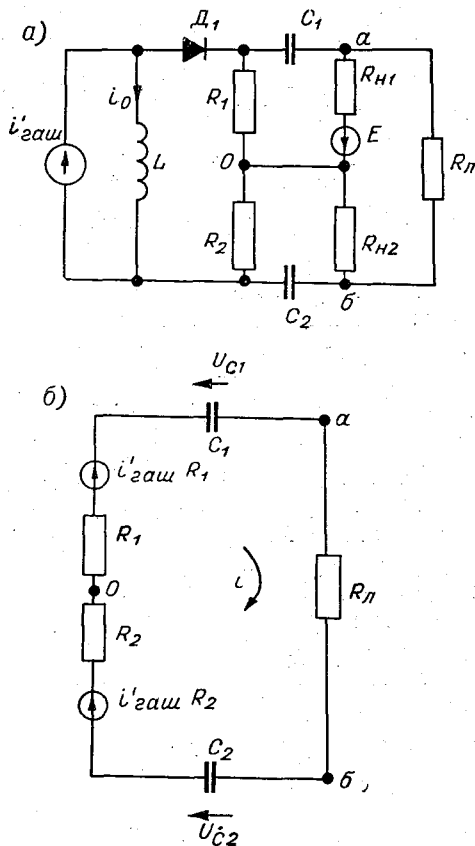


Рис. 9. Эквивалентная схема ячейки совпадения на этапе гашения.
а — полная эквивалентная схема, б — преобразованная эквивалентная схема.

$$i(p) = \frac{p\tau}{1+p\tau} \frac{I'_{\text{гаш}} \cdot 2R + E - 2U_{\text{ост}}}{2R + R_{\text{л}}}, \quad (54)$$

$$\text{где } \tau = \frac{C(2R + R_{\text{л}})}{2}.$$

Подставляя (54) в (53), получим

$$-U_{\text{ДП}}(p) = I'_{\text{гаш}} R - U_{\text{ост}} - \frac{1+pCR}{1+p\tau} (I'_{\text{гаш}} \cdot 2R + E - 2U_{\text{ост}}).$$

Переходя к оригиналам, получим

$$\begin{aligned} -U_{\text{ДП}} = I'_{\text{гаш}} R - U_{\text{ост}} - (I'_{\text{гаш}} \cdot 2R + E - 2U_{\text{ост}}) & \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} + \right. \\ & \left. + \frac{R}{2R + R_{\text{л}}} e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \approx I'_{\text{гаш}} R - U_{\text{ост}} - (I'_{\text{гаш}} \cdot 2R + E - 2U_{\text{ост}}) \times \\ & \times \left[\frac{t}{\tau} + \left(1 - \frac{t}{\tau} \right) \frac{R}{2R + R_{\text{л}}} \right]. \end{aligned}$$

Используя последнее равенство, можно записать условие надежного отключения переключающих диодов:

$$\begin{aligned} -U_{\text{ДП}}(\tau_{\text{выкл}}) = I'_{\text{гаш}} R - U_{\text{ост}} - (I'_{\text{гаш}} \cdot 2R + E - 2U_{\text{ост}}) \times \\ \times \left\{ \frac{\tau_{\text{выкл}}}{C(2R + R_{\text{л}})} + \left[1 - \frac{\tau_{\text{выкл}}}{C(2R + R_{\text{л}})} \right] \frac{R}{2R + R_{\text{л}}} \right\} > 0. \end{aligned} \quad (55)$$

Длительность импульса гашения должна превышать $\tau_{\text{выкл}}$.

Порядок расчета параметров схемы совпадения.

Дано: $R_{\text{л}}, E$.

1) Выбор типа переключающего диода: $U_{\text{пер}} = (1,5 \div 2)E$; для него известны $I_{\text{пер}}, \tau_{\text{вкл}}, \tau_{\text{выкл}}, U_{\text{ост}}$.

2) Выбор типа феррита и расчет чисел витков его обмоток. Следует выбрать ферриты марок, рекомендуемых для использования в логических схемах, например 0,16ВТ; 0,25ВТ; 0,7ВТ.

Для выбранного типа феррита известны: $\Delta\Phi$ — изменение потока в сердечнике при полном перемагничивании, F_0 — м. д. с., необходимая для полного перемагничивания феррита за время $\tau_{\text{вкл}}$,

$$\omega_2 = \frac{(U_{\text{пер}} - E) \tau_{\text{вкл}}}{\Delta\Phi} (1,5 \div 2);$$

$$\omega_1 = (2 \div 3) \frac{I_{\text{пер}} \omega_2 + F_0}{I_3}.$$

3) Выбор $R_{\text{н}}, R, C, I'_{\text{гаш}}$; $R_{\text{н}} \leq \frac{E - U_{\text{ост}}}{(2 \div 3) I_{\text{выкл}}}$, $R, C, I'_{\text{гаш}}$ — должны удовлетворять неравенству (55).

Не рассматривая вопрос об оптимальном выборе данных параметров, можно выбрать $\frac{E}{I_{\text{доп}}} < R < R_{\text{л}}$, где $I_{\text{доп}}$ — допустимый ток через

ДП; задаться $C = (1 \div 2) \frac{\tau_{\text{выкл}}}{R}$ и найти $I'_{\text{гаш}}$, используя неравенство (55).

4) Расчет трансформатора Tr . Можно задаться отношением

$$\frac{I'_{\text{гаш}}}{I_0} = 0,1 \div 0,05; \quad (56)$$

I_0 — ток намагничивания трансформатора Tr , приведенный к обмотке w_2 . I_0 можно выразить через известные параметры и индуктивность вторичной обмотки Tr (L_2), используя выражение (54) и эквивалентную схему рис. 9 б:

$$I_0 = \frac{\int_0^{\tau_{\text{выкл}}} i \cdot 2R dt}{L_2} = \tau \frac{I'_{\text{гаш}} \cdot 2R + E - 2U_{\text{ост}}}{(2R + R_n) L_2} \left(1 - e^{-\frac{\tau_{\text{выкл}}}{\tau}} \right) 2R. \quad (57)$$

Используя (56) и (57), можно определить L_2 ; выбрав сердечник, определить w_2 ; зная $I'_{\text{гаш}}$ и $I_{\text{гаш}}$, найти

$$w_1 = \frac{(I'_{\text{гаш}} + I_0) w_2}{I_{\text{гаш}}}.$$

В качестве примера ниже приводятся расчетные параметры схемы совпадения и результаты ее испытаний.

Расчетные параметры схемы: $R_n = 200$ ом, $E = 20$ в; переключающие диоды $ДП_1$ и $ДП_2$ марки Д228Г, ферриты Φ_1 и Φ_2 марки 0,25ВТ ($7 \times 4 \times \times 2$); $w_1 = w_3 = 5$ виткам, $w_2 = 50$ виткам.

Параметры импульсов запуска и гашения: $I_3 = I_{\text{гаш}} = 0,5$ а, $t_3 = = t_{\text{гаш}} = 20$ мксек., $R_n = 1$ ком, $R = 30$ ом, $C = 1$ мкф, D_1, D_2, D_3 — диоды марки Д12; трансформатор Tr : сердечник — Φ М2000 ($10 \times 6 \times \times 4,5$); обмотки — $w_1 = 50$ виткам; $w_2 = 100$ виткам.

Результаты испытаний. Схема хорошо работает при $5 \text{ в} < E < 30 \text{ в}$, $I_{3,1,2} > 0,4$ а, $I_{\text{гаш}} > 0,35$ а.

Таким образом, схема не критична к нестабильности входных импульсов, напряжению питания и надежна в работе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мелехин В. Ф., Мелехина И. В. Триггер на переключающем диоде и феррите с прямоугольной петлей гистерезиса. См. наст. сб.

С. И. ГРУШИН

СТАБИЛИЗАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ПОДПИТКОЙ КОНДЕНСАТОРА

Рассматривается способ стабилизации напряжения питания, позволяющий уменьшить потери мощности на транзисторах стабилизатора. Анализируются условия, необходимые для получения импульса подпитки выходных конденсаторов стабилизатора и зависимость колебаний напряжения на выходе от параметров схемы.

В настоящее время получили широкое распространение полупроводниковые стабилизаторы напряжения с последовательным включением нагрузки и транзистора в качестве регулируемого сопротивления. Такие стабилизаторы обеспечивают высокую точность стабилизации, но их существенным недостатком являются значительные потери мощности в регулирующем транзисторе. Особенно сильно этот недостаток сказывается при значительных выходных напряжениях и работе стабилизатора при больших колебаниях входного напряжения.

Можно существенно уменьшить потери мощности на регулирующем транзисторе при работе его в импульсном режиме.

В [1, 2] описан импульсный стабилизатор, в котором установка транзистора в режим переключений осуществляется при помощи магнитного усилителя, питаемого прямоугольным напряжением от дополнительного генератора. Недостатком стабилизатора является его сложность и сравнительно большие потери мощности в транзисторе при переключениях, связанные с тем, что магнитный усилитель не может обеспечить малое время нарастания управляющего тока транзистора. В [3] рассматривается стабилизатор с малым временем переключения транзистора. В этом стабилизаторе использован преобразователь напряжения на транзисторах и насыщающемся трансформаторе. Недостатком стабилизатора является необходимость установки индуктивного фильтра между стабилизатором и нагрузкой, что приводит к ухудшению качества стабилизации по току нагрузки.

Можно осуществить импульсную подпитку конденсатора C_2 (рис. 1) за счет положительной обратной связи по току между входом транзистора T_5 и цепью заряда конденсатора. Обратная связь получается введением трансформатора Tr в цепь заряда и сопротивления R_2 на входе транзистора T_5 . Если исключить эти элементы и сопротивление R_1 , то получим обычный стабилизатор напряжения.

При открытом транзисторе T_1 происходит подзаряд выходного конденсатора C_2 за счет энергии, накопленной на конденсаторе C_1 .

Сопротивление R_1 ограничивает ток заряда и уменьшает падение напряжения на переходе эмиттер-коллектор транзистора. Нормально транзистор T_5 полностью открыт за счет достаточно большой величины напряжения на C_2 ($U_{\text{вых}}$), а транзисторы T_1, T_2, T_3, T_4 закрыты. Ток нагрузки обеспечивается разрядом конденсатора C_2 . По мере разряда T_5 начинает закрываться, что приводит к открыванию транзисторов T_1-T_4 . По первичной обмотке $w_1 Tr$ проходит ток и на сопротивлении R_2 имеет место падение напряжения, дополнительно закрывающее T_5 . Возникает регенеративный процесс, в результате которого открываются транзисторы T_4-T_1 . Время переключения определяется величиной обратной связи и частотными свойствами применяемых транзисторов.

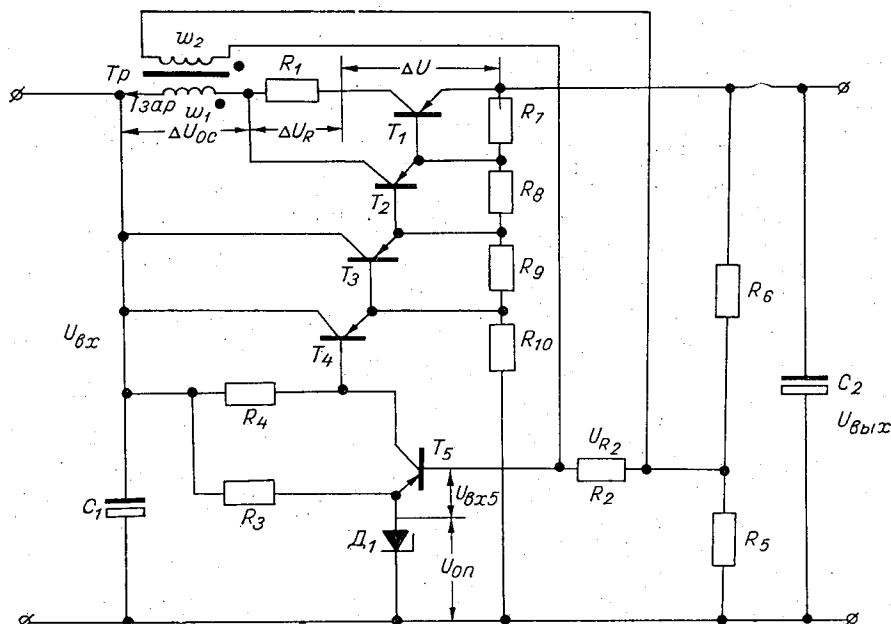


Рис. 1. Принципиальная схема стабилизатора с импульсной подпиткой конденсатора.

Прекращение регенеративного процесса происходит за счет подъема напряжения на конденсаторе C_2 на величину, достаточную для приоткрывания T_5 .

Условие возникновения блокинг-процесса: $K\beta > 1$, где K — коэффициент усиления усилителя стабилизатора, β — коэффициент обратной связи,

$$K = \frac{\Delta I_{\text{зар}}}{\Delta U_{\text{вх. 5}}};$$

$$\beta = \frac{\Delta U_{R_2}}{\Delta I_{\text{зар}}} = R_2 \frac{w_1}{w_2}.$$

Начало блокинг-процесса имеет место при отсутствии падения напряжения на сопротивлении R_2 , когда ток базы триода T_5 становится равным нулю.

$$U_{\text{вых. 1}} \frac{R_5}{R_5 + R_6} - U_{\text{оп}} - U_{\text{вх. 5 мин}} = 0. \quad (1)$$

Здесь $U_{\text{вых. 1}}$ — напряжение на выходе перед подачей импульса подпитки конденсатора C_2 ; $U_{\text{вх. 5 мин}}$ — напряжение на входе транзистора T_5 в момент начала запирающего транзистора; $U_{\text{оп}}$ — опорное напряжение.

Импульс заряда конденсатора C_2 прекращается при выполнении условия

$$\frac{R_5}{R_5 + R_6} U_{\text{вых. 2}} - U_{R_2} - U_{\text{оп}} = 0, \quad (2)$$

где $U_{\text{вых. 2}}$ — напряжение на выходе после подачи импульса подпитки конденсатора C_2 . Это условие соответствует моменту начала открывания транзистора T_5 .

Учитывая ток намагничивания I_L трансформатора обратной связи, получим из (2)

$$U_{\text{вых. 2}} \frac{R_5}{R_5 + R_6} - (I_{\text{зар}} - I_L) R_2 \frac{w_1}{w_2} - U_{\text{оп}} = 0. \quad (3)$$

Из (1) и (2) получаем зависимость колебания напряжения на выходе от параметров схемы:

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых. 2}} - U_{\text{вых. 1}},$$

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{R_5 + R_6}{R_5} \left[(I_{\text{зар}} - I_L) R_2 \frac{w_1}{w_2} - U_{\text{вх. 5 мин}} \right]. \quad (4)$$

Ток заряда определяется величиной сопротивления R_1

$$I_{\text{зар}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} - \Delta U}{R_1};$$

где ΔU — падение напряжения на переходе эмиттер-коллектор открытого транзистора T_1 .

При определении $I_{\text{зар}}$ мы пренебрегали величиной падения напряжения на первичной обмотке трансформатора обратной связи $\Delta U_{\text{о. с.}}$.

Практически величина $\Delta U_{\text{вых}}$ может быть 0,1—0,5 в, а $I_{\text{зар}} = 10$ —20 а при одном проходном транзисторе.

Длительность импульса заряда определяется тем изменением напряжения на конденсаторе C_2 ($\Delta U_{\text{вых}}$), которое может быть получено при выбранном трансформаторе обратной связи и сопротивлении R_2

$$\Delta Q = C_2 \Delta U_{\text{вых}} = \int_0^{t_n} (I_{\text{зар}} - I_n) dt \approx (I_{\text{зар}} - I_n) t_n.$$

Здесь ΔQ — количество электричества, необходимое для изменения напряжения на конденсаторе C_2 на величину $\Delta U_{\text{вых}}$; t_n — длительность импульса; I_n — ток нагрузки.

Отсюда

$$t_n = \frac{C_2 \Delta U_{\text{вых}}}{I_{\text{зар}} - I_n}. \quad (5)$$

Частота следования импульсов заряда конденсатора C_2 определяется временем разряда конденсатора до значения, с которого начинается блокинг-процесс:

$$t_1 = \frac{C_2 \Delta U_{\text{вых}}}{I_n}; \quad f = \frac{1}{t_1 + t_n} = \frac{I_n}{C \Delta U_{\text{вых}} + t_n I_n},$$

где t_1 — промежуток времени между двумя импульсами.

Рассматриваемый стабилизатор по своему принципу действия дает колебания напряжения на выходе до 0,1—0,5 в. Однако в целом ряде

устройств такие колебания являются допустимыми. Импульсная подпитка выходных конденсаторов не увеличивает к. п. д. стабилизатора, но позволяет рассеивать мощность не на транзисторах, а на активном сопротивлении R_1 . Это облегчает тепловой режим работы транзисторов и уменьшает их количество при больших потребляемых токах. Изменение тока нагрузки стабилизатора приводит лишь к изменению частоты импульсов подпитки конденсатора C_2 и к некоторому изменению их длительности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Конев Ю. И. Полупроводниковые триоды в автоматике. Изд-во «Советское радио», 1960.
2. Johnson K. C. A power supply stabilizer using transistors. Electronic Engineering, 1957.
3. Киселев Л. Н., Машуков Е. В. Импульсный стабилизатор напряжения на транзисторах. Вестник электропромышленности, № 8, 1962.
4. Ицхоки Я. С. Импульсные устройства. Изд-во «Советское радио», 1959.

ОБ ОПТИМАЛЬНЫХ АЛГОРИТМАХ ДЕКОДИРОВАНИЯ ИЗБЫТОЧНЫХ КОДОВ

Вводится определение оптимального алгоритма декодирования избыточных кодов, обеспечивающего заданное соотношение между вероятностями обнаруживаемых и необнаруживаемых ошибок. Предложен оптимальный алгоритм декодирования, позволяющий учитывать изменение статистических характеристик канала связи и рассмотрены некоторые частные случаи.

§ 1. Введение и постановка задачи

Большинство систем дискретной передачи информации использует алфавит, содержащий конечный набор символов (букв), которые кодируются двоичными числами (кодами), имеющими одинаковое количество разрядов. Так, например, алфавит международного телеграфного кода содержит 32 буквы, кодируемые пятью двоичными разрядами (если не учитывать стартовую и стоповую служебные посылки); для передачи только цифровой информации используется алфавит из 10 символов (цифр), которые могут кодироваться четырьмя и более двоичными разрядами, и т. п.

Если для передачи используется минимальное число двоичных разрядов (т. е. $m = \log_2 n$ разрядов для кодирования n символов), то, как известно, система беззащитна перед опасностью искажений в процессе передачи: изменение любого двоичного разряда дает другой символ того же алфавита. В связи с этим в ответственных случаях применяется избыточное (по сравнению с минимально необходимым) количество двоичных разрядов и для кодирования используются не все, а только некоторые возможные двоичные комбинации. Это делает код помехозащищенным и позволяет обнаруживать и исправлять ошибки, возникающие при передаче. Разумеется, любая такая система не может гарантировать 100%-ную надежность — она только уменьшает вероятность ошибок.

Степень помехозащищенности кода, т. е. число ошибок, которые могут быть обнаружены или исправлены, зависит от количества избыточных разрядов, способа кодирования и способа расшифровки (декодирования) принятого сообщения. Очевидно, чем больше число разрядов, в которых коды отдельных символов алфавита отличаются друг от друга, тем труднее их спутать. Так, например, если коды отличаются не менее чем в пяти разрядах, то только в результате пяти ошибок (и бо-

лее) один код может перейти в другой. Любое меньшее число ошибок может быть обнаружено. Свойства различных кодов, способы и схемы кодирования и декодирования рассматриваются в ряде работ [1, 2, 3, 4 и др.].

При выборе способа декодирования в том случае, когда код предназначен одновременно как для исправления, так и для обнаружения ошибок, всегда возникает вопрос о том, как следует провести границу между исправляющими возможностями кода и возможностями обнаружения. Известно, что стремление корректировать больше ошибок увеличивает вероятность появления искажений за счет самой коррекции. Так, код, в котором допустимые комбинации отличаются не менее чем в пяти разрядах, позволяет либо просто обнаруживать до четырех ошибок, либо исправлять одну и обнаруживать до трех ошибок, либо исправлять две ошибки. При этом, если алгоритм декодирования предусматривает исправление одной ошибки, то сбои в четырех разрядах могут привести к неправильному декодированию; аналогично при алгоритме, рассчитанном на исправление двух ошибок, неправильное декодирование возможно даже в результате искажений в трех разрядах (хотя, конечно, не всякие четыре или соответственно три сбоя в этих случаях приводят к неправильному результату). Обычно в работах по теории помехозащищенных кодов имеется в виду «жесткая» система декодирования, рассчитанная на исправление и обнаружение определенного, заранее фиксированного числа ошибок (например, исправление одной и обнаружение до трех ошибок в приведенном выше примере). Однако такие системы декодирования не являются оптимальными: они не используют всех возможностей, которыми располагает выбранный код.

✓ В реально проектируемых устройствах на первом плане, естественно, стоит вопрос о создании достаточно помехоустойчивой системы, реализуемой по возможности простыми техническими средствами. Данная статья посвящена вопросу об оптимальном декодировании в том случае, если система должна как исправлять, так и обнаруживать ошибки. При этом исследуется лишь принципиальная сторона задачи с целью установить имеющиеся здесь возможности и ограничения; вопрос же о технических средствах, позволяющих реализовать оптимальный алгоритм, не рассматривается.

В защиту такой идеализации можно привести следующие соображения:

1. В некоторых системах связи на приемном конце имеется вычислительная машина, предназначенная для других целей, которая может дополнительно использоваться для оптимального декодирования.

2. В тех случаях, когда число символов в используемом алфавите невелико (а практически применяются главным образом именно такие системы), алгоритм оптимального декодирования может оказаться сравнительно простым и для его реализации достаточно несложного специализированного устройства.

3. Одним из преимуществ системы оптимального декодирования является то, что она позволяет учитывать изменение свойств канала связи (уровень помех). Таким образом, может быть осуществлена самонастраивающаяся система, в которой поддерживается алгоритм оптимального декодирования.

4. Даже в тех случаях, когда оптимальное декодирование непосредственно не используется, сравнение с ним может быть полезно для оценки реальных систем.

§ 2. Оптимальный алгоритм декодирования

При декодировании помехозащищенного кода приходится выбирать между желанием исправить по возможности большее число ошибок и опасностью получить при таком исправлении неверные результаты. Стремление сделать рациональный выбор между этими двумя противоречивыми тенденциями приводит к задаче об оптимальном алгоритме декодирования.

Прежде всего необходимо определить понятие оптимальной системы декодирования. Одна из возможностей, которая представляется достаточно целесообразной, заключается в следующем. Если декодирующая система в принятом сообщении только обнаруживает ошибку, хотя она может быть исправлена, то этим наносится некоторый ущерб N_1 . С другой стороны, когда в результате неудачной попытки исправления выдается неверный результат, то этим также наносится ущерб (как правило, гораздо больший) N_2 .

При известной системе кодирования и определенном алгоритме декодирования для любой конкретной кодовой комбинации на приемном конце можно найти вероятность $p_{\text{ош}}$ того, что в результате попытки исправления будет допущена ошибка. Эта вероятность зависит, конечно, от статистических свойств канала связи, например от вероятности искажения одного двоичного разряда. Очевидно, с попыткой исправления кодовой комбинации k в этом случае связан ущерб $N_3 = p_{\text{ош}} N_2$.

Величины N_1 и N_2 зависят от многих факторов, связанных главным образом с использованием передаваемой информации: назначением передаваемых сообщений, опасностью, обусловленной ошибкой, общей избыточностью информации в системе, возможностью осуществить перезапрос и др. Поэтому значения N_1 и N_2 должны быть определены потребителем информации или найдены из условий работы всей системы в целом. Для дальнейшего достаточно знать отношение

$$\frac{N_1}{N_2} = R.$$

Назовем оптимальным такой алгоритм декодирования, который обеспечивает минимум среднего ущерба при любой принятой кодовой комбинации и заданном отношении $\frac{N_1}{N_2} = R$.

Обозначим: $A_1, A_2, \dots, A_n$ — символы алфавита, используемого для передачи, кодируемые при помощи m двоичных разрядов; k — принятая кодовая комбинация (также m -разрядная).

Если на приемном конце принят некоторый код K , то для каждого символа алфавита A_j ($j=1, 2, \dots, n$) может быть найдена условная вероятность $p_j(A_j/k)$ того, что был передан именно этот символ. Эта вероятность определяется теоремой гипотез (формулой Бейеса) [5]

$$p_j(A_j/k) = \frac{p(A_j) p(k/A_j)}{\sum_{i=1}^n p(A_i) p(k/A_i)}. \quad (1)$$

Здесь $p(A_i)$ — вероятность передачи символа A_i (на передающем конце); $p(k/A_i)$ — условная вероятность того, что при передаче символа A_i на приемном конце будет принят код k .

Если передача всех символов алфавита равновероятна: $p(A_1) = p(A_2) = \dots = p(A_n)$, то формула (1) может быть упрощена

$$p_j(A_j/k) = \frac{p(k/A_j)}{\sum_{i=1}^n p(k/A_i)}. \quad (2)$$

Обозначим: q_i — расстояние между кодом k и символом A_i (т. е. число двоичных разрядов, в которых k отличается от A_i); p_0 — вероятность искажения одного двоичного разряда. Тогда значения условных вероятностей ($p(k/A_i)$), входящие в (1) и (2), равны

$$p(k/A_i) = p_0^{q_i} (1 - p_0)^{m - q_i} \quad (3)$$

(m — число двоичных разрядов).

Пусть $p_h(A_h/k)$ — максимальное среди n чисел $p_1(A_1/k)$; $p_2(A_2/k)$; ...; $p_n(A_n/k)$, определенных по формуле (1) или (2). Это означает, что символ A_h является наиболее близким к принятому коду k (или одним из нескольких ближайших, если имеется несколько равных между собой максимальных чисел) и при исправлении ошибок именно он должен быть выдан в результате декодирования. Если используется выражение (2), то максимальной условной вероятности $p_h(A_h/k)$ соответствует минимальное расстояние q_h . Пользуясь этим, легко найти символ A_h , наиболее близкий к принятому коду k .

Найденное по формулам (1) или (2) максимальное значение $p_h(A_h/k)$ определит вероятность того, что в результате исправления кода k на ближайший к нему символ A_h не будет ошибки. Вероятность появления ошибки за счет исправления равна

$$p_{\text{ош}} = 1 - p_h(A_h/k). \quad (4)$$

Если N_2 — ущерб в результате ошибки, то исправление кода на ближайший символ A_h в среднем связано с ущербом

$$N_3 = p_{\text{ош}} N_2.$$

Решение о том, следует ли исправлять принятую кодовую комбинацию или выдавать сигнал обнаруженной ошибки, зависит от соотношения между $N_3 = p_{\text{ош}} N_2$ и N_1 (ущербом от обнаруживаемого сбоя). При $N_3 < N_1$ или $p_{\text{ош}} < \frac{N_1}{N_2} = R$ следует производить исправление; при $N_3 > N_1$ или $p_{\text{ош}} > \frac{N_1}{N_2} = R$ надо выдавать сигнал обнаруженной ошибки.

Таким образом, оптимальный (в указанном выше смысле) алгоритм декодирования состоит в следующем:

1. Для принятого кода k по формуле (1) определяется символ алфавита A_h , которому соответствует максимальная вероятность $p_h(A_h/k)$. Если имеется несколько символов, удовлетворяющих этому условию, то может быть выбран любой из них. При равных вероятностях передачи всех символов алфавита можно использовать упрощенную формулу (2) вместо (1).

2. По формуле (4) определяется вероятность ошибки $p_{\text{ош}}$, связанной с исправлением кодовой комбинации k на символ A_h .

3. Найденное значение $p_{\text{ош}}$ сравнивается с заданной константой $R = \frac{N_1}{N_2}$. При $p_{\text{ош}} < R$ производится исправление, при $p_{\text{ош}} > R$ выдается сигнал обнаруживаемой ошибки, при $p_{\text{ош}} = R$ допустимо любое из этих решений.

Следует отметить, что всякая принятая кодовая комбинация должна проверяться по приведенному алгоритму, даже такая, которая совпа-

дает с одним из символов алфавита и никакой видимой ошибки не содержит. При этом в принципе возможен случай, когда, несмотря на совпадение кода k с одним из символов алфавита, должен быть выдан сигнал ошибки. Этот случай свидетельствует о недостатках самой системы кодирования, которая не может обеспечить требуемого соотношения между вероятностями обнаруживаемых и необнаруживаемых ошибок при данном значении вероятности искажения в одном двоичном символе (p_0).

§ 3. Учет реального значения p_0

Результат применения приведенного алгоритма зависит от вероятности p_0 : для одной и той же кодовой комбинации должно производиться обнаружение ошибки или ее исправление в зависимости от значения p_0 . Используя это свойство, можно придать алгоритму декодирования гибкость и сделать его в известном смысле самонастраивающимся на существующий уровень помех. При проектировании канала связи (и системы кодирования) значение p_0 в лучшем случае известно лишь приближенно. Более того, p_0 может сильно меняться в ходе эксплуатации в зависимости от состояния канала связи и оконечной аппаратуры, уровня помех и других факторов. Величина p_0 , реально существующая в канале связи, может быть приближенно определена, если для достаточно большого числа кодов подсчитать сумму их расстояний q_h от ближайших символов алфавита. Найденное таким образом значение p_0 не является точным потому, что в отдельных случаях в результате сильных искажений кодовая комбинация на приемном конце может слишком сильно исказиться и стать «ближе» к другому символу алфавита. Однако связанная с этим погрешность в определении p_0 относительно невелика и при необходимости также может быть учтена.

Таким образом, имеется принципиальная возможность в процессе передачи непрерывно определять фактическое значение p_0 и использовать его в формулах (1) или (2) при декодировании.

§ 4. Случай разной вероятности искажения 0 и 1

Приведенный алгоритм декодирования применим и при разной вероятности искажения двоичных символов (0 и 1).

Пусть p_0 — вероятность искажения 0 (перехода 0 в 1); p_1 — вероятность искажения 1 (перехода 1 в 0). Тогда $1 - p_0 = h_0$ — вероятность правильной передачи 0; $1 - p_1 = h_1$ — вероятность правильной передачи 1.

Условная вероятность $p(k/A_i)$ приема кодовой комбинации k ($b_{1-k}; b_{2-k}; \dots; b_{p-k}; \dots; b_{m-k}$) при передаче символа A_i ($a_{1-i}; a_{2-i}; \dots; a_{p-i}; \dots; a_{m-i}$) может быть найдена по формуле

$$p(k/A_i) = \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_p \dots \alpha_m, \quad (5)$$

где значения α_p ($p=1, 2; \dots; m$) определяются в зависимости от значений a_{p-i} и b_{p-k} согласно следующей таблице

a_{p-i}	b_{p-k}	α_p
0	0	h_0
0	1	p_0
1	0	p_1
1	1	h_1

Формула (5) должна использоваться вместо (3).

В остальном описанный выше алгоритм декодирования сохраняется без изменений.

§ 5. Декодирование при вероятностном приеме двоичных символов

Выше рассматривались случаи, соответствующие общепринятой практике, когда на выходе приемника всегда выдается определенная кодовая комбинация, состоящая из 0 и 1. Такой приемник для каждого двоичного разряда обязан выдать 0 или 1, даже если фактически принятый сигнал настолько искажен, что он с равной вероятностью может быть отнесен как к нулю, так и к единице.

Систему декодирования можно значительно улучшить, допустив, чтобы в тех случаях, когда принятый сигнал настолько искажен, что его нельзя с достаточной уверенностью отнести к 0 или 1, приемник выдавал сигнал, свидетельствующий о неопределенности принятого символа. Обозначим неопределенный сигнал на выходе приемника χ . Пусть вероятности искажений при передаче определяются следующей таблицей:

Типы искажений (переходы)	0 → 0	0 → χ	0 → 1	1 → 0	1 → χ	1 → 1
	(без искажений)					
Вероятность α_p	P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6

Тогда для определения условных вероятностей $p(k/A_i)$ также может быть использована формула (5), в которой значения α_p ($p = 1; 2; \dots; m$) берутся в соответствии с этой таблицей.

Повышение помехоустойчивости такой системы декодирования объясняется тем, что она указывает места (двоичные символы), в которых произошли сбои. Дальнейшее улучшение может быть связано со следующим обобщением. Пусть приемник, анализируя принятый двоичный символ, вообще не «принимает решение» о том, должен ли этот символ означать 0 или 1, а только определяет вероятность, с которой он может быть отнесен к одному из этих двух значений. Поскольку два события: «на передающем конце был 0» и «на передающем конце была 1» — образуют полную группу, обе эти вероятности могут быть выражены одним числом $0 \leq p \leq 1$, как бы характеризующим «величину» сигнала. Например, $p = 0,58$ означает, что принятый символ с вероятностью 0,58 может быть отнесен к 1 (и, следовательно, с вероятностью $1 - 0,58 = 0,42$ должен быть отнесен к 0). При таком условии крайние случаи ($p = 0$ и $p = 1$) означают безусловную «уверенность» приемника в том, что принятый сигнал должен рассматриваться в качестве 0 или соответственно 1, хотя, конечно, и в этом случае имеется некоторая вероятность возникновения ошибки при передаче, и что на передающем конце был послан сигнал, противоположный принятому. В этом случае вместо конечных значений вероятностей, характеризующих искажения при передаче двоичных элементов, должны использоваться непрерывные кривые (рис. 1), которые определяют плотность вероятности получения на приемном конце значения α_p ($0 \leq \alpha_p \leq 1$) при передаче по каналу нуля или единицы. В формулах (1) и (2) вместо конечных значений условных вероятностей $p(k/A_i)$ также должны использоваться соответствующие плотности вероятности. Рассмотрим этот момент несколько подробнее. Пусть на передающем конце передан некоторый код $A_i = \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_p \dots \alpha_m$ (α_p равно 0 или 1).

Найдем условную вероятность $p(k/A_i)$ того, что на приемном конце будет получено сообщение $k = b_1 b_2 \dots b_p \dots b_m$, где значения отдельных разрядов b_p лежат в пределах $\alpha_p \leq \beta_p \leq \alpha_p + \Delta \alpha_p$ ($0 \leq \alpha_p \leq 1$).

При малых значениях $\Delta\alpha_p p(k/A_i)$ может быть приближенно определено по формуле

$$p(k/A_i) \cong p_{a_1}(\alpha_1) p_{a_2}(\alpha_2) \dots p_{a_m}(\alpha_m) \Delta\alpha_1 \Delta\alpha_2 \dots \Delta\alpha_m. \quad (6)$$

Здесь p_{a_k} могут быть взяты по кривым рис. 1 $p_0(\alpha)$ (при $a_k=0$) или $p_1(\alpha)$ (при $a_k=1$).

Подставив эти значения $p(k/A_i)$ в формулы (1) и (2), можно найти приближенные значения условных вероятностей передачи символов алфавита при получении на приемном конце кода $k(\alpha_1\alpha_2\dots\alpha_m)$. Переходя затем к пределу

$$\lim \Delta\alpha_1 = \lim \Delta\alpha_2 = \dots = \lim \Delta\alpha_m = 0$$

и сокращая числитель и знаменатель в формулах (1) и (2) на произведение $\Delta\alpha_1\Delta\alpha_2\dots\Delta\alpha_m$, получим точные значения $p(A_j/k)$. Таким образом, в рассматриваемом случае также сохраняется описанный алгоритм

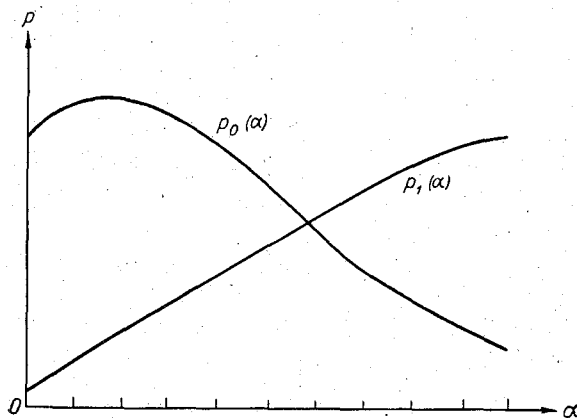


Рис. 1. Плотность вероятности получения в приемнике значения α_p при передаче по каналу 0 $[p_0(\alpha)]$ или 1 $[p_1(\alpha)]$.

оптимального декодирования, основанный на формулах (1) и (2), но величины $p(k/A_i)$, входящие в эти формулы, имеют теперь смысл плотности вероятности и должны быть определены по формуле

$$p(k/A_j) = p_{a_1}(\alpha_1) p_{a_2}(\alpha_2) \dots p_{a_m}(\alpha_m). \quad (7)$$

где значения $p_{a_k}(\alpha_k)$ берутся по кривым рис. 1 в зависимости от значений a_k (0 или 1) или α_k ($0 \leq \alpha_k \leq 1$).

Отметим, что путем соответствующей обработки достаточно большого числа полученных кодовых комбинаций на приемном конце могут быть получены фактические значения функций $p_1(\alpha)$ и $p_0(\alpha)$ (рис. 1). Благодаря этому такая система также может быть сделана самонастраивающейся (в указанном выше смысле).

ЛИТЕРАТУРА

1. Хемминг Р. В. Коды с обнаружением и исправлением ошибок. В сб. «Теория передачи сообщений». Изд-во иностр. лит., 1956.
2. Проблемы передачи информации. Сб. статей под ред. А. А. Харкевича. Изд. АН СССР, 1959.
3. Теория кодирования. Сб. статей под ред. Э. А. Блоха. Изд-во «Мир», 1964.
4. Удалов А. П. и Супрун Б. А. Избыточное кодирование при передаче информации двоичными символами. Изд-во «Связь», 1964.
5. Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей. Физматгиз, 1961.

Е. Н. ШАДРИНА

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ БАРИЧЕСКОЙ ТЕНДЕНЦИИ НА АВТОМАТИЧЕСКИХ ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ СТАНЦИЯХ

Предлагается и анализируется методика получения характеристики барической тенденции по дискретным измерениям давления. Разработанная методика предназначена для использования при автоматизации измерений и может быть применена на ныне действующей сети.

В связи с автоматизацией гидрометеорологических измерений возникает необходимость отказаться от визуальных методов определения метеорологических характеристик и перейти к инструментальным измерениям.

На существующей гидрометеорологической сети измеряется величина барической тенденции за 3 часа и определяется ее характер. Величина барической тенденции вычисляется как разность двух показаний ртутного барометра в принятый срок и за 3 часа до срока.

Характеристика барической тенденции определяется по виду записи на ленте барографа и кодируется по коду КН-01. Кодом КН-01 предусматривается 9 видов барической тенденции, обозначаемых цифрами от 0 до 8 (табл. 1).

Используя знак второй производной, знак изменения давления за 3 часа и знак первой производной в конце интервала, можно построить объективную методику определения характера барической тенденции.

В настоящее время на сети станций величина барической тенденции определяется наблюдателями достаточно объективно (инструментально). Оценка же характера тенденции является в значительной степени субъективной. Она оценивается на глаз по «виду кривой», при этом один и тот же ход кривой может быть отнесен к разным группам, особенно если учесть, что давление за 3 часа, как правило, изменяется незначительно. Опыт показывает, что по одной и той же записи разными наблюдателями характер тенденции для одного и того же промежутка времени часто оценивается по-разному.

В качестве примера в табл. 2 приведены результаты обработки одних и тех же лент (барографа № 008020—8459 ст. Вайда-Губа, 1963 г.) независимо восемью опытными наблюдателями: А, Б, В, Г, Д, Е, Ж, З.

Эта таблица достаточно наглядно иллюстрирует значительную условность получения в настоящее время данных по барической тенденции.

Таблица 1

Цифра кода	Вид кривой	Знак второй производной	Знак изменения давления за 3 часа	Знак первой производной в конце интервала
0		—	$\Delta p = 0; +$	—
1		—	+	$p' = 0; +$
2		$p'' = 0$	+	
3		+	+	
4		$p'' = 0$	$\Delta p = 0$	—
5		+	$\Delta p = 0; -$	$p' = 0; -$
6		+	—	
7		$p'' = 0$	—	
8		—	—	

Таблица 2

Дата записи ленты	Часы по сетке ленты	Цифры по коду КН-01								Расчетный код
		А	Б	В	Г	Д	Е	Ж	З	
11 IX	13—16	6	6	5	6	6	7	5	5	6
	16—19	3	2	2	3	3	3	2	3	3
	1—4	2	1	1	2	1	2	2	1	1
	4—7	8	8	8	8	8	7	8	8	8
	7—10	7	6	7	7	6	7	7	3	6
	10—13	7	8	7	4	3	7	7	8	8
18 IX	16—19	1	1	1	2	3	5	2	1	1
20 IX	16—19	4	5	5	2	4	7	2	4	5
	10—13	7	5	7	7	7	7	7	6	6
21 IX	13—16	4	5	4	4	7	8	7	4	5
27 IX	13—16	7	6	7	7	8	7	7	7	7
	16—19	5	5	5	7	6	4	6	5	4
28 IX	10—13	2	4	3	3	8	3	3	3	4

Введение объективного метода на существующих станциях в принципе возможно, но он не должен быть слишком трудоемким. Для автоматических станций могут существовать только объективные методы. Наиболее целесообразно определять величину и характер барической тенденции расчетным методом на основании производимых автоматическим устройством станции дискретных измерений давления в течение трехчасового промежутка времени с последующей обработкой этих

данных. Характеристика тенденции зависит от значения производных кривой давления. Как видно из табл. 1, в пяти случаях (из девяти) знаки второй производной и изменения давления за 3 часа однозначно определяют цифру кода и только в четырех случаях (коды 0, 1, 5, 6) может возникнуть неопределенность. В этом случае в качестве дополнительной характеристики можно использовать знак первой производной в конце трехчасового интервала.

Желательно, чтобы число измерений было минимальным. Естественно, что необходимы два измерения (в начале и в конце промежутка) для определения величины барической тенденции. Эти же два измерения могут дать знак изменения давления за 3 часа. Однако для определения характеристики тенденции (например, для определения знака второй производной) двух измерений недостаточно и необходимо знать давление по крайней мере еще в одной точке. Наиболее целесообразно выбрать третью промежуточную точку в середине участка. Этот интуитивно очевидный вывод можно обосновать различным образом. Например, при таком выборе обеспечивается минимальная погрешность в определении второй производной. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

Пусть p — величина измеренного давления. Имеется зависимость

$$p = f(t).$$

На малом отрезке изменения t эта зависимость приближенно выражается параболой

$$p = k_2 t^2 + k_1 t + k_0.$$

В дискретные моменты времени $t_0=0$, $t=t_1$ и $t=t_2$ ($t_0 < t_1 < t_2$) производятся измерения значения P . Эти измерения соответственно дают P_0 , P_1 , P_2 , причем имеет место погрешность измерения ΔP . Определим, как при фиксированных моментах t_0 и t_2 выбрать момент времени t_1 , чтобы погрешность в определении k_2 была минимальна.

Определение k_2 по результатам трех измерений производится путем решения системы из трех линейных уравнений:

$$\begin{aligned} P_0 &= k_2 t_0^2 + k_1 t_0 + k_0; \\ P_1 &= k_2 t_1^2 + k_1 t_1 + k_0; \\ P_2 &= k_2 t_2^2 + k_1 t_2 + k_0. \end{aligned} \quad (1)$$

Введем относительное время

$$t' = \frac{t}{t_2}; \quad (2)$$

$$t = t_2 t'; \quad t_0 = t_2 t'_0; \quad t_1 = t_2 t'_1; \quad t_2 = t_2 t'_2.$$

Очевидно, $t'_0 = 0$, $t'_2 = 1$. При этом

$$p = k_2 t'^2 t_2^2 + k_1 t' t_2 + k_0.$$

Система (1) перейдет в

$$\begin{aligned} P_0 &= k_2 t_2^2 t_0'^2 + k_1 t_2 t'_0 + k_0; \\ P_1 &= k_2 t_2^2 t_1'^2 + k_1 t_2 t'_1 + k_0; \\ P_2 &= k_2 t_2^2 t_2'^2 + k_1 t_2 t'_2 + k_0. \end{aligned} \quad (3)$$

Обозначим

$$\begin{aligned} k_2 t_2^2 &= m_2; \\ k_1 t_2 &= m_1; \\ k_0 &= m_0, \end{aligned} \quad (4)$$

тогда

$$\begin{aligned} p_0 &= m_2 t_0'^2 + m_1 t_0' + m_0; \\ p_1 &= m_2 t_1'^2 + m_1 t_1' + m_0; \\ p_2 &= m_2 t_2'^2 + m_1 t_2' + m_0 \end{aligned} \quad (5)$$

или, учитывая, что $t_0' = 0$, $t_2' = 1$,

$$\begin{aligned} p_0 &= m_0; \\ p_1 &= m_2 t_1'^2 + m_1 t_1' + m_0; \\ p_2 &= m_2 + m_1 + m_0. \end{aligned} \quad (6)$$

Определив из системы (6) m_2 , получим

$$m_2 = \frac{p_1 - p_2 t_1' + p_0 (t_1' - 1)}{t_1' (t_1' - 1)}. \quad (7)$$

Погрешность определения m_2 по формуле (7), связанная с погрешностью измерения p_0, p_1, p_2 , равна

$$\begin{aligned} \Delta m_2 &= \left| \frac{\partial m_2}{\partial p_1} \Delta p_1 \right| + \left| \frac{\partial m_2}{\partial p_2} \Delta p_2 \right| + \left| \frac{\partial m_2}{\partial p_0} \Delta p_0 \right| = \\ &= \left| \frac{1}{t_1' (t_1' - 1)} \Delta p_1 \right| + \left| \frac{t_1'}{t_1' (t_1' - 1)} \Delta p_2 \right| + \left| \frac{t_1' - 1}{t_1' (t_1' - 1)} \Delta p_0 \right|. \end{aligned} \quad (8)$$

В формуле (8) погрешности отдельных измерений $\Delta p_0, \Delta p_1, \Delta p_2$ являются независимыми по величине и знаку. Поэтому каждая из них может иметь при максимальном абсолютном значении такой знак (+ или -), что соответствующее слагаемое в формуле (8) будет положительным.

Если Δp — максимальная абсолютная погрешность измерения p_0, p_1, p_2 , то, учитывая, что $t_1' < 1$, получим для наихудшего случая, когда $-\Delta p_1 = -\Delta p_2 = \Delta p_0 = \Delta p$:

$$\begin{aligned} \Delta m_2 &= -\frac{1}{t_1' (t_1' - 1)} \Delta p - \frac{t_1'}{t_1' (t_1' - 1)} \Delta p + \frac{t_1' - 1}{t_1' (t_1' - 1)} \Delta p = \\ &= \frac{-1 - t_1' + t_1' - 1}{t_1' (t_1' - 1)} \Delta p = -\frac{2}{t_1' (t_1' - 1)} \Delta p = \frac{2 \Delta p}{(1 - t_1') t_1'}. \end{aligned}$$

Найдем значение t_1' , обеспечивающее минимум погрешности Δm_2 . При этом, поскольку на основании (4) k_2 пропорционально m_2 , достигается также и минимум интересующей нас погрешности Δk_2 :

$$\frac{d \Delta m_2}{d t_1'} = 2 \Delta p \frac{1 - 2 t_1'}{(t_1' - 1)^2 t_1'^2}.$$

Полагая $\frac{d \Delta m_2}{d t_1'} = 0$, получим $1 - 2 t_1' = 0$, или $t_1' = \frac{1}{2}$.

Таким образом, расположение третьей точки в центре отрезка $0 < t_1 < t_2$ обеспечивает наименьшую погрешность в определении величины второй производной.

Аналогичный результат можно получить, если исходить не из максимальной погрешности, а из погрешности, распределенной с некоторой плотностью вероятности возле истинного значения.

Пусть p_0 — величина давления в начале интервала t_0 , p_1 — величина давления в середине интервала t_1 , p_2 — величина давления в конце интервала t_2 .

Обозначим:

$p_2 - p_0 = \Delta_1$ — разность 1-го порядка для интервала $t_0 < t < t_2$;

$p_1 - p_0 = \Delta_2$ — разность 1-го порядка для интервала $t_0 < t < t_1$;

$p_2 - p_1 = \Delta_3$ — разность 1-го порядка для интервала $t_1 < t < t_2$;

$\Delta_3 - \Delta_2 = \Delta_4$ — разность 2-го порядка для интервала $t_0 < t < t_2$.

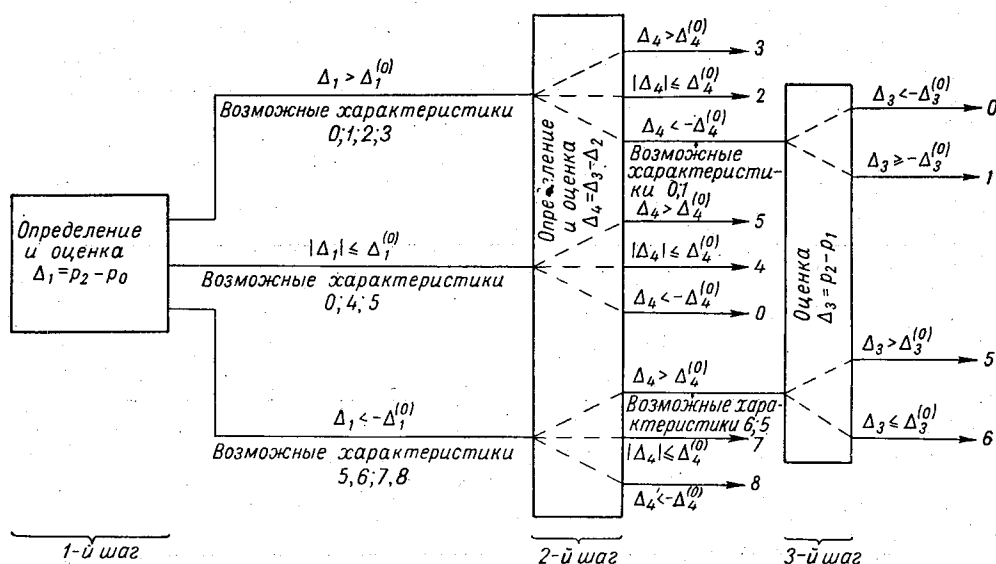


Рис. 1.

При таком обозначении Δ_1 соответствует величине барической тенденции за 3 часа (см. табл. 1); Δ_4 — второй производной кривой давления; Δ_2 — определяет величину изменения давления в конце интервала.

Алгоритм для определения характера тенденции (первая графа табл. 1) может быть построен различными способами. Одна из возможностей представлена на рис. 1. По этому алгоритму сначала вычисляется разность Δ_1 и проверяется ее знак. При этом возможны три случая, соответствующие трем ветвям на рис. 1.

- 1) $|\Delta_1| \leq \Delta_1^{(0)}$, Δ_1 приписывается значение 0;
- 2) $\Delta_1 > \Delta_1^{(0)}$, Δ_1 приписывается знак +;
- 3) $\Delta_1 < -\Delta_1^{(0)}$, Δ_1 приписывается знак —.

При оценке Δ_1 используется малая положительная величина $\Delta_1^{(0)}$ — допуск, внутри которого значение Δ_1 принимается равным нулю. Это связано с тем, что значения давления определяются с большим числом значащих цифр (особенно в автоматических станциях). При этом, если

Таблица 3

Дата записи ленты	Время по сетке ленты, час. мин.	Величина давления, мб	$p_2 - p_0 = \Delta_1$	$p_1 - p_0 = \Delta_2$	$p_2 - p_1 = \Delta_3$	$\Delta_3 - \Delta_2 = \Delta_4$	$\Delta_4 \approx \pm 0,2$	$\Delta_3 \approx \pm 0,2$	Цифра кода полученная наблюдате- лями
2 IX 1955	22 00	20,0	0,1	0,9	-0,8	-1,7	$-1,7 < -0,2$	$-0,8 < -0,2$	0*
	23 30	20,9							
	1 00	20,1							
11 IX 1963	1 00	10,3	0,7	0,6	0,1	-0,5	$-0,5 < -0,2$	$0,1 > -0,2$	1
	2 30	10,9							
	4 00	11,0							
23 IX	13 00	05,0	1,0	0,5	0,5	0	$ 0 < 0,2$		2
	14 30	05,5							
	16 00	06,0							
11 IX	16 00	04,9	0,9	0,1	0,8	0,7	$0,7 < 0,2$		2*
	17 30	05,0							
	19 00								
27 IX	19 00	95,0	0	0	0	0	$ 0 < 0,2$		4
	20 30	95,0							
	22 00	95,0							
28 IX	22 00	99,9	-1,6	-1,9	0,3	2,2	$2,2 > 0,2$	$0,3 > 0,2$	5
	23 30	98,0							
	1 00	98,3							
11 IX	13 00	05,8	-0,9	-0,9	0	0,9	$0,9 > 0,2$	$0 < 0,2$	7*
	14 30	04,9							
	16 00	04,9							
14 IX	16 00	94,6	-3,2	-1,6	-1,6	0	$ 0 \ll 0,2$		7
	17 30	93,0							
	19 00	91,4							
11 IX	4 00	11,0	-0,6	0	-0,6	-0,6	$-0,6 < -0,2$		7*
	5 30	11,0							
	7 00	10,4							

* Пример взят из недельной ленты барографа № 750268/74002 ст. Осьмино за 1955 г.

не вводить допуск $\Delta_1^{(0)}$, случайный разброс цифр в последних разрядах, не связанный с фактической точностью измерений, может повлиять на результат. Аналогичные допуски $\Delta_4^{(0)}$ и $\Delta_3^{(0)}$ вводятся при оценке величин Δ_4 и Δ_3 .

Пользуясь табл. 1, нетрудно получить, что верхней ветви рис. 1 ($\Delta_1 > \Delta_1^{(0)}$) могут соответствовать значения характеристики тенденции, кодируемые цифрами 0, 1, 2, 3, средней ветви ($|\Delta_1| \leq \Delta_1^{(0)}$) — цифрами 0, 4, 5 и нижней ветви ($\Delta_1 < -\Delta_1^{(0)}$) — цифрами 5, 6, 7, 8.

Затем (второй шаг алгоритма, рис. 1) вычисляется и оценивается величина Δ_4 . Эта операция, как и предыдущая, также может иметь три исхода:

- 1) $|\Delta_4| \leq \Delta_4^{(0)}$,
- 2) $\Delta_4 > \Delta_4^{(0)}$,
- 3) $\Delta_4 < -\Delta_4^{(0)}$.

Таким образом, после второго шага возможны $3 \times 3 = 9$ ветвей (случаев). Из них в семи случаях характеристика барической тенденции определяется однозначно и лишь в двух случаях для устранения неопределенности нужно сделать еще один, третий шаг — оценку величины Δ_3 .

Проверка метода производилась путем сличения данных, полученных расчетным путем, с данными обработки лент барографа № 008020—8459 ст. Вайда-Губа.

На основании предварительных расчетов и проверок допуск для $\Delta_1^{(0)}$; $\Delta_3^{(0)}$; $\Delta_4^{(0)}$ был принят равным $\pm 0,2$ мб. Для определения оптимального значения этих допусков требуется дальнейшая проработка.

В табл. 3 приведены примеры девяти видов характеристик барической тенденции, полученных расчетным путем по записи давления (барографа), и в последней графе таблицы указаны цифры кода, которые определены визуально наблюдателями по ныне действующей методике.

При проверке сравнивались расчетные характеристики барической тенденции с характеристиками, полученными независимо восемью наблюдателями. Некоторые результаты приведены в табл. 2. Как видно из этой таблицы, не все наблюдатели дают идентичный результат. Анализ 248 случаев характеристик показал, что, как правило, расчетные характеристики совпадают с данными большинства наблюдателей. Однако имеются случаи несовпадения расчетного кода и кода, полученного наблюдателями. Это объясняется тем, что наблюдатели не учитывают небольшие отклонения хода давления от равномерного и принимают характеристики барической тенденции, соответствующие цифрам кода 1 и 3 (см. табл. 1), за характеристику кода 2, а также характеристики кода 5, 6 и 8 за код 7. Это показано на примерах, приведенных в последней графе табл. 3, обозначенных знаком «*».

Выводы

1. Предложенная методика определения характеристики барической тенденции позволяет:

а) однозначно определять величину и характеристику барической тенденции автоматическими станциями на основании дискретных измерений давления с интервалами в 1,5 часа с последующей обработкой данных;

б) исключить субъективные ошибки и повысить надежность полученных данных;

в) определять характер барической тенденции без специального датчика.

2. Необходимо провести дополнительные исследования с целью установления оптимального значения допуска для $\Delta_1^{(0)}$, $\Delta_3^{(0)}$, $\Delta_4^{(0)}$.

3. Целесообразно рассмотреть вопрос о замене существующей на сети станций методики на другую, более объективную, например на изложенную в данной статье. Барическая тенденция (значение и характер ее) может быть вычислена на основании измерений давления по барометру через каждые 1,5 часа по алгоритму, представленному на рис. 1.

К ВОПРОСУ ОБ ОПРЕДЕЛЕНИИ ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ТЕМПЕРАТУРЫ ВОЗДУХА С ПОМОЩЬЮ АВТОМАТИЧЕСКИХ ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ СТАНЦИЙ

Предлагается и анализируется метод получения экстремальных значений температуры воздуха по дискретным измерениям.

В настоящее время на гидрометеорологических станциях экстремальные значения температуры воздуха определяются по максимальному ртутному и минимальному спиртовому термометрам. Такие термометры не могут применяться в автоматических станциях, а создание соответствующих автоматических датчиков связано со значительными трудностями. В связи с этим в данной работе рассматривается возможность получения экстремальных характеристик на основе измерений температуры воздуха в дискретные моменты времени.

Кривая хода температуры является непрерывной случайной функцией времени, которая может быть восстановлена по значениям в дискретных точках. Возникающая при этом погрешность зависит от характера функции, частоты дискретных точек, в которых она измерена и, способа восстановления.

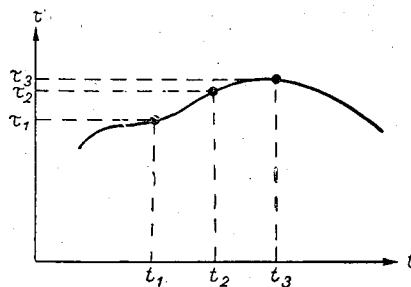


Рис. 1.

Наиболее удобным способом восстановления кривой для практического использования является аппроксимация полиномами. При увеличении степени аппроксимирующего полинома, вообще говоря, возрастает точность аппроксимации, однако при этом возрастают и трудности вычислительного характера. Как показали предварительные расчеты, ступенчатая и кусочно-линейная аппроксимация требует слишком частых измерений. Параболическая аппроксимация дает существенно лучшие результаты при еще достаточно простой методике вычисления экстремальных значений. Использование полиномов третьей (и более высокой) степени уже приводит к существенному усложнению вычислений. Поэтому в основу рассматриваемого ниже способа восстановления кривой положена параболическая аппроксимация. Предположим, что мы

имеем результаты измерений непрерывно меняющейся температуры воздуха в дискретные моменты времени (рис. 1).

Пусть измерения производятся через равные промежутки времени

$$t_2 - t_1 = t_3 - t_2 = \dots = t_n - t_{n-1}.$$

Рассмотрим три точки на кривой τ_1, τ_2, τ_3 , соответствующие моментам времени t_1, t_2, t_3 . Аппроксимирующая парабола выразится уравнением

$$\tau = a_0 + a_1 t + a_2 t^2. \quad (1)$$

Используя условие, что эта парабола должна проходить через три точки: $(\tau_1; t_1), (\tau_2; t_2), (\tau_3; t_3)$, получим:

$$\begin{aligned} \tau_1 &= a_0 + a_1 t_1 + a_2 t_1^2; \\ \tau_2 &= a_0 + a_1 t_2 + a_2 t_2^2; \\ \tau_3 &= a_0 + a_1 t_3 + a_2 t_3^2. \end{aligned} \quad (2)$$

Обозначим интервал

$$t_2 - t_1 = t_3 - t_2 = \Delta t \quad (3)$$

и введем новую независимую переменную

$$t' = \frac{t - t_1}{\Delta t}. \quad (4)$$

Тогда

$$t = \Delta t t' + t_1. \quad (5)$$

При этих обозначениях начало отсчета времени совмещается с точкой t_1 , и интервал $t_1 \leq t \leq t_2$ принимается за единицу: $t'_1 = 0, t'_2 = 1, t'_3 = 2$.

Подставляя t из (5) в (1), получим

$$\begin{aligned} \tau &= a_0 + a_1 (\Delta t t' + t_1) + a_2 (\Delta t t' + t_1)^2 = a_0 + a_1 t_1 + \\ &+ a_2 t_1^2 + t' (a_1 \Delta t + 2a_2 \Delta t t_1) + t'^2 a_2 \Delta t^2. \end{aligned}$$

Обозначим

$$a_0 + a_1 t_1 + a_2 t_1^2 = A_0; \quad (6)$$

$$a_1 \Delta t + 2a_2 \Delta t t_1 = A_1; \quad (7)$$

$$a_2 \Delta t^2 = A_2. \quad (8)$$

Тогда

$$\tau = A_0 + A_1 t' + A_2 t'^2. \quad (9)$$

Используя (9), получим три уравнения для определения коэффициентов A_0, A_1, A_2 :

$$\begin{aligned} \tau_1 &= A_0; \\ \tau_2 &= A_0 + A_1 + A_2; \\ \tau_3 &= A_0 + 2A_1 + 4A_2. \end{aligned} \quad (10)$$

Решение этой системы (10) будет:

$$\begin{aligned} A_0 &= \tau_1; \\ A_1 &= \frac{4\tau_2 - 3\tau_1 - \tau_3}{2}; \\ A_2 &= \frac{\tau_1 - 2\tau_2 + \tau_3}{2}. \end{aligned}$$

Подставляя решение системы (10) в (9), получим уравнение параболы, выраженное через значения τ_1, τ_2, τ_3 ,

$$\tau = \tau_1 + \frac{4\tau_2 - 3\tau_1 - \tau_3}{2} t' + \frac{\tau_1 - 2\tau_2 + \tau_3}{2} t'^2. \quad (11)$$

Значение t' , соответствующее точке экстремума, определится из уравнения

$$\frac{\partial \tau}{\partial t'} = 0$$

или

$$\frac{\partial \tau}{\partial t'} = \frac{4\tau_2 - 3\tau_1 - \tau_3}{2} + (\tau_1 - 2\tau_2 + \tau_3) t' = 0.$$

Отсюда

$$t'_{\text{экстр}} = - \frac{4\tau_2 - 3\tau_1 - \tau_3}{2(\tau_1 - 2\tau_2 + \tau_3)}. \quad (12)$$

Этому значению $t'_{\text{экстр}}$ соответствует экстремум температуры.

Возможны два случая:

$$\text{а) } 0 \leq \frac{4\tau_2 - 3\tau_1 - \tau_3}{2(\tau_1 - 2\tau_2 + \tau_3)} \leq 2 \quad (13)$$

— в интересующем нас интервале есть экстремум;

б) $t'_{\text{экстр}} < 0$ или $t'_{\text{экстр}} > 2$ — экстремум расположен вне интересующего нас интервала.

В случае «а» находим экстремальное значение параметра

$$\begin{aligned} \tau &= \tau_1 - \frac{4\tau_2 - 3\tau_1 - \tau_3}{2} \frac{4\tau_2 - 3\tau_1 - \tau_3}{2(\tau_1 - 2\tau_2 + \tau_3)} + \\ &+ \frac{\tau_1 - 2\tau_2 + \tau_3}{2} \left(\frac{4\tau_2 - 3\tau_1 - \tau_3}{2(\tau_1 - 2\tau_2 + \tau_3)} \right)^2 = \tau_1 - \frac{(4\tau_2 - 3\tau_1 - \tau_3)^2}{8(\tau_1 - 2\tau_2 + \tau_3)}. \end{aligned} \quad (14)$$

Реальное время, соответствующее экстремальному значению τ , можно определить по формуле [используя (5) и (12)]:

$$t = t_1 - \Delta t \frac{4\tau_2 - 3\tau_1 - \tau_3}{2(\tau_1 - 2\tau_2 + \tau_3)}. \quad (15)$$

Характер экстремума (максимум или минимум), как обычно, определяется по знаку второй производной.

Дифференцируя (9) дважды, получим

$$\frac{d^2\tau}{(dt')^2} = 2A_2 = \tau_1 - 2\tau_2 + \tau_3 = C. \quad (16)$$

Если $C > 0$, значит, кривая имеет минимум, при $C < 0$ — максимум и при $C = 0$, согласно формуле (11), парабола превращается в прямую и экстремума нет.

Таким образом, величина экстремальной температуры τ , характер экстремума и время $t'_{\text{экстр}}$ определяются по формулам (14), (16), (12).

Допустим, τ_1, τ_2, τ_3 — значения температуры воздуха в моменты, определяемые выбранным интервалом измерения (например, 1 час, 30 мин. и т. д.). Обработка измеренных значений температуры воздуха с целью получения экстремальных значений может осуществляться по алгоритму, представленному на рис. 2. Сначала вычисляется $t'_{\text{экстр}}$ по формуле (12) и проверяется его значение. Если $0 \leq t'_{\text{экстр}} \leq 2$, то в инте-

ресующем нас интервале есть экстремум. Если $t'_{\text{экстр.}} < 0$ или $t'_{\text{экстр.}} > 2$, то экстремум лежит вне рассматриваемого интервала и тогда принимается:

$$\tau_{\max} = \max \{ \tau_1; \tau_3 \};$$

$$\tau_{\min} = \min \{ \tau_1; \tau_3 \}.$$

В случае наличия экстремума вычисляется C по формуле (16) и проверяется на $C \geq 0$. Если $C > 0$, то имеем минимум. Величина $\tau_{\min}$ вычисляется по формуле (14) и принимается за минимальную на данном интервале. В качестве $\tau_{\max}$ выбирается $\max \{ \tau_1; \tau_3 \}$. Если $C < 0$, то имеем максимум. Величина $\tau_{\max}$ вычисляется по формуле (14) и принимается за максимальную на данном интервале. В этом случае в качестве $\tau_{\min}$ выбирается $\min \{ \tau_1; \tau_3 \}$. Новые экстремальные значения каждый раз сравнивают со значениями, полученными ранее, и оставляют наибольшее (для $\tau_{\max}$) и наименьшее (для $\tau_{\min}$) из них.

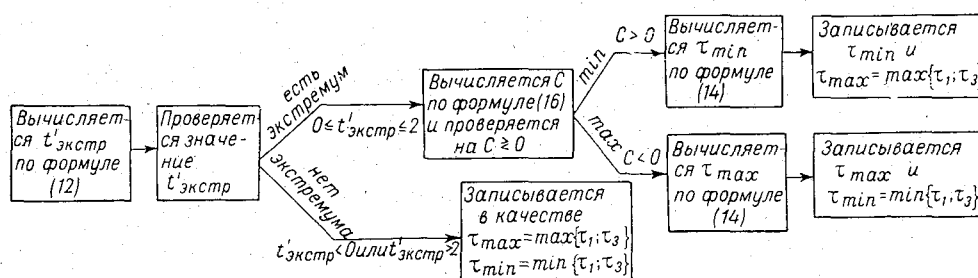


Рис. 2.

Для проверки метода и оценки его погрешности были использованы данные, снятые с лент суточных термографов. Были взяты ленты как с резкими колебаниями температуры воздуха (ст. Мын-Джилка, Алма-тинской области), так и с плавным ходом (ст. Воейково, Ленинград-ской области). С лент снимались значения температуры воздуха с интервалами 60, 30, 15 мин. и по ним по алгоритму, представленному на рис. 2, производился расчет.

По расчетным экстремальным значениям температуры воздуха и фактическим, снятым с ленты, вычислялась разность Δ , являющаяся погрешностью метода. В табл. 1 приведены результаты обработки лент термографа № 426960—659021 ст. Мын-Джилка за январь—декабрь 1963 г. (365 лент). Дано распределение погрешностей определения экстремальных значений температуры воздуха в зависимости от интервалов измерений температуры (60, 30, 15 мин.).

В табл. 2 приведены результаты обработки лент термографа № 02007 ст. Воейково за январь—декабрь 1963 г. (365 лент).

Если задаться точностью измерения экстремальных значений температуры $\pm 0,5^\circ\text{C}$ и оценить точность измерения дискретных значений температуры $\pm 0,2^\circ\text{C}$ (что соответствует требованиям к автоматическим станциям), то к методу вычисления экстремальных значений может быть предъявлено требование по точности $\pm 0,3^\circ\text{C}$. Как видно из табл. 1 и 2, распределение погрешностей для минимума несколько лучше. Однако для определения максимума и минимума целесообразно принять равную частоту измерения. Для горных районов, где колебания температуры более резкие, ошибки метода больше, чем для равнинных

Таблица 1

Пределы от, до	Интервал времени, мин.					
	60	30	15	60	30	15
	максимум			минимум		
—0,1, —0,3	227 62,2	286 78,3	330 90,4	277 76,0	320 87,7	356 97,5
—0,4, —0,6	59 16,1	47 12,9	24 6,6	49 13,3	33 9,0	7 1,9
—0,7, —1,0	54 14,8	26 7,1	10 2,7	30 8,2	12 3,3	2 0,6
—1,1, —2,0	21 5,8	5 1,4	1 0,3	7 1,9		
—2,1, —3,0	3 0,8	1 0,3		2 0,6		
>—3,0	1 0,3					

Примечание. В первой строке дано число случаев, во второй строке — процент от общего числа случаев.

Таблица 2

Пределы от, до	Интервал времени, мин.					
	60	30	15	60	30	15
	максимум			минимум		
+0,1, —0,3	324 88,8	346 94,3	358 98,1	336 92,1	357 97,8	364 99,7
—0,4, —0,6	26 7,1	13 4,0	7 1,9	20 5,5	7 1,9	1 0,3
—0,7, —1,0	14 3,8	5 1,4		9 2,4	1 0,3	
—1,1, —2,0	1 0,3	1 0,3				

Примечание. См. табл. 1.

районов. Когда имеется практическая необходимость в получении точных данных об экстремальных значениях температуры в горных районах, частота измерений должна быть больше, чем в равнинных районах. Погрешность метода определения экстремальных значений уменьшается с уменьшением интервала измерения. Анализ единичных случаев, когда погрешность достигает более 1°C , показывает, что это кратковременные, продолжительностью 1—3 мин., повышения или понижения температуры, которые, по-видимому, практического значения не имеют. Это ил-

люстрируется табл. 3, в которой приведено число случаев, давших значительную погрешность из 730 расчетных экстремальных значений температуры воздуха для каждой станции.

Таблица 3

Интервал времени, мин.	Отклонение экстремальных значений температуры от расчетных, град.	Время, в течение которого это отклонение наблюдалось, мин.		
		1—3	4—6	>6

Мын-Джилка				
60	0,6—1	68	18	6
	1—2	25	5	4
	>2	7	2	
30	0,6—1	33	6	2
	1—2	6	3	
	>2	1		
15	0,6—1	12	2	
	1—2	1		

Воейково				
60	0,6—1	18	10	3
	1—2		1	
30	0,6—1	5	3	
	1—2		1	
15	0,6—1	1		

Таким образом, если считать, что отдельные кратковременные отклонения не имеют существенного практического значения, то предложенная методика позволяет определять экстремальные значения температуры воздуха с достаточной точностью при условии, если измерения будут производиться с интервалами 15—30 мин.

Выводы

1. Предложенная методика позволяет получать экстремальные характеристики температуры воздуха по измерениям в дискретные моменты времени.

2. Применение такой методики исключает необходимость создания специальных датчиков для экстремальных значений температуры.

3. Уточнения предложенного метода применительно к измерениям в различных климатических условиях следует провести на основе аналогичных расчетов с привлечением соответствующего статистического материала.

ОБ УСОВЕРШЕНСТВОВАНИИ МЕТОДА ПОВЕРКИ АКТИНОМЕТРИЧЕСКИХ ПРИБОРОВ В ЛАБОРАТОРНЫХ УСЛОВИЯХ

Представленные в статье результаты опробования разных методов поверки актинометрических приборов в лабораторных условиях свидетельствуют о возможности некоторого упрощения принятого метода поверки. Рекомендуется, во-первых, отказаться от использования контрольного прибора при условии поддержания постоянного напряжения на лампе и, во-вторых, использовать высокоомный зеркальный гальванометр при определении чувствительности приборов. При массовой поверке приборов это сокращает время поверки, упрощает расчеты. При использовании этого метода величина случайной погрешности поверки уменьшается.

Поверка актинометрических приборов в лабораторных условиях, согласно «Руководству по поверке метеорологических приборов» [1], производится на специальной актинометрической установке сравнением поверяемого и образцового приборов. Источником радиации служит лампа. Изменение интенсивности радиации учитывается контрольным прибором. Чувствительность поверяемого прибора рассчитывается по формуле

$$K_2 = K_1 \frac{\frac{N_2}{n_2} (R_{б_2} + R_r + R_d)}{\frac{N_1}{n_1} (R_{б_1} + R_r + R_d)},$$

где K_1 и K_2 — чувствительность образцового и поверяемого приборов; N_1 , N_2 , n_1 , n_2 — отсчеты по гальванометрам образцового, поверяемого и контрольного приборов; $R_{б}$, R_r , R_d — сопротивления термобатарей приборов, гальванометра, добавочные сопротивления.

В случае использования высокоомного гальванометра с большим добавочным сопротивлением разницу сопротивлений $R_{б_1}$ и $R_{б_2}$ можно не учитывать.

Этот метод поверки требует значительной затраты времени на вычисления.

Н. Д. Брегвадзе [2] еще в 1961 г. предложила, используя высокоомный зеркальный гальванометр со шкалой, градуированной в мВ на 1 кал/см² мин., и регулируя напряжение питания лампы, работать на таком напряжении, чтобы показание гальванометра при включении образцового прибора соответствовало по величине его чувствительности.

Интенсивность радиации, т. е. напряжение питания лампы, в течение поверки поддерживают постоянной. Это позволяет отказаться от применения контрольного актинометрического прибора и получить чувствительность поверяемого прибора без дополнительных расчетов непосредственно по отсчету гальванометра.

М. И. Гольцманом был предложен несколько иной метод поверки: поддерживая постоянной интенсивность радиации при поверке, пользоваться низкоомным гальванометром, выравнивая сопротивления цепей образцового и поверяемого приборов. Чувствительность при этом определяется по формуле

$$K_{\text{пов}} = K_{\text{обр}} \frac{N_{\text{пов}}}{N_{\text{обр}}}.$$

В 1964 г. в ЦЛП ГГО были опробованы изменения в методе поверки, предложенные Н. Д. Брегвадзе и М. И. Гольцманом, и оценены погрешности поверки этими методами.

При работе по методу, предложенному М. И. Гольцманом, для выравнивания сопротивлений термобатарей образцового и поверяемого приборов включался магазин сопротивлений. Постоянство напряжения питания лампы (300 вт) поддерживалось стабилизатором, регулировалось ЛАТРом и контролировалось вольтметром. Поверка четырех пирометров повторялась 11 раз, были определены значения чувствительности приборов, вычислены их средние квадратические отклонения σ . Среднее значение $\sigma = 0,6\%$. Результат свидетельствует о возможности применения этой методики. Недостаток ее в необходимости выравнивания сопротивлений цепей. Это может быть источником дополнительных ошибок.

При исследовании метода поверки, предложенного Н. Д. Брегвадзе, использован высокоомный зеркальный гальванометр М-25/13 с внутренним сопротивлением 3200 ом и критическим сопротивлением 8000 ом. При включении дополнительного сопротивления 8000 ом отпадает необходимость учитывать разницу в сопротивлениях термобатарей. Шкала длиной 500 мм с миллиметровыми делениями, изогнутая по радиусу, была установлена на расстоянии 97 см от гальванометра. Деления шкалы оцифрованы в мв/кал/см² мин. Пределы шкалы от 0 до 10 мв/кал/см² мин. Одно миллиметровое деление соответствует 0,02 мв/кал/см² мин. Шкаловые поправки гальванометра не превышают 0,5 мм шкалы. Для обеспечения постоянства радиации напряжение на лампу подавалось через два параллельно включенных стабилизатора С-0,9 мощностью 900 вт. Последовательно включенные в цепь два ЛАТР-1 позволяли плавно регулировать и поддерживать постоянное напряжение с точностью до 0,1 в. Контроль постоянства напряжения осуществлялся астатическим вольтметром с ценой деления 1 в.

Для оценки возможности отказа от контрольного прибора при регулировании напряжении питания параллельно с отсчетами по поверяемому и образцовому приборам брались отсчеты контрольного прибора.

Показания контрольного прибора хорошо сохранялись в течение серии наблюдений. Это убеждает в том, что при выбранном способе поддержания постоянства напряжения питания интенсивность радиации лампы постоянна.

Надо отметить, что в некоторых случаях использование контрольного прибора может вносить дополнительную ошибку. Отсчеты контрольного прибора, установленного по оптической оси линзы, изменяются при смене поверяемых приборов (актинометров и балансомеров). При этом ошибка достигает 2% при постоянном напряжении. Видимо, ска-

зывается дополнительное отражение полированными частями прибора. В то же время для каждого отдельного прибора показание контрольного актинометра остается строго постоянным. Поэтому контрольные приборы нельзя помещать на оптической оси, как это предусмотрено в актинометрической установке Тбилисского завода.

Для оценки погрешности при определении чувствительности актинометрических приборов по методу Н. Д. Брегвадзе была определена чувствительность шести актинометров, шести пиранометров и шести балансомеров с 10-кратной повторностью. При каждом определении чувствительности делалось пять последовательных отсчетов. Найденные средние значения чувствительности и погрешности поверки, определяемые средним квадратическим отклонением ряда измерений, приведены в следующей таблице.

Средние значения чувствительности K и средние квадратические погрешности ряда σ .

Актинометры

Номер прибора . . .	20	2551	392	383	2525	3217
K	5,19	4,75	6,96	6,49	7,04	6,37
$\sigma\%$	0,1	0,4	0,1	0,2	0,3	0,2

Пиранометры

Номер прибора . . .	794	5360	1997	7054	5438	4956
K	7,14	6,10	8,19	7,68	8,87	7,99
$\sigma\%$	0,3	0,3	0,2	0,1	0,3	0,5

Балансомеры

Номер прибора . . .	3429	3413	3324	3136	3204	3142
K	7,15	6,10	7,54	9,03	7,67	7,06
$\sigma\%$	0,4	0,5	0,8	0,4	0,6	0,8

Для актинометров средняя величина $\sigma=0,2\%$, для пиранометров $\sigma=0,3\%$, для балансомеров $\sigma=0,6\%$.

По данным [3], погрешности определения чувствительности актинометрических приборов по методу, изложенному в «Руководстве по поверке метеорологических приборов», составляют для актинометров $0,8\%$, для пиранометров $0,6\%$, для балансомеров $1,2\%$.

Следовательно, при использовании метода Н. Д. Брегвадзе, величина случайной погрешности поверки уменьшается. Это, видимо, происходит за счет большей устойчивости радиации при поверке, которая достигается стабилизацией напряжения на лампе.

В процессе работы установлено, что поддерживать выбранное напряжение постоянным несложно. Труднее, меняя напряжение ЛАТРома или меняя добавочное сопротивление в цепи гальванометра, подогнать отсчет гальванометра к нужной отметке. Проще, поддерживая какое-либо постоянное напряжение ЛАТРома, отсчитывать показания гальванометра при образцовом и затем при поверяемом приборах, чувствительность же поверяемого прибора вычислять по формуле

$$K_{\text{пов.}} = K_{\text{обр.}} \frac{N_{\text{пов.}}}{N_{\text{обр.}}}$$

Выводы

Полученные данные свидетельствуют о том, что при поверке актинометрических приборов в лабораторных условиях целесообразно:

1. Поддерживать постоянным напряжение на лампе и отказаться от контрольного прибора.

2. При определении чувствительности приборов использовать высокоомный зеркальный гальванометр.

ЛИТЕРАТУРА

1. Руководство по поверке метеорологических приборов. Гидрометеиздат, 1956.
2. Брегвадзе Н. Д. Авторское свидетельство № 146549, заявлено 17 октября 1961 г.
3. Покровская И. А. Погрешности поверки термозлектрических балансомеров. Труды ГГО, вып. 101, 1959.

ПОГРЕШНОСТИ СПИРТОВЫХ ТЕРМОМЕТРОВ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ТЕМПЕРАТУРЫ ЖИДКОСТИ В ОТКРЫТЫХ ВАННАХ

Излагается методика определения поправки на выступающий столбик спирта при измерении температуры жидкости в открытых ваннах.

Измерение температуры жидкости в открытых ваннах, применяющихся при проверке метеорологических и аэрологических приборов, производится с помощью ртутных и спиртовых термометров. В жидкость обычно погружаются резервуар и часть термометра до начала шкалы. Выступающий столбик термометрической жидкости, который имеет температуру, отличающуюся от температуры ванны, вносит дополнительные ошибки в измерения. Методика расчета поправок на выступающий столбик для ртутных термометров достаточно подробно изложена в [1].

Поправка на выступающий столбик определяется по формуле

$$\Delta t = L\gamma(t_1 - t), \quad (1)$$

где L — длина выступающего столбика (в °C); γ — коэффициент кажущегося расширения термометрической жидкости в стекле. Для спирта $\gamma = 10,8 \cdot 10^{-4}$ 1/град (при +18°); t_1 — средняя температура выступающего столбика термометрической жидкости; t — температура ванны.

Поправки на выступающий столбик для спиртовых термометров при тех же самых условиях будут значительно больше, чем для ртутных, поскольку γ спирта в 7 раз больше, чем у ртути. Для вычисления поправок с высокой точностью к спиртовым термометрам по формуле (1) необходимо определять среднюю температуру выступающего столбика с минимальными погрешностями. Расчеты показывают, что для вычисления поправки с точностью до 0,1° необходимо определять t_1 с погрешностью, не превышающей 3°. Расчет средней температуры выступающего столбика с такой точностью произвести затруднительно, так как она зависит от большого числа неподдающихся учету факторов. В связи с этим определение поправок на выступающий столбик производилось экспериментально.

Первое определение этих поправок для спиртовых термометров было проведено отделом проверки приборов ЦАО в 1959 г. Поправки определялись путем сравнения показаний термометров, полностью погруженных в охлажденный спирт и опущенных до отметки —75° на шкале. Полученные таким образом поправки на выступающий столбик спирта

были опубликованы в «Методических указаниях ЦАО», вып. 22, и рекомендованы для применения их в работе поверочных органов Гидрометслужбы. Однако, как показала практика работы Бюро поверки УГМС, эти поправки оказались несколько преувеличенными.

В 1963 г. в отделе поверки приборов ЦАО были проделаны работы по уточнению поправок на выступающий столбик и определению их стабильности.

Для определения поправок на выступающий столбик спирта производилось сравнение показаний спиртовых термометров с образцовым. В качестве образцового термометра применялся герметизированный платиновый термометр сопротивления типа ТСП-381 1-го класса точности, имеющий индивидуальную градуировку и обеспечивающий максимальную погрешность в измерении температуры во всем диапазоне $\pm 0,1^\circ$.

Определение поправок производилось для спиртовых термометров ГОСТ-4497-52 со шкалой до -75° . Для сравнений было взято пять термометров. Термометры в вертикальном положении устанавливались в ванну со спиртом, охлаждаемым уголекислотой, и погружались до отметки на шкале -75° . Рядом с резервуарами термометров устанавливался образцовый прибор. Однородность поля температур в ванне обеспечивалась перемешиванием спирта электромешалкой.

В процессе работы выяснилось, что большое влияние на показания спиртовых термометров оказывает то, каким образом производилось их начальное охлаждение. В том случае, когда термометры, находившиеся при комнатной температуре, опускали в спирт, охлажденный до -75° , их показания были ниже температуры спирта на $0,7-1,1^\circ$. Даже после выдержки в течение одного часа эта разность уменьшилась незначительно. При медленном охлаждении ванны вместе с термометрами (в течение 40—60 мин. до -70°) такого явления не наблюдалось.

«Переохлаждение» термометров можно объяснить тем, что при быстром понижении столбика спирта в капилляре силы трения спирта о стенки капилляра становятся значительно больше сил поверхностного натяжения мениска. Пленка поверхностного натяжения разрывается, оставляя значительную часть спирта на внутренней поверхности капилляра. При медленном охлаждении пленка поверхностного натяжения увлекает практически весь спирт.

В связи с этим, при определении поправок на выступающий столбик была принята методика медленного охлаждения термометров. Продолжительность охлаждения до температуры -70° составляла не менее 40 мин. Отсчеты термометров производились при установившейся температуре после выдержки не менее 5 мин. Естественный нагрев спирта в ванне не превышал 2° за 10 мин.

Поправки на выступающий столбик вычислялись, как разность между показаниями спиртовых термометров, исправленными инструментальными поправками, и температурой по образцовому прибору.

Определение величин поправок производилось по указанной методике в диапазоне температуры ванны от -70 до $+15^\circ$.

По данным всех сравнений построен график поправок на выступающий столбик (рис. 1). Снятые с этого графика средние значения поправок для температур от -75 до $+15^\circ$ составляют:

Температура, $^\circ\text{C}$. . .	-75	-70	-65	-60	-55	-50	-45	-40	-35	-30	-20	-10	0	10	15
Поправка, $^\circ\text{C}$	-0,0	-0,2	-0,4	-0,6	-0,8	-1,1	-1,3	-1,4	-1,5	-1,5	-1,4	-1,3	-0,8	-0,3	

Для проверки стабильности поправок было произведено их определение при понижении и повышении температуры ванны. Как видно из рис. 1, значения поправок при прямом и обратном ходе хорошо совпадают.

Необходимо отметить, что поправки определялись при температуре окружающего воздуха и верхней части шкалы 15—17°. Поэтому интересно было найти зависимость величины поправки на выступающий столбик от средней температуры выступающей части термометра. Для этой цели производилось определение поправок при температурах верхней части шкалы +14 и +50°.

Температура +50° создавалась подогревом шкал термометров электротолпой с рефлектором и контролировалась с помощью термистора, подклеенного к термометру в середине выступающей части.

В результате сравнений при двух температурах установлено, что при изменении температуры на 36° абсолютное значение поправки увеличивается в 1,6 раза.

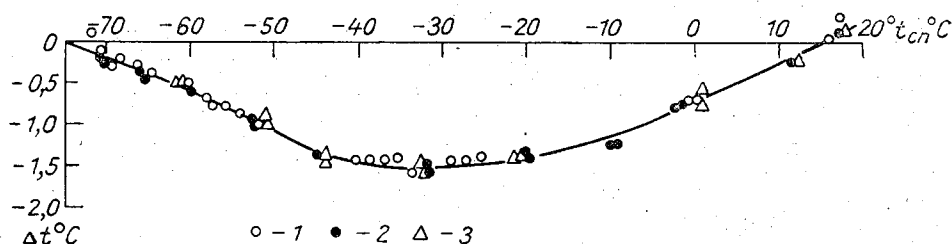


Рис. 1. График поправок на выступающий столбик к спиртовым термометрам.
1, 2 — проверка при повышении температуры ванны от -70 до +15°, 3 — проверка при понижении температуры ванны от +17 до -70°.

Таким образом, зависимость поправок от температуры шкалы может быть выражена следующей простой формулой:

$$\Delta t_{\theta} = \Delta t_{15} + 0,017 \Delta t_{15} (\theta - 15), \quad (2)$$

где θ — температура верхней части шкалы (температура окружающего воздуха), Δt_{θ} — поправка на выступающий столбик при температуре θ , Δt_{15} — поправка на выступающий столбик при $t = +15^{\circ}$.

Рассчитанные по формуле (2) поправки для температур шкалы 10, 20 и 30° С даны в табл. 1.

Таблица 1

Температура шкалы, °С	Отсчет по термометру, °С												
	-70	-65	-60	-55	-50	-45	-40	-35	-30	-25	-20	-10	0
10	-0,2	-0,4	-0,6	-0,8	-1,0	-1,2	-1,3	-1,4	-1,4	-1,3	-1,3	-1,0	-0,7
20	-0,2	-0,4	-0,6	-1,0	-1,2	-1,4	-1,5	-1,6	-1,6	-1,5	-1,5	-1,2	-0,8
30	-0,2	-0,5	-0,7	-1,1	-1,4	-1,6	-1,7	-1,9	-1,9	-1,8	-1,7	-1,5	-1,0

Были определены также погрешности термометров после введения в их показания соответствующих поправок на выступающий столбик.

Средние квадратические отклонения исправленных показаний спиртовых термометров от температуры по образцовому прибору приведены в табл. 2.

Таблица 2

° С	—70	—65	—60	—53	—45	—35	—20	0
σ_t	$\pm 0,24$	$\pm 0,14$	$\pm 0,11$	$\pm 0,13$	$\pm 0,12$	$\pm 0,13$	$\pm 0,12$	$\pm 0,13$
Число случаев . .	25	20	20	25	20	30	20	30

Как видно из этой таблицы, средняя квадратическая погрешность исправленных показаний термометров не превышает $\pm 0,15^\circ$ при температуре выше -65° и только при температуре -70° увеличивается до $\pm 0,24^\circ$. Это увеличение можно объяснить неустойчивостью температуры выступающего столбика спирта и ненадежностью инструментальных поправок при температурах около -70° .

Выводы

1. Спиртовой термометр (ГОСТ-4497-52) может быть использован для измерения температуры жидкости в открытых ваннах при условии введения дополнительной поправки на температуру выступающего столбика спирта. Средняя квадратическая погрешность измерения температуры после введения поправок составляет $\pm 0,25^\circ$ при температуре -70° и $\pm 0,15^\circ$ при температурах выше -65° .

2. Для обеспечения указанной точности необходимо при измерениях соблюдать следующие условия:

а) погружать термометры в жидкость в вертикальном положении до отметки на шкале -75° ;

б) производить медленное охлаждение жидкости вместе с установленными термометрами. Скорость охлаждения не должна превышать 2° за 1 мин.;

в) термометры крепить на штативе, не применяя различного рода защитных оправ, могущих исказить распределение температуры вдоль шкалы и тем самым изменить значения поправок.

3. При соблюдении указанных условий спиртовые термометры по своей точности могут быть применены в качестве вспомогательных термометров при поверке некоторых метеорологических и аэрологических приборов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кедроливанский В. Н. и Стернзат М. С. Метеорологические приборы. Гидрометеониздат, 1953.
2. Методические указания ЦАО, вып. 22, 1959.

Н. Н. АЛТАЙ
(Башкирский Государственный университет)

К ТЕОРИИ АНЕМОМЕТРИЧЕСКОЙ ВЕРТУШКИ

Решается уравнение, связывающее скорость ветрового потока со скоростью вращения анемометрической вертушки. Экспериментальная проверка уравнения показывает, что на основе соответствующего расчета можно построить градуировочную кривую.

Допустим, что сумма моментов действующих на анемометр сил при установившемся движении равна нулю. Тогда вращательный момент

$$M_{\text{в}} = k_1 \rho V^2,$$

а момент силы сопротивления воздуха,

$$M_{\text{с}} = k_2 \rho n^2.$$

При этом кинетический момент трения

$$M_{\text{к}} = a n^2.$$

Здесь коэффициенты k_1 , k_2 зависят от параметров анемометра, ρ — плотность воздуха, V — скорость потока, n — скорость вращения вертушки, a — коэффициент пропорциональности.

Вращательный момент можно представить в виде выражения

$$k_1 \rho V^2 = k_2 \rho n^2 + a n^2 + M_{\text{ст}},$$

где $M_{\text{ст}}$ — статический момент трения.

Решая относительно V , получим

$$V = \sqrt{A n^2 + (b n^2 + B) \frac{\rho_0}{\rho}}, \quad (1)$$

где $A = \frac{k_2}{k_1}$, $b = \frac{a}{k_1 \rho_0}$, $B = \frac{M_{\text{ст}}}{k_1 \rho_0}$, ρ_0 — стандартная плотность воздуха, ρ — плотность воздуха в условиях измерения потока.

Если плотность воздуха не меняется ($\rho_0 = \rho$), то уравнение (1) можно выразить в виде

$$V = \sqrt{N n^2 + B}, \quad (2)$$

где $N = A + b$.

Коэффициенты уравнения определяются на основании экспериментальных данных по методу наименьших квадратов [1] исходя из условия, что

$$\sum_{i=1}^s \left[V_i^2 \frac{\rho}{\rho_0} - \left(A n_i^2 \frac{\rho}{\rho_0} + b n_i^2 + B \right) \right]^2 = \min,$$

где ρ_0 — нормальная плотность воздуха, ρ — плотность воздуха в барокамере, i — номера сравнения скорости вращения вертушки со скоростью потока. Из последнего выражения получаем три уравнения для определения A , B , b :

$$\frac{\frac{\rho}{\rho_0} \sum_{i=1}^s V_i^2 n_i^2}{S} = \frac{A \frac{\rho}{\rho_0} \sum_{i=1}^s n_i^4}{S} + \frac{b \sum_{i=1}^s n_i^4}{S} + \frac{B \sum_{i=1}^s n_i^2}{S},$$

$$\frac{\frac{\rho}{\rho_0} \sum_{i=1}^s V_i^2}{S} = \frac{A \frac{\rho}{\rho_0} \sum_{i=1}^s n_i^2}{S} + \frac{b \sum_{i=1}^s n_i^2}{S} + B,$$

$$\frac{\sum_{i=1}^s V_i^2 n_i^2}{S} = \frac{(A + b) \sum_{i=1}^s n_i^4}{S} + \frac{B \sum_{i=1}^s n_i^2}{S}.$$

Для ускорения расчетов можно ограничиться тремя-четырьмя сравнениями скорости вращения вертушки со скоростью потока.

При определении коэффициентов уравнения (1) мы воспользовались результатами ранее выполненной градуировки лопастной вертушки [2].

Для первых двух уравнений использованы данные градуировки при давлении 183 мм рт.ст. ($\frac{\rho}{\rho_0} = 0,188$) — скорости потока 72,0; 82,7 и 91,0 см/сек. и соответствующие им значения скорости вращения лопастей в 2,20; 2,93 и 3,63 об/сек. Третье уравнение было составлено по данным градуировки при наземном давлении ($\frac{\rho}{\rho_0} = 1$) — скорости потока 56,4; 81,5 и 105,0 см/сек. и скорости вращения вертушки, равные 3,27; 5,10 и 6,54 об/сек.

Численные значения коэффициентов для данной вертушки оказались равными $A = 212 \text{ см}^2$, $B = 705 \text{ см}^2/\text{сек}^2$, $b = 25 \text{ см}^2$. Подставляя значения коэффициентов в уравнение движения (1), можно получить

$$V_{\Pi} = \sqrt{212n^2 + (25n^2 + 705) \frac{\rho_0}{\rho}}.$$

Уравнение градуировочной кривой, согласно [2], имеет вид

$$V_s = 14,4n + 11 \left(\frac{\rho_0}{\rho} \right)^{0,8}.$$

В таблице помещены для сравнения рассчитанные значения V_{Π} и V_s при $\rho_0 = \rho$.

Скорости потока, см/сек.	Число оборотов вертушки, об/сек.								
	0	1	2	4	6	8	10	20	50
V_{Π}	26	31	41	67	96	125	156	307	769
V_s	11	25	40	69	97	126	155	299	731

Из таблицы видно, что при скоростях вращения лопасти от 2 до 20 об/сек. рассчитанные скорости почти совпадают с данными градуировки. Расхождения для крайних величин находятся в пределах погрешности поверки.

Хотя Э. Оуэр [3] экспериментально установил занижения постоянной страгивания лопастных вертушек (получаемой экстраполяцией поверочной кривой до нулевого значения оборотов вертушки), однако, насколько рассчитанная постоянная страгивания соответствует наблюдаемой, требует экспериментального подтверждения.

С целью определения погрешности измерения скорости потока, возникающей за счет изменения плотности воздуха, производился расчет скорости потока по формулам (1) и (2). При этом $\frac{\rho_0}{\rho} = 0,80$. Это отношение плотностей соответствовало условиям градуировки при давлении 1000 мб, температуре 15° и условиям измерения потока при давлении 1030 мб, температуре —40°.

Расчеты показали, что если не учитывать изменения плотности, то погрешности измерения скорости потока при скоростях вращения вертушки 1 об/сек. составляют 9%, 2 об/сек. — 5% и 6 об/сек. — 1%. Учитывая, что 6 об/сек. для данной вертушки соответствует скорости потока около 1 м/сек., можно считать, что колебания плотности в наземных условиях практически не влияют на показания прибора.

Уравнение (1) дает возможность изменить существующий метод градуировки вертушки. Например, нет необходимости устанавливать связь между скоростью потока и числом оборотов вертушки в большом диапазоне скоростей. Достаточно сделать три-четыре сравнительных отсчета для определения коэффициентов, а градуировочную кривую или переводную таблицу строить на основе расчета.

При поверке анемометров в мощных аэродинамических трубах, когда эталоном является пневматический анемометр, сравнительные отсчеты следует брать в области потока 7—15 м/сек.

Для поверки контактных анемометров в местных бюро поверки могут быть изготовлены маломощные установки (типа Упар). Сравнительные наблюдения при этом можно производить при скоростях потока 3—7 м/сек.

Таким образом, полученные результаты можно резюмировать в следующей форме.

1. Получено уточненное уравнение, связывающее скорость ветрового потока со скоростью вращения анемометрической вертушки.
2. Колебания плотности в наземных условиях практически не влияют на показания вертушки.
3. Градуировочную кривую или переводную таблицу можно строить на основе расчета.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. Физматгиз, 1958.
2. Зайчиков П. Ф. и Кряжева В. А. Некоторые результаты исследования работы крыльчатого анемометра при изменении плотности воздуха. Труды ЦАО, вып. 22, 1953.
3. Ower E. The Measurment of Air Flow. Chapt. VII. London, 1949.

СОДЕРЖАНИЕ

Н. Г. Протопопов. Некоторые вопросы теории и расчета винтовых ветро- чувствительных элементов	3
Р. А. Круглов. Бесконтактные функциональные преобразователи в качестве измерительных устройств автоматических фотометров	33
С. К. Крупенькин. Амперометрические гигрометры	40
В. И. Михайленко. Измерение влажности воздуха оптико-акустическим методом	59
С. И. Грушин, Н. Г. Протопопов. Датчик параметров ветра	69
Л. М. Персин, С. М. Персин. Способ повышения точности коммутации высокоомных датчиков	78
Н. Г. Протопопов. Комплект сетевых ветроизмерительных приборов — анеморумбометр М-63 и анеморумбограф М-64	89
Р. А. Круглов. Измерительная приставка к наземному светолокатору	107
Л. П. Афиногенов. Вычисление значений интегралов от токов и напря- жений в линейных электрических цепях	114
В. Г. Колосов, И. Н. Радомысльская. Методика и результаты рас- чета схем на принципе распределения тока в широком температурном диапазоне	117
Е. В. Романов. Перспективы применения печатного монтажа в автоматиче- ских метеорологических станциях на базе укрупненного ферритового модуля	136
В. Ф. Мелехин, И. В. Мелехина. Триггер на переключающем диоде и феррите с прямоугольной петлей гистерезиса	141
В. Ф. Мелехин, И. В. Мелехина. Логические и коммутационные схемы, использующие переключающие диоды и ферриты с ППГ	153
С. И. Грушин. Стабилизация напряжения питания импульсной подпиткой конденсатора	170
✓ Л. П. Афиногенов. Об оптимальных алгоритмах декодирования избыточ- ных кодов	174
Е. Н. Шадрина. Методика определения характеристики барической тен- денции на автоматических гидрометеорологических станциях	181
Е. Н. Шадрина. К вопросу об определении экстремальных значений тем- пературы воздуха с помощью автоматических гидрометеорологических станций	189
В. А. Клеванцова. Об усовершенствовании метода поверки актинометри- ческих приборов в лабораторных условиях	195
Б. П. Зайчиков. Погрешности спиртовых термометров при измерении тем- пературы жидкости в открытых ваннах	199
Н. Н. Алтай. К теории анемометрической вертушки	203

Труды ГГО, вып. 199

Метеорологические приборы и автоматизация метеорологических измерений

Редактор *Л. Л. Бельская*

Техн. редактор *Л. А. Липатова*

Корректоры: *Е. П. Баскакова, М. Н. Казаринова*

Сдано в набор 14/V 1966 г.	Подписано к печати 15/IX 1966 г.	Бумага 70×108 ^{1/16}
Бум. л. 6,5. Печ. л. 18,2. Уч.-изд. л. 16,36.	Тираж 970 экз. М-20887.	Индекс МЛ-134.
Гидрометеорологическое издательство.	Ленинград, В-53, 2-я линия, д. № 23.	
Заказ № 436	Цена 1 руб. 15 коп.	

Ленинградская типография № 8 Главполиграфпрома Комитета по печати
при Совете Министров СССР
Ленинград, Прачечный пер., д. 6

