

ВСЕСОЮЗНЫЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ
ИМЕНИ Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

10/II-79

ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ГИДРОФИЗИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 235 (295)



1884



ВСЕСОЮЗНЫЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ
имени Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА



ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ГИДРОФИЗИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 235 (295)

Под редакцией Д. Ф. Тартаковского



Ленинград
«ЭНЕРГИЯ»
Ленинградское отделение
1979

Сборник посвящен результатам работ в области гидрофизических измерений, выполненных в 1975—1977 гг.

Сборник открывается статьями, описывающими результаты теоретических и экспериментальных исследований термометров сопротивления и термоанемометров, используемых для измерений в водных потоках.

Группа статей посвящена вопросам измерения пульсаций удельной электрической проводимости. Рассматриваются новые методы и средства измерений, приборы и их метрологические характеристики.

В сборник включены также статьи по вопросам построения измерительных систем с вынужденным питанием мостовых схем, обеспечивающих повышение чувствительности средств измерения.

Сборник рассчитан на научных и инженерно-технических работников, занимающихся разработкой, исследованием и эксплуатацией средств гидрофизических измерений.

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ГИДРОФИЗИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИИ

Труды метрологических институтов СССР

Выпуск 235(295)

Редактор *И. А. Шайкевич*
Технический редактор *Т. В. Гвоздева*
Корректор *И. Л. Перескокова*

Сдано в набор 08.09.78. Подписано в печать 22.01.79. М-28847.
Формат 60×90/16. Бумага типографская № 2. Гарнитура шрифта литературная.
Печать высокая. Усл. печ. л. 3,5. Уч.-изд. л. 4,41.
Тираж 1000. Заказ 409. Цена 45 коп.

Ленинградское отделение издательства «Энергия»,
192041, Ленинград, Д-41, Марсово поле, 1.

Типография Всесоюзного ордена Трудового Красного Знамени
научно-исследовательского института гидротехники имени Б. Е. Веденеева,
195220, Ленинград, Гжатская ул., 21.

И $\frac{30306-111}{051(01)-79}$ без объявл. 2103000000

© Всесоюзный ордена Трудового Красного Знамени
научно-исследовательский институт метрологии
имени Д. И. Менделеева (ВНИИМ), 1979

ТЕПЛОБМЕН ПЛЕНОЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СКОРОСТИ

Пленочные преобразователи представляют собой тонкую металлическую пленку, нанесенную на стеклянную или кварцевую подложку. Благодаря высокой механической прочности и надежности в работе они получили широкое распространение для измерений скоростей потоков жидкостей и газов. Представляет интерес изучение процесса теплообмена пленочного преобразователя при работе его в режиме термоанемометра. Теплофизическая модель преобразователя представлена на рис. 1 в виде полупространства с нанесенной на поверхность пленкой шириной $2b$. Будем полагать температуру пленки постоянной по толщине и равной температуре поверхности подложки. Задача о теплообмене преобразователя сводится тогда к нахождению распределения температуры в подложке.

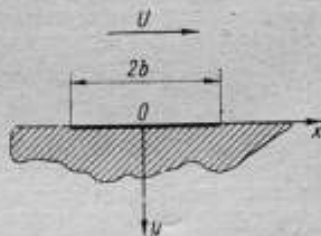


Рис. 1. Расчетная схема пленочного преобразователя скорости

Уравнение теплопроводности для подложки имеет вид

$$\frac{\partial^2 T(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T(x, y)}{\partial y^2} = 0. \quad (1)$$

Граничные условия

$$\left. \begin{aligned} \alpha T(x, 0) - \lambda \frac{\partial T(x, 0)}{\partial y} &= f(x); \\ f(x) &= \begin{cases} q & \text{при } |x| < b; \\ 0 & \text{при } |x| > b; \end{cases} \\ T(x, y) &\rightarrow 0 \text{ при } x \rightarrow \pm \infty, y \rightarrow \infty. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Коэффициент теплоотдачи α зависит от скорости набегающего потока.

Преобразуя уравнения (1) и (2) по Фурье по координате x , получаем

$$\frac{d^2 T(y, k)}{dy^2} - k^2 T(y, k) = 0; \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} \alpha T(0, k) - \lambda \frac{dT(0, k)}{dy} &= \frac{q}{k} \sin bk; \\ T(y, k) &\rightarrow 0 \text{ при } y \rightarrow \infty, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где

$$T(y, k) = \int_0^{\infty} T(x, y) \cos kx dx.$$

Решение уравнения (3) при граничных условиях (4) имеет вид:

$$T(y, k) = \frac{q}{k} \frac{\sin bk}{a + \lambda k} \exp(-ky). \quad (5)$$

Из (5) обратным преобразователем Фурье при $y=0$ получаем распределение температуры по поверхности подложки

$$T(x, 0) = \frac{2q}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin bk \cos kx}{k(a + \lambda k)} dk. \quad (6)$$

Показания измерительного прибора, подключенного к преобразователю, определяются средним по ширине пленки значением температуры:

$$T = \frac{1}{b} \int_0^b T(x, 0) dx = \frac{2q}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin^2 bk}{k^2(a + \lambda k)} dk. \quad (7)$$

При экспериментальном изучении теплообмена известны величины T и q (на основе измерения тока, протекающего через пленку, и сопротивления ее). По этим данным можно определить кажущийся коэффициент теплопередачи

$$\alpha' = \frac{q}{T}. \quad (8)$$

Как видно из (8), α' вообще говоря не совпадает с коэффициентом конвективной теплопередачи α , определяемым условиями теплообмена на поверхности подложки. Однако при некоторых условиях они близки между собой. Эти условия можно определить, исходя из оценки интеграла (7). Функция $\frac{\sin^2 bk}{k^2 b^2}$ убывает при увеличении аргумента kb и при $kb > 3$ близка к нулю.

Поэтому максимальное значение k в интеграле (7), не внося большой погрешности, можно принять равным $3/b$. Если конвективный теплообмен настолько интенсивен, что выполняется условие

$$\alpha > \lambda k_{\max} = \frac{3\lambda}{b}, \quad \text{т. е. } Bi = \frac{\alpha b}{\lambda} > 3, \quad (9)$$

то величиной λk в знаменателе (7) можно пренебречь. При этом интеграл (7) равен $\pi b/2$ и $\alpha' = \alpha$.

Для обычно применяемых пленочных преобразователей условие (9) выполняется при измерениях в воде и не выполняется в воздухе. В последнем случае связь между α' и α описывается соотношениями (7) и (8).

Экспериментальная проверка (7) проводилась путем сравнения градуировочных характеристик пленочных термоэлеметров в воде и воздухе. При этом градуировочные характеристики строились в координатах $\frac{Nu}{Pr^{1/3}} =$

$= f(\sqrt{Re})$, где $Nu = \frac{2\alpha' b}{\lambda_n}$. Величина $2b/\lambda_n$ для воздуха считалась равной $\alpha' b/\lambda_n$ для воды при одинаковых Re для воды и воздуха. Таким образом, коэффициент конвективного теплообмена в воздушном потоке определялся по теплообмену в воде, (где он полагался чисто конвективным), с использованием универсальной зависимости $Nu = f(Re, Pr)$.

Результаты сравнения расчета по (7) с экспериментом приведены на рис. 2. Расчет уточняет приближенную оценку (9) — теплообмен преобразователя можно считать чисто конвективным при $Bi > 5$. Данные эксперимента довольно близки к расчетным. Степень совпадения определяется особенностями геометрии преобразователя, которые приведены в таблице к рис. 2.

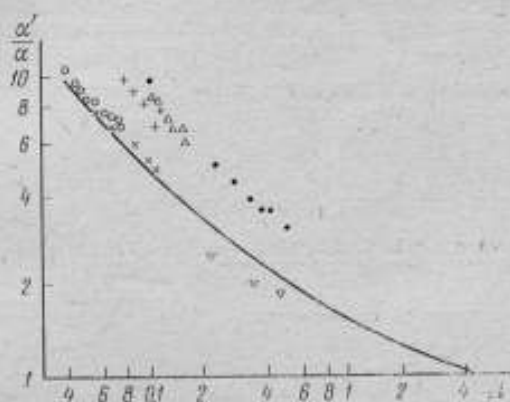


Рис. 2. Связь между конвективным α и полным α' коэффициентами теплопередачи пленочного преобразователя

Обозначение	Тип подложки	Ширина пленки $2b$, мм	Расстояние от передней кромки, мм	Примечание
◇	Клин	0,2	1	Угол раствора 15°
○	Конус	0,2	1,5	
□	Клин	0,25	1,5	Угол раствора 30°
△		0,25	1,5	
▽	Клин	0,2	0	Пленка расположена с обеих сторон передней кромки
●		1,5	2,3	

Наблюдаемое расхождение можно объяснить приближенностью принятой схемы расчета, не учитывающей форму преобразователя. Учет формы преобразователя значительно усложнил бы расчет и должен был бы проводиться отдельно для каждого случая. Представляется, что принятая схема все же лучше отражает особенности теплообмена, чем предложенная в работе [1], где влияние подложки предлагается учитывать постоянным слагаемым $0,6 \lambda/\lambda_m$ в соотношении

$$Nu = (4 + 1,5 \sqrt{Re}) Pr^{0,33} + 0,6 \frac{\lambda}{\lambda_m} \quad (10)$$

В действительности же, как показывает расчет и эксперимент, универсальные зависимости для конвективного теплообмена пленки сохраняются для воды и воздуха, а полный коэффициент теплообмена связан с конвективным α соотношением (7).

Для определения реакции термометра с пленочным преобразователем на пульсации скорости рассмотрим задачу о нестационарном теплообмене.

Представим температуру и коэффициент теплопередачи в виде суммы двух слагаемых $T+t$ и $\alpha+\tilde{\alpha}$. Будем полагать T — постоянной во времени и изменяющейся по координатам x и y в соответствии с решением стационарной задачи, определяемой уравнением (1) и граничными условиями (2); t — изменяется во времени и пространстве; $\tilde{\alpha}$ — постоянна в пространстве и переменна во времени. Будем считать, что

$$t \ll T, \quad \tilde{\alpha} \ll \alpha. \quad (11)$$

Уравнение пульсаций температуры подложки имеет вид

$$\frac{\partial^2 t(x, y, \tau)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 t(x, y, \tau)}{\partial y^2} = \frac{1}{a} \frac{\partial t(x, y, \tau)}{\partial \tau}. \quad (12)$$

Граничные условия этого уравнения

$$\left. \begin{aligned} \lambda \frac{\partial t(x, 0, \tau)}{\partial y} - \alpha t(x, 0, \tau) &= \tilde{\alpha}(\tau) T(x, 0) - \varphi(x, \tau); \\ \varphi(x, \tau) &= \begin{cases} \tilde{q}(\tau) & \text{при } |x| < b; \\ 0 & \text{при } |x| > b; \end{cases} \\ t(x, y, \tau) &\rightarrow 0 \text{ при } x \rightarrow \pm \infty, y \rightarrow \infty. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

После преобразований уравнений (12) и (13) по Фурье по координате x и преобразования по Лапласу по времени, они принимают вид

$$\frac{d^2 t(y, k, s)}{dy^2} - \left(k^2 + \frac{s}{a}\right) t(y, k, s) = 0; \quad (14)$$

$$\lambda \frac{dt(0, k, s)}{dy} - \alpha t(0, k, s) = \tilde{\alpha}(s) T(k) - \frac{\tilde{q}(s) \sin kb}{k}; \quad (15)$$

$$t(y, k, s) \rightarrow 0 \text{ при } y \rightarrow \infty.$$

Решение задачи имеет вид

$$t(y, k, s) = A \exp\left(-\sqrt{k^2 + \frac{s}{a}} y\right). \quad (16)$$

Постоянную A находим из граничного условия (15), подставляя вместо $T(k)$ правую часть (5) при $y=0$

$$A = t(0, k, s) = \frac{\frac{q \sin kb}{k(a+\lambda k)} \tilde{\alpha}(s) - \frac{\sin kb}{k} \tilde{q}(s)}{\alpha + \lambda \sqrt{k^2 + s/a}}. \quad (17)$$

Из (17) находим преобразование Лапласа пульсации температуры поверхности подложки

$$t(x, 0, s) = -\frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\frac{q \sin kb}{k(a+\lambda k)} \tilde{\alpha}(s) - \frac{\sin kb}{k} \tilde{q}(s)}{\alpha + \lambda \sqrt{k^2 + s/a}} \cos kx dx. \quad (18)$$

Пульсационную составляющую теплового потока \tilde{q} определяем по закону Джоуля-Ленца

$$q + \tilde{q} = (I + j)^2 (R + r) \frac{1}{F} \quad (19)$$

Полагая, аналогично (11),

$$j \ll I, \quad r \ll R, \quad (20)$$

из (19) получаем

$$\tilde{q} = \frac{I r}{F} + \frac{2 I R j}{F} \quad (21)$$

Зависимость между пульсационным сопротивлением и средней по пленке пульсационной температурой описывается соотношением

$$r = R_0 g t, \quad (22)$$

где

$$t = \frac{1}{b} \int_0^b t(x, 0) dx.$$

Подставляя (22) в (21), находим пульсацию теплового потока с поверхности пленки

$$\tilde{q} = \frac{I r_0 g}{F} t + \frac{2 I R}{F} j. \quad (23)$$

Термоанемометр работает в двух режимах: постоянного тока $j=0$, постоянного сопротивления $j=-r g I$.

Величина g называется крутизной контура. Соотношение (23) можно переписать в таком виде

$$\tilde{q} = \frac{I r_0 R_0}{F} (1 - 2 g R) t = B t. \quad (24)$$

Оба режима работы термоанемометра описываются этим соотношением: режим постоянного тока при $g=0$, постоянной температуры $g \neq 0$. Из (18) с учетом (24) находим преобразование Лапласа пульсационной температуры пленки

$$t(s) = -\frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\frac{q \sin^2 kb}{bk^2(\alpha + \lambda k)} \tilde{\alpha}(s) - \frac{\sin^2 kb}{bk^2} B t(s)}{\alpha + \lambda \sqrt{k^2 + \frac{s}{a}}} dk. \quad (25)$$

Из (25) находим передаточную функцию преобразователя по отношению к пульсациям $\tilde{\alpha}$ или, что то же самое по отношению к пульсациям скорости потока, так как при выполнении (11) пульсации $\tilde{\alpha}$ пропорциональны пульсациям скорости

$$\frac{t(s)}{\tilde{\alpha}(s)} = -\frac{2q}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\frac{\sin^2 kb}{bk^2(\alpha + \lambda k)} dk}{\alpha + \lambda \sqrt{k^2 + \frac{s}{a}}} \left[1 - \frac{2B}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\frac{\sin^2 kb}{bk^2}}{\alpha + \lambda \sqrt{k^2 + \frac{s}{a}}} dk \right]^{-1}. \quad (26)$$

В дальнейшем будем рассматривать только частотную характеристику, получаемую из (26) подстановкой $s = \omega i$,

$$\frac{t(\omega i)}{\bar{\alpha}(\omega i)} = -\frac{2q}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin^2 kb}{bk^2(\alpha + \lambda k)} dk \left[1 - \frac{2B}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin^2 kb}{bk^2} dk \right]^{-1} \quad (27)$$

При интенсивном теплообмене, как и в случае стационарном, воспользуемся приближенной оценкой, т. е. положим $\lambda k = 0$. При этом из (27) получаем частотную характеристику

$$\frac{t(\omega i)}{\bar{\alpha}(\omega i)} = \frac{\int_0^{\infty} \frac{\sin^2 kb}{bk^2(\alpha + \lambda k)} dk}{\alpha + \lambda \sqrt{\frac{\omega i}{a}} - B} = \frac{T}{\alpha + \lambda \sqrt{\frac{\omega i}{a}} - B} \quad (28)$$

Формула (28) приведена в [1]. Расчетом установлено, что она справедлива только при интенсивном теплообмене. В случае сильной обратной связи, т. е. при больших g , в знаменателе (28) B может быть большим по абсолютной величине по сравнению с другими слагаемыми. При этом частотная характеристика термоанемометра в широком диапазоне частот не будет зависеть от частоты. При слабом теплообмене, т. е. в том случае, если величиной λk пренебречь нельзя, частотная характеристика будет зависеть от частоты при любых значениях B . Полагая в (27) $\omega \rightarrow \infty$, $B \rightarrow \infty$, получаем частотную характеристику при больших частотах

$$\frac{t(\omega i)}{\bar{\alpha}(\omega i)} = -\frac{2q}{\pi B} \int_0^{\infty} \frac{\sin^2 kb}{bk^2(\alpha + \lambda k)} dk \quad (29)$$

Таким образом, при высоких частотах частотная характеристика термоанемометра постоянного сопротивления постоянна, но отлична от ее значения при $\omega = 0$, которое находим, полагая в (27) $B \rightarrow \infty$, $\omega \rightarrow 0$.

$$\frac{t(0)}{\bar{\alpha}(0)} = \frac{q}{B} \frac{\int_0^{\infty} \frac{\sin^2 kb}{bk^2(\alpha + \lambda k)^2} dk}{\int_0^{\infty} \frac{\sin^2 kb}{bk^2(\alpha + \lambda k)} dk} \quad (30)$$

Разделив (28) на (29), получаем отношение динамической чувствительности при высоких частотах к статической, т. е.

$$\frac{t(\omega)}{t(0)} = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\infty} \frac{\sin^2 kb}{bk^2(\alpha + \lambda k)} dk \right]^2 \left[\int_0^{\infty} \frac{\sin^2 kb}{bk^2(\alpha + \lambda k)^2} dk \right]^{-1} \quad (31)$$

Результаты расчета по формуле (31) приведены на рис. 3. Как и для стационарного теплообмена, теплоотвод в подложку перестает влиять на работу преобразователя при $Bi > 5$.

На рис. 4 дана частотная характеристика пленочного преобразователя фирмы DISA, найденная путем сравнения результатов измерения спектра турбулентности воздушного потока пленочным и проволочным преобразователями при двух различных интенсивностях турбулентности. Измерения про-

водились с использованием термоанемометра постоянного сопротивления фирмы DISA. Как видно, частотная характеристика термоанемометра неравномерна. Значение частотной характеристики при высоких частотах, согласно рис. 2 и 4, должно было бы быть 0,15. Измеренные экспериментально значения оказались больше, но они падают с увеличением частоты. Здесь, по-видимому, не достигнуты частоты, при которых выполняется (29), так как спектр турбулентности не был достаточно широким.

Отметим, что влияние теплоотвода в подложку исследовалось ранее в работе [2]. Там пленочный преобразователь был представлен бесконечной пластиной ограниченной толщины, на одной стороне которой выделяется тепло, на другой происходит конвективный теплообмен, а условие замкнутости обратной связи термоанемометра введено предположением отсутствия пульсаций температуры на поверхности, воспринимающей тепло. Представляется, что модель, предложенная в данной статье, более адекватно отражает тепловые процессы, происходящие

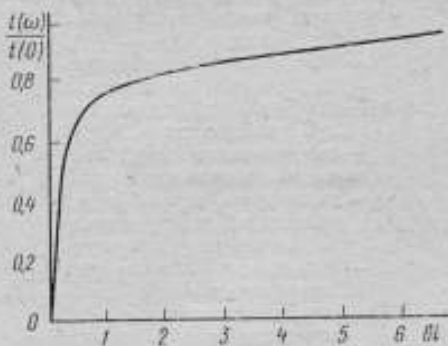


Рис. 3. Отношение динамической чувствительности термоанемометра постоянного сопротивления с пленочным преобразователем к его статической чувствительности

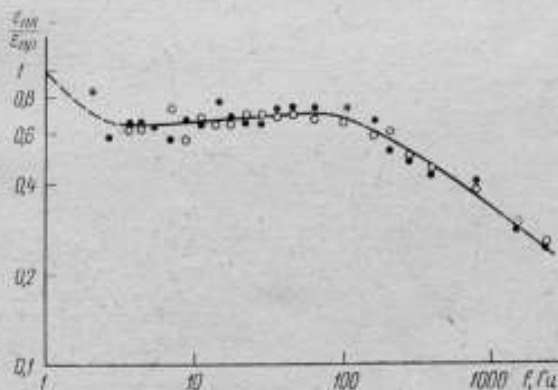


Рис. 4. Частотная характеристика термоанемометра постоянного сопротивления с пленочным преобразователем в воздушном потоке

в пленочном преобразователе, а также особенности работы термоанемометра с обратной связью. Выполненные расчеты дают результаты, близкие к экспериментальным.

ОБОЗНАЧЕНИЯ

<p>$T(x, y)$ — температура подложки;</p> <p>x — координата, отсчитываемая вдоль поверхности подложки;</p> <p>y — координата, отсчитываемая в глубину подложки;</p> <p>α — коэффициент конвективной теплопередачи;</p> <p>λ — коэффициент теплопроводности подложки;</p> <p>q — количество тепла, выделяемое в единицу времени на единицу поверхности пленки протекающим через нее током;</p> <p>$2b$ — ширина пленки;</p> <p>k — параметр преобразования Фурье;</p> <p>α' — полный коэффициент теплопередачи, определяемый экспериментально по току, протекающему через пленку, и ее перегреву относительно среды;</p> <p>T — средняя температура пленки;</p> <p>$Nu = \frac{2\alpha b}{\lambda_n}$ — критерий Нуссельта;</p> <p>λ_n — коэффициент теплопроводности потока, омывающего преобразователь;</p> <p>$Re = \frac{2Ub}{\nu}$ — критерий Рейнольдса;</p>	<p>U — скорость потока;</p> <p>ν — кинематическая вязкость;</p> <p>$Pr = \frac{\nu}{\alpha}$ — критерий Прандтля;</p> <p>$t(x, y, \tau)$ — пульсация температуры;</p> <p>$\alpha(\tau)$ — пульсация коэффициента конвективной теплопередачи;</p> <p>a — коэффициент теплопроводности;</p> <p>$\tilde{q}(\tau)$ — пульсация тепловыделения в пленке;</p> <p>s — параметр преобразования Лапласа;</p> <p>I — среднее значение тока, протекающего через пленку;</p> <p>j — пульсация тока;</p> <p>R — среднее значение сопротивления пленки;</p> <p>r — пульсация сопротивления;</p> <p>F — площадь пленки;</p> <p>R_0 — сопротивление пленки при температуре 0°C;</p> <p>β — температурный коэффициент сопротивления;</p> <p>t — пульсация температуры пленки;</p> <p>g — крутизна контура;</p> <p>i — мнимая единица.</p>
---	--

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ling S. C. Heat-Transfer Characteristics of Hot-Film Element Used in Flow Measurement.—Trans. ASME, I. B. E. sept. 1960.
2. Bellhouse B. I., Rasmussen C. G. Low frequency characteristics of hot-film anemometers.—DISA Inf., 1968, № 6.

Поступила в редакцию 10/XI 1977 г.

УДК 536.5 : 532

А. М. Азизов

ЛТИ им. ЛЕНСОВЕТА

СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУР, ИНВАРИАНТНЫЕ К НЕЛИНЕЙНЫМ ИСКАЖЕНИЯМ

В практике измерения температуры встречается задача, когда по показаниям нелинейного измерительного преобразователя требуется определить постоянную температуру среды в течение времени, значительно меньшего, чем

время переходного процесса термоприемника. Можно построить измерительную систему, которая будет удовлетворять указанным условиям и, кроме того, будет инвариантна к нелинейным искажениям, т. е. показания такой системы будут свободны от неопределенности, обусловленной неизвестностью (или частичной неизвестностью) параметра, характеризующего степень нелинейности термоприемников.

Простейшая измерительная система подобного рода описывается уравнением

$$\{1 + \sigma_c [U(t) - U_0]\} \frac{dU(t)}{dt} + mU(t) = m\theta(t), \quad U(0) = U_0, \quad (1)$$

где $U(t)$, $\theta(t)$ — температуры термоприемника и среды соответственно; σ_c , m — параметры, характеризующие теплофизические свойства термоприемника.

Если $\theta(t) = \theta = \text{const}$, то для решения поставленной задачи достаточно составить систему четырех уравнений, представляющих запись уравнения (1) для четырех моментов времени, рассмотреть эту систему как алгебраическую относительно величин σ_c , U_0 , m , θ и найти из этой системы θ . Таким образом, эта задача измерения оказывается простой, и ее решение требует лишь подвергнуть выходной сигнал термоприемника специальной обработке.

Заметим, что метод, предложенный А. Н. Гордовым* для линейных термоприемников ($\sigma_c = 0$), является частным случаем описанной процедуры восстановления температуры.

Для простейших нелинейных термоприемников более корректной оказывается физическая модель, описываемая уравнением

$$\{1 + \sigma_c [U(t) - U_0]\} \frac{dU(t)}{dt} + m[U(t) - \theta(t)] + mk \frac{d[U(t) - \theta(t)]}{dt} = 0, \quad (2)$$

где σ_c , m , k — постоянные величины.

Однако в этом случае неизвестными оказываются пять величин, а именно σ_c , U_0 , m , k , θ . Изложенное выше справедливо и для данного случая, разница заключается только в том, что необходимо составлять систему из пяти уравнений. С целью проверки правильности утверждения проведены эксперименты, суть которых заключалась в следующем: подвергая выходной сигнал термоприемника на различных участках обработки, определяли величину температуры среды, которую затем сравнивали с истинной величиной температуры среды (истинная величина температуры среды становилась известной по завершении переходного процесса). Результаты экспериментальных исследований, соответствующих физической модели термоприемников (2), приведены в таблице, где T — это время, по истечении которого величина $U(t) - U_0$ достигала значения $0,97(\theta - U_0)$, а θ_0 — значение температуры потока, определенное в соответствии с описанной выше методикой.

Как следует из приведенных результатов, с точки зрения более точного восстановления температуры среды, наилучшими участками переходного процесса являются участки $t \in [0; 0,25T]$, $t \in [0,25T; 0,5T]$. Использование участков $t \in [0,5T; 0,75T]$ оказывается неэффективным, очевидно, ввиду больших погрешностей обработки на пологих участках, а также потому, что в этом случае не удалось бы удовлетворить одному из основных требований поставленной задачи — требованию определения температуры среды в течение времени, существенно меньшем длительности переходного процесса.

Очевидно, что сформулированная выше постановка задачи измерения в определенных условиях может оказаться чрезмерно общей, так как некоторые из величин σ_c , U_0 , m , k могут быть известны до процесса измерения.

Сложнее оказывается задача создания системы, инвариантной к нелинейным искажениям в условиях, когда измеряемая температура среды является переменной во времени. Разработанная нами система основана на использовании простейших термоприемников, причем в качестве физической модели термоприемников принята модель, описываемая уравнением (2).

* См. А. Н. Гордов. Основы параметрии. М., Металлургия, 1964.

Показания измерительной системы, инвариантной к нелинейным искажениям, при измерении постоянных температур потоков (приведенные значения θ_0 являются средними статистическими)

Материал термоприемника	Показания измерительной системы, инвариантной к нелинейным искажениям; θ_0 (°C)			Температура потока θ , °C
	$t \in [0; 0,257]$	$t \in [0,257; 0,57]$	$t \in [0,57; 0,757]$	
Медь	585	582	572	600
Вольфрам	972	965	951	1000
Никель	341	338	332	350
Платина	779	775	763	800
Термопары: платино-родий-платина	1460	1453	1427	1500
Хромель-алюмель	537	534	526	550

Два используемых в указанной системе термоприемника изготавливались из одного материала, но имели различные определяющие размеры, т. е. поведение этих термоприемников описывалось уравнениями

$$(1 + \sigma_c [U_1(t) - U_0]) \frac{dU_1}{dt} + m_1 [U_1(t) - \theta(t)] + m_1 k_1 \frac{d[U_1(t) - \theta(t)]}{dt} = 0, \quad (3)$$

$$(1 + \sigma_c [U_2(t) - U_0]) \frac{dU_2}{dt} + m_2 [U_2(t) - \theta(t)] + m_2 k_2 \frac{d[U_2(t) - \theta(t)]}{dt} = 0,$$

где m_1, m_2, k_1, k_2 считаются известными постоянными величинами.

Из этой системы следует дифференциальное соотношение для температуры среды

$$(m_1 k_1 - \beta m_2 k_2) \frac{d\theta(t)}{dt} + (m_1 - \beta m_2) \theta(t) = \gamma(t), \quad (4)$$

где

$$\beta = \frac{(U_1 - U_0) U_1'}{(U_2 - U_0) U_2'}, \quad \gamma = U_1' + m_1 U_1 + m_1 U_1' k_1 - \beta U_2' - \beta m_2 U_2 - \beta m_2 k_2 U_2'.$$

Так как используемые термоприемники изготавливались из одного материала, то полагалось $k_1 = k_2 = k$, поэтому для температуры среды справедливо соотношение

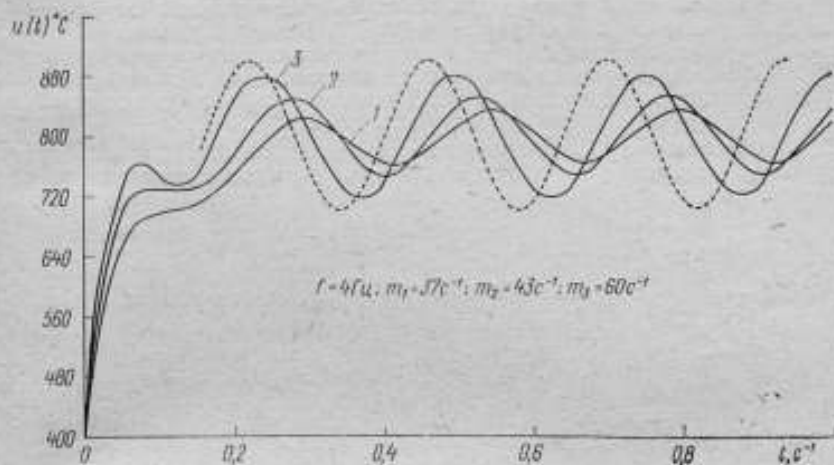
$$\theta(t) = e^{-\frac{1}{k}t} \left[\theta(0) + \int_0^t e^{\frac{1}{k}\tau} \frac{1}{k(m_1 - \beta m_2)} (U_1' + m_1 U_1 + m_1 k U_1' - \beta U_2' - \beta m_2 U_2 - \beta m_2 k U_2') d\tau \right]. \quad (5)$$

Как видно, с течением времени величина первого слагаемого будет пренебрежимо малой, и характер изменения температуры среды определится только вторым слагаемым.

На рисунке приведены результаты измерения температуры, полученные с использованием алгоритма (5). Измерения осуществлялись одновременно тремя термоприемниками, изготовленными из одного материала, но имеющими различные определяющие размеры. Термоприемники с наименьшим определяющим размером служили в качестве контрольного термоприемника. При восстановлении температуры среды в соответствии с алгоритмом (5) в качестве первичных измерительных преобразователей использовались два наиболее инерционных (из трех) термоприемника (кривая 1 и 2).

Ввиду того, что восстановление температуры среды по соотношению (5) осуществлялось с помощью дискретных вычислительных средств с последующей цифровой записью, восстановленные значения температуры среды представляют собой дискретные множества.

Следует отметить, что ввиду значительных перепадов температур в таких экспериментах, использование (в качестве контрольного) еще менее инерционных термодатчиков не представлялось возможным (частые разрывы).



Восстановление температуры среды измерительной системой, инвариантной к нелинейным искажениям

----- соответствует показаниям инвариантной системы.

В то же время инерционные термодатчики, участвовавшие в процессе восстановления температуры среды по алгоритму (5), вполне надежно работали при значительно больших перепадах температур, а сама процедура восстановления температуры среды по этому алгоритму оказывается вполне эффективной.

Приведенные на рисунке результаты свидетельствуют о значительно более высокой точности инвариантной к нелинейным искажениям измерительной системы по сравнению с точностью каждого из отдельных измерительных преобразователей, используемых в структуре инвариантной системы.

Следует заметить, что нет принципиальных трудностей для создания системы, инвариантной одновременно как к параметрическим, так и к нелинейным искажениям. Реализация такой системы потребовала бы использования в процессе восстановления температуры среды одновременно трех измерительных преобразователей температуры. В этом случае необходимо было бы исключить из алгоритма параметры σ_c и $m(t)$.

Поступила в редакцию 10/XI 1977 г.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕРМОАНЕМОМЕТРА НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

При определении амплитудно- и фазо-частотных характеристик термоанемометра постоянной температуры, работающего на несущей частоте, можно использовать метод, описанный в работе [1]. Однако трудоемкость вычислений при обработке результатов измерений ограничивает применение этого метода. Используя способ подачи испытательного сигнала [1] и несколько изменений методики измерений, можно значительно упростить нахождение частотных характеристик термоанемометра.

Функциональная схема термоанемометра, работающего на несущей частоте, состоит из моста с измерительным преобразователем в одном из плеч и усилительного тракта, имеющего два функциональных узла — предусилитель

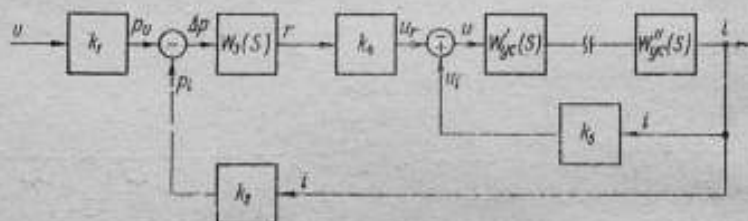


Рис. 1. Структурная схема системы термоанемометра в отклоненных переменных.

с фазочувствительным детектором и фильтром и нефазочувствительный модулятор с усилителем мощности.

На рис. 1 изображена структурная схема системы термоанемометра в отклоненных переменных, соответствующая выше описанной функциональной схеме. Здесь приняты следующие обозначения: u , r , i , p_1 , p_2 — пульсационные составляющие скорости потока, сопротивления преобразователя, силы тока, проходящего через преобразователь, мощности, выделяемой на преобразователе, и мощности, рассеиваемой им; $u = u_r \mp u_1$ — пульсационная составляющая напряжения на выходе моста (u_r обусловлена пульсацией сопротивления измерительного преобразователя, u_1 — передачей пульсационной составляющей тока питания моста в измерительную диагональ за счет статического разбаланса моста); k_1 и k_2 — коэффициенты преобразования v и i в мощность; k_3 и k_4 — коэффициенты преобразования r и i в выходное напряжение моста; $W_3(s)$ — передаточная функция измерительного преобразователя; $W_{yc}'(s)$ — передаточная функция предусилителя и фазочувствительного детектора с фильтром; $W_{yc}''(s)$ — передаточная функция модулятора и усилителя мощности. Отметим, что местная обратная связь, охватывающая усилительный тракт, в зависимости от режима работы может быть отрицательной и положительной [3].

В соответствии со структурной схемой рис. 1 передаточная функция термометра

$$\Phi_T(s) = k_1 \frac{W_3(s) k_4 \frac{W_{yc}(s)}{1 \pm W_{yc}(s) k_5}}{1 + W_3(s) k_4 \frac{W_{yc}(s)}{1 \pm W_{yc}(s) k_5} k_2} = \frac{k_1}{k_2} \frac{k_2 W_3(s) k_4 W_{yc}(s)}{1 \pm W_{yc}(s) k_5 + k_2 W_3(s) k_4 W_{yc}(s)} = \frac{k_1}{k_2} \frac{W'(s) + W''(s)}{1 + W'(s)}, \quad (1)$$

где

$$W'(s) = \pm W_{yc}(s) k_5 + k_2 W_3(s) k_4 W_{yc}(s);$$

$$W''(s) = \mp W_{yc}(s) k_5;$$

$$W_{yc}(s) = W'_{yc}(s) W''_{yc}(s).$$

Для нахождения частотной передаточной функции $\Phi_T(j\omega)$ в работе [1] определяли $W'(j\omega)$ и $W''(j\omega)$ при подаче синусоидального сигнала на вход модулятора, а затем производили вычисления по формуле (1). Причем для определения $W''(j\omega)$ измерительный преобразователь заменяли эквивалентным сопротивлением. Это усложняло эксперимент и приводило к увеличению погрешности измерения.

Процесс нахождения $\Phi_T(j\omega)$ значительно упрощается, если определять не $W''(j\omega)$, а функцию $W'(j\omega) + W''(j\omega) = k_2 W_3(j\omega) k_4 W_{yc}(j\omega)$, представляющую собой частотную передаточную функцию разомкнутой системы при точном балансе моста. Эта характеристика должна определяться при том же токе питания моста, при котором определяется $W'(j\omega)$ с той лишь разницей, что мост должен быть сбалансирован по активной составляющей.

Функцию $W'(j\omega)$ можно определять таким же образом, как описано в [1], или — разомкнув систему и установив тот же ток питания моста, который был до замыкания системы. Воспользовавшись построением амплитудной и фазовой характеристик функции $W'(j\omega)$ в логарифмическом масштабе, далее можно получить амплитудную и фазовую частотные характеристики функции $\frac{1}{1 + W'(j\omega)}$. Для этого необходимо построить характеристики функции $\frac{1}{W'(j\omega)}$ и по номограммам замыкания системы [4] получить характеристики функции

$$\frac{1}{1 + \frac{1}{W'(j\omega)}} = \frac{1}{1 + W'(j\omega)}$$

Согласно (1), сложив логарифмические характеристики функции $\frac{1}{1 + W'(j\omega)}$ с характеристиками функции $W'(j\omega) + W''(j\omega)$, получим фазо-частотную характеристику термометра и амплитудно-частотную, деленную на коэффициент k_1/k_2 , соответствующий крутизне градуировочной кривой измерительного преобразователя при данной средней скорости потока.

Смысл изложенного выше можно сформулировать следующим образом. В соответствии со схемой рис. 1 испытательный сигнал, пройдя через модулятор и усилитель мощности, поступает на две параллельные ветви, одна из которых характеризует эффект нагрева преобразователя пульсационной составляющей тока, а другая характеризует передачу пульсационной составляющей тока через разбалансированный мост. Оба эти эффекта приводят к появлению на выходе моста пульсаций напряжения.

При нахождении передаточной функции термоанемометра необходимо определить динамические свойства системы, характеризующие работу обеих параллельных ветвей вместе и одной из них. Для определения параметров ветви, характеризующей разбаланс моста по средней скорости, требуется замена измерительного преобразователя эквивалентным сопротивлением, как это сделано в [1]. Для определения параметров ветви, характеризующей тепло-

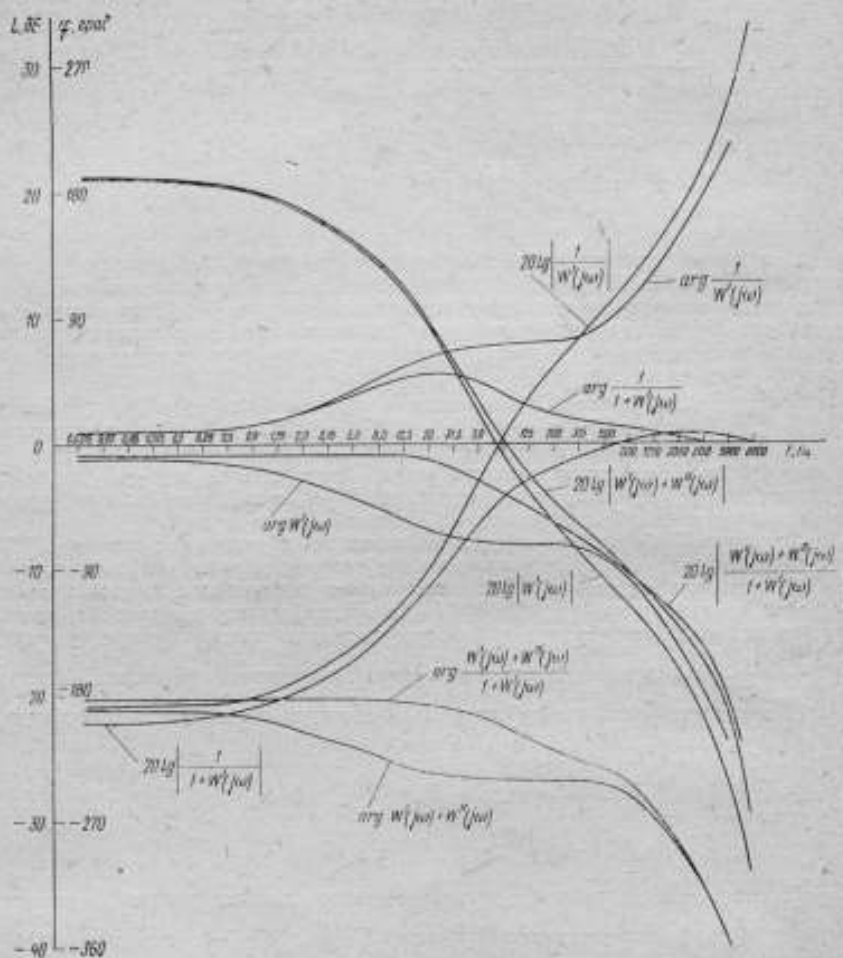


Рис. 2. Построение характеристик системы термоанемометра.

вые параметры измерительного преобразователя, требуется приведение моста к балансу при сохранении прочих условий эксперимента, как предлагается в данной работе. Во втором случае не только упрощается эксперимент, но и отпадает необходимость вычислений.

На рис. 2 для примера выполнено построение частотных характеристик замкнутого контура термоанемометра по предложенной методике. Режим работы термоанемометра был выбран таким, при котором местная обратная

связь положительна, т. е. ток питания моста был меньше тока, необходимого для баланса моста. Характеристики функций $W'(j\omega)$ и $W'(j\omega) + W''(j\omega)$ определялись при нулевой скорости потока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Плотникова Т. К., Чернов С. Ф. Определение частотных характеристик термоанемометра постоянной температуры. — В кн.: Исследования в области гидродинамических измерений/ Труды метрологических институтов СССР, Л., 1975, вып. 157 (217).
2. Болдырева Г. П., Пальтов И. П. Структурная схема и передаточные функции термоанемометра постоянной температуры/ Изв. вузов СССР — Приборостроение, Л., 1973, т. XVI, № 2.
3. Болдырева Г. П. Внутренняя обратная связь в термоанемометре и ее влияние на динамические свойства системы. — В кн.: Сборник научных трудов аспирантов/ Тр. ЛИТМО, Л., 1974.
4. Техническая кибернетика. Под ред. В. В. Солодовникова. Кн. 1, М.: Машиностроение, 1967.

Поступила в редакцию 10/XI 1977 г.

УДК 532.5

*Ю. Н. Бундин, Д. Ф. Тартаковский, В. В. Туренко,
В. Н. Хажуев*

ВНИИМ

РАБОТА КАПИЛЛЯРНО-ТРАНСФОРМАТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОВОДИМОСТИ В ПОТОКЕ

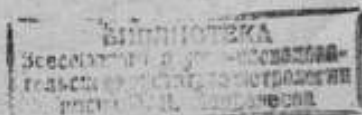
Разработанный во ВНИИМ капиллярно-трансформаторный преобразователь КТП-1 позволяет с высокой точностью измерять средние значения и пульсации удельной электрической проводимости (УЭП) в широком частотном диапазоне (от постоянной составляющей до нескольких килогерц [1, 2]).

В настоящей статье приведены результаты экспериментального исследования работы такого преобразователя при измерении среднего значения и пульсаций УЭП в потоке жидкости.

Прежде всего исследовалось влияние на результат измерения УЭП скорости потока в капилляре при различных диаметрах ($d_k = 0,25-1,5$ мм) и длинах ($l_k = 0,1-2$ мм) капилляра. Преобразователь устанавливался в гидродинамическую установку, заполненную электролитом (соленой водой) и включался в мостовую измерительную схему в режиме максимальной чувствительности ($5 \cdot 10^{-4}$ См/м). Раствор электролита тщательно перемешивался для выравнивания температурного и концентрированного полей по объему и затем пропускался через капилляр. УЭП раствора в процессе измерений поддерживалась постоянной ($\kappa = 5,21$ См/м).

Необходимая скорость потока создавалась за счет разности уровней между напорным и сливным баками и определялась по объемному расходу. Измерение среднего значения УЭП проводилось в широких пределах чисел Рейнольдса в диапазоне скоростей через капилляр от 0 до 5 м/с.

В результате было установлено, что в ламинарном режиме течения влияние скорости жидкости через капилляр v_k при измерении κ практически отсутствует. Дисперсия шумов при $v_k = 5$ м/с приблизительно на 30% больше, чем при $v_k = 0$. Это объясняется турбулизацией струи в капилляре при больших скоростях и присутствием в электролите механических взвесей, которые



при прохождении чувствительной зоны вызывают импульсы различной длительности и амплитуды, случайным образом распределенные практически по всему спектру.

В описанном эксперименте искусственно обеспечивалось продвижение жидкости через капилляр с большой скоростью. В действительности же, при измерении УЭП в свободном потоке скорость v_0 очень мала и зависит от геометрических размеров капилляра, формы отверстия и носовой части преобразователя, числа Рейнольдса, угла между направлением вектора скорости и осью преобразователя.

Учитывая, что при малых скоростях потока ($v_0 < 1$ м/с) капилляр имеет большое гидравлическое сопротивление, а динамическое давление на входе в капилляр мало, скорость течения через капилляр близка к нулю, и поэтому обтекание КТП-1 можно рассматривать как обтекание твердого тела — подобно обтеканию трубки Пито. Вместе с тем необходимо, чтобы динамическое давление незначительно изменялось в зависимости от угла атаки α . По аналогии с трубкой Пито носовая часть преобразователя может иметь коническую, полусферическую или полуэллипсоидную форму. Диаметр капилляра d_k следует выбирать в пределах $d_k = (0,125 \div 0,4)D$ (D — диаметр носовой части). При выполнении указанных условий динамическое давление изменится не более, чем на $\pm 1,5\%$ при изменении α вплоть до 15° [3, 4]. При повышенной скорости потока ($v_0 > 1$ м/с) обтекание преобразователя аналогично обтеканию трубки Вентури, установленной в свободном потоке. Поскольку капилляр имеет большое гидравлическое сопротивление потоку, то на входе в него образуется повышение давления δp . Начальное давление p_1 на входе в капилляр будет

$$p_1 = p_0 + \delta p, \quad (1)$$

где p_0 — давление в потоке.

Скорость на входе в капилляр v_1 будет меньше скорости v_0 в свободном потоке и может быть определена из уравнения [4]

$$\rho \frac{(v_0^2 - v_1^2)}{2} = \delta p = \xi_T \Delta p, \quad (2)$$

где ξ_T — коэффициент потери давления; Δp — перепад давления между входом и выходом капилляра; ρ — плотность жидкости.

Для любого сужающего устройства справедливо уравнение

$$v_1 = \alpha_1 m \sqrt{\frac{2\Delta p}{\rho}}, \quad (3)$$

где α_1 — коэффициент расхода сужающего устройства; m — относительная площадь сужающего устройства.

Решая совместно уравнения (2) и (3), получим выражения для отношения скоростей v_1/v_0 и коэффициента усиления k [4]

$$\frac{v_1}{v_0} = \frac{\alpha_1 m}{\sqrt{\alpha_1^2 m^2 + \xi_T}}; \quad (4)$$

$$k = \frac{\Delta p}{\rho v_0^2} = \frac{1}{\alpha_1^2 m^2 + \xi_T}.$$

Зависимости $v_1/v_0 = \varphi_1(m)$ и $k = \varphi_2(m)$ изображены на рис. 1. При $0,04 < m < 0,1$ значение k приблизительно постоянно. При $m < 0,04$ значение коэффициента k резко падает, так как скорость v_1 стремится к нулю и коэффициент потери давления ξ_T возрастает [4].

В [1, 2] показано, что чувствительная зона капиллярного преобразователя включает отверстие капилляра с сопротивлением R_k и две крайние зоны, прилегающие с одной и другой стороны к капилляру и имеющие сопротивления $R_{k,0}'$ и $R_{k,0}''$.

Для обеспечения надежной работы КТП-1 необходимо, чтобы выполнялось условие

$$R'_{к.з} + R_k + R''_{к.з} \approx 0,9R_{ж}; \quad (5)$$

$$R'_{к.з} \approx R_k \approx R''_{к.з},$$

где $R_{ж}$ — полное сопротивление жидкостного витка, охватывающего преобразователь.

Установлено, что числа Рейнольдса в капилляре очень малы и, следовательно, в капилляре и выходной краевой зоне $R_{к.з}$ турбулентных пульсаций УЭП работает только краевая зона, прилегающая ко входу в капилляр и имеющая сопротивление $R'_{к.з}$. Размеры этой зоны (масштаб осреднения преобразователя) ограничены сферой, радиус которой приблизительно равен десяти радиусам капилляра. При измерении же среднего значения УЭП работает вся чувствительная зона преобразователя ($R_{к.з}' + R_k + R_{к.з}''$). Величина $R_{к.з}'$ составляет около 30% от сопротивления, сосредоточенного во всей чувствительной зоне и, следовательно, чувствительность преобразователя в динамическом режиме измерения будет меньше чувствительности преобразователя в статическом режиме измерения, что необходимо учитывать при градуировке.

Влияние угла атаки на работу КТП-1 ($d_k = 3$ мм, $l_k = 1$ мм) в сравнении с микроконтактным ($d_s = 400$ мкм) и макроконтактным ($d_s = 5$ мм) преобразователями исследовалось при измерениях пульсаций УЭП в свободной затопленной струе. Условия измерений и входное воздействие для всех типов преобразователей были одинаковыми: $x/d_0 = 10$ (x — расстояние от точки измерения до среза сопла конфузора, d_0 — диаметр сопла);

перегрев струи $\Delta T = 0,6^\circ\text{C}$;
число Рейнольдса $Re = 2,8 \cdot 10^4$;
средняя скорость потока в точке измерения $v_s = 0,1 \div 0,74$ м/с;
угол атаки $\alpha = 0 \div \pm 30^\circ$;
полоса пропускания измерительной цепи КТП-1 $f = 0 \div 160$ Гц.

Результаты измерений представлены на рис. 2 в виде отношения интенсивности измеренных пульсаций УЭП при $\alpha \neq 0$ к интенсивности пульсаций при $\alpha = 0$. Как видно, влиянием угла атаки на показания всех преобразователей при данных скоростях потока вплоть до $\alpha = \pm 15^\circ$ можно пренебречь. При $\alpha = 30^\circ$ для КТП-1 наблюдается большее, чем для других уменьшение сигнала (приблизительно на 10%). Это, по-видимому, объясняется изменением условий обтекания на входе в капилляр, а также уменьшением чувствительности преобразователя. Можно предположить, что при увеличении скорости потока влияние угла атаки будет выражено ярче.

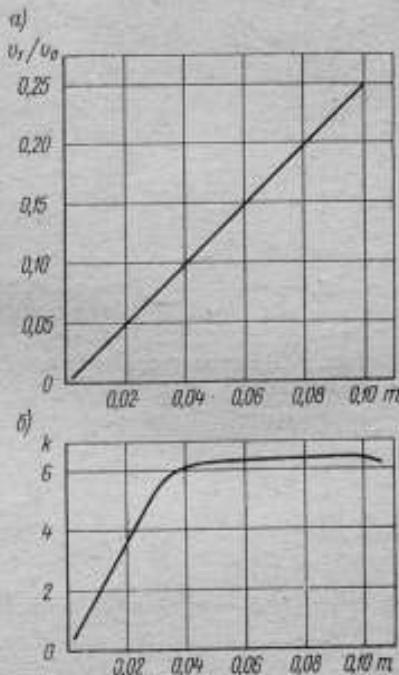


Рис. 1. Характеристики капиллярно-трансформаторного преобразователя: а — отношение скорости входа v_1 в капилляр к начальной скорости v_0 потока; б — коэффициент усиления k .

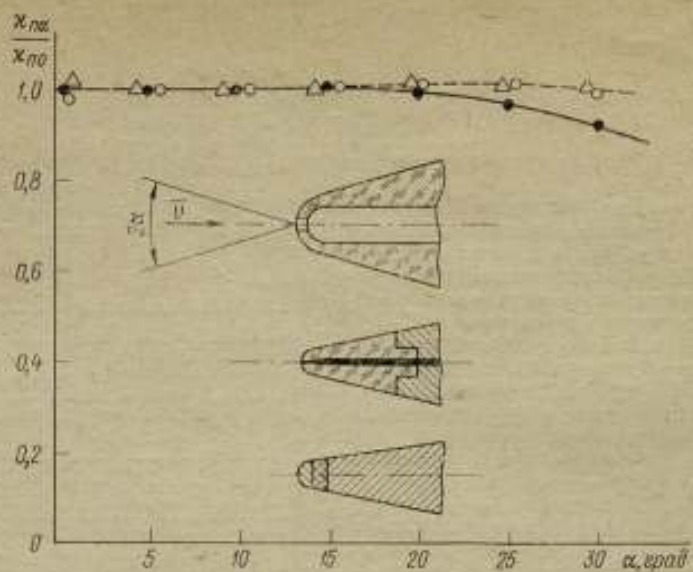


Рис. 2. Влияние угла атаки α на работу преобразователей УЭП
 ● — капиллярно-трансформаторный; ○ — микроконтактный; △ — макроконтактный.

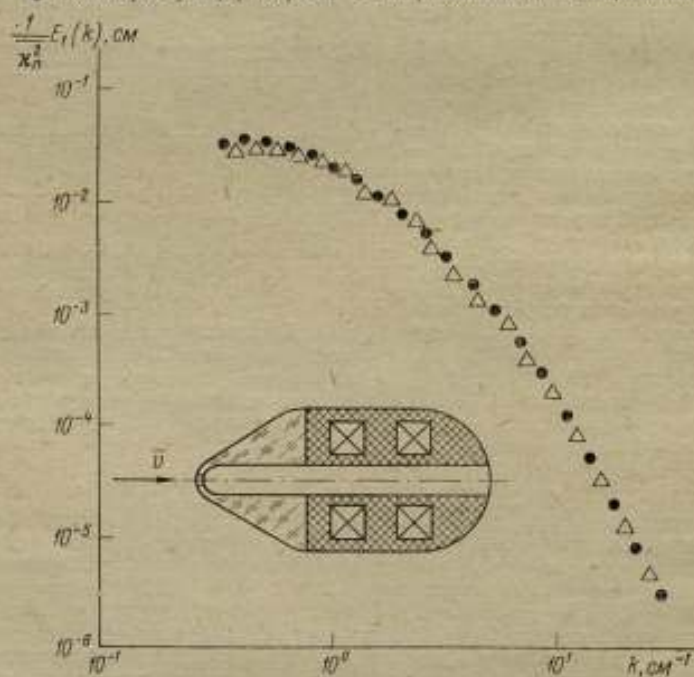


Рис. 3. Одномерные спектры пульсаций УЭП
 ● — $v_{x0} = 0$; ○ — $v_{x0} > 0$.

В тех же условиях ($\alpha = 0^{\circ}$) исследовалось влияние скорости потока жидкости через капилляр на работу КТП-1 ($d_k = 1$ мм, $l_k = 1$ мм) при измерениях пульсаций УЭП.

Полученные экспериментально (рис. 3) одномерные спектры пульсаций УЭП при $v_n = 0$ и при $v_n > 0$ полностью совпали. Это подтверждает теоретические предположения о том, что при работе в потоке скорость жидкости через капилляр близка к нулю и в режиме измерения пульсаций УЭП работает только правая зона $R_{k, \text{в}}$. При этом чувствительность КТП-1 в динамическом режиме измерения приблизительно в два—три раза меньше, чем в статическом.

При работе с капиллярным преобразователем возможно искажение результатов измерений пузырьками воздуха, оседающими на выходе из капилляра. На рис. 4 в качестве примера представлены спектры пульсаций УЭП, полученные при отсутствии пузырьков воздуха в чувствительной зоне и при введении в нее пузырька диаметром около 3 мм. Колебание пузырька, например за счет вибраций, вызывает резкое искажение спектра. Данный спектр имеет ярко выраженный резонанс (около 11 Гц). Частота резонанса зависит от количества пузырьков, их размеров и места расположения в чувствительной зоне. Однако в реальных условиях эксплуатации, например, при исследовании турбулентности океана, при избыточном давлении более 1 кг/см² вероятность появления и сохранения таких пузырьков в процессе измерений очень мала. При работе же в лабораторных условиях перед началом измерений необходимо визуально осмотреть чувствительную зону и если есть пузырьки, то удалить их.

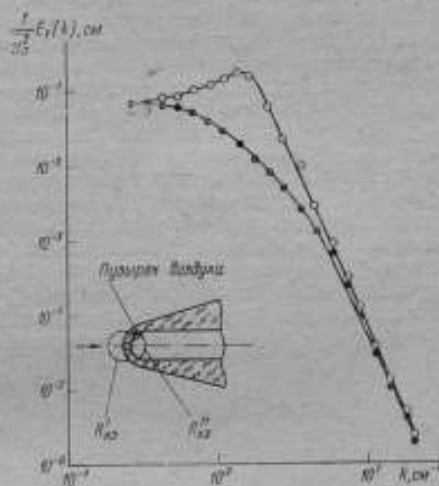


Рис. 4. Влияние пузырька воздуха в чувствительной зоне на работу преобразователя
● — без пузырька; ○ — с пузырьком.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 528488 [СССР]. Кондуктометрический трансформаторный преобразователь с жидкостным витком связи/ В. Н. Хажуев; Опубл. в Б.И., 1976, № 34.
2. Хажуев В. Н., Хахамов И. В. Обеспечение единства измерений пульсаций удельной электрической проводимости морской воды. — Метрология, 1976, № 8.
3. Повх И. Л. Аэродинамический эксперимент в машиностроении. Л., Машиностроение, 1974.
4. Кремлевский П. П. Расходомеры и счетчики количества. Л., Машиностроение, 1975.

Поступила в редакцию 10/ХІ 1977 г.

ПРОСТРАНСТВЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОВОДИМОСТИ

При получении оценок характеристик поля пульсаций УЭП в турбулентных потоках, таких как интегральная интенсивность, спектры и др. большое внимание уделяется достоверности результатов измерения. В этой связи для применяемых средств измерения чрезвычайно важно правильно согласовать минимальный масштаб измеряемых локальных неоднородностей с масштабом осреднения первичного измерительного преобразователя, а также обеспечить необходимую полосу пропускания пульсаций усилительно-преобразовательных и других электронных цепей. Например, большой масштаб осреднения приводит к ограничению полосы пропускания средств измерения пульсаций УЭП в области верхних частот. Верхняя граничная частота измеряемых пульсаций поля УЭП зависит от скорости движения преобразователя относительно среды v_0 . Поэтому удобнее характеризовать полосу пропускания волновым числом k_0 , соответствующим минимальной, передаваемой без искажения эквивалентной длине волны пульсации УЭП λ_0 , а сам преобразователь рассматривать как пространственный фильтр [1]. Связь между частотой f , волновым числом k , длиной волны λ и скоростью движения v_0 для случая «замороженного» поля УЭП определяется соотношениями:

$$k = \frac{\omega}{v_0} = \frac{2\pi f}{v_0}, \quad (1)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{k} = \frac{v_0}{f}. \quad (2)$$

Пространственную характеристику преобразователя УЭП по волновым числам можно найти экспериментально, путем подачи на вход преобразователя тестового воздействия с известным спектром и последующего спектрального анализа выходного сигнала. При экспериментальных оценках характеристик преобразователей пульсаций целесообразно в качестве тестовых воздействий использовать случайные сигналы в виде турбулентных пульсаций [2]. Авторами предложено использовать турбулентность на основном участке свободной затопленной струи, которая отличается постоянством среднестатистических характеристик и при достаточно больших числах Рейнольдса (более 10^4) обладает автомодельностью движения микроструктуры турбулентности [3]. В инерционной области спектра для изотропных полей получено выражение

$$E_1(k) = C_2 \varepsilon^{-2/3} k^{-5/3}, \quad (3)$$

справедливое и для струйных течений [4, 5]. В частности, спектральный закон «пятой трети» для поля температуры был экспериментально подтвержден Корсиным и имеет вид

$$E_1^t(k) = 1/4 C_2 \bar{N} \varepsilon^{-1/3} k^{-5/3}, \quad (4)$$

где C_2 — универсальная постоянная; \bar{N} — средняя диссипация температурных неоднородностей; ε — энергия диссипации; k — волновое число.

Схема стенда, в котором производилась оценка пространственных характеристик преобразователей пульсаций УЭП, изображена на рис. 1. Исследуемые преобразователи поочередно с помощью координатного устройства помещались в точку $x/d_0 = 20$ по оси струи. Требуемый перегрев M_0 обеспечивался

электронагревателем и контролировался кварцевым термометром с точностью $0,01^{\circ}\text{C}$. Сигнал с выхода каждого преобразователя поступал на комплекс измерительно-анализирующей аппаратуры. При этом производились измерения средних значений УЭП (вольтметр постоянного тока), интенсивности пульсаций УЭП (вольтметр средних квадратических значений), строились спектры выходных сигналов в полосе $1/3$ октавы (анализатор спектра и двухкоординатный самописец). Измерения многократно повторялись при одних и тех же начальных условиях (скорость, перегрев) и по осредненным данным измерений строились нормированные по волновым числам спектры пульсаций УЭП [6].

Реальный преобразователь реагирует на пульсации, являющиеся функцией пространства и времени, и преобразует их в сигналы, зависящие только от

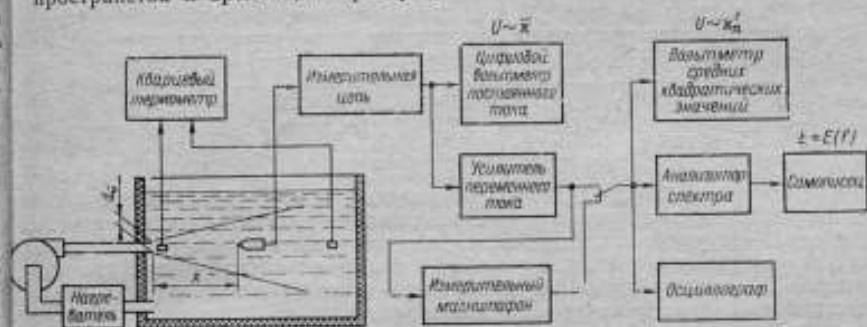


Рис. 1. Схема стенда с затопленной струей

времени. Связь между частотой выходных сигналов и пространственными неоднородностями поля УЭП может быть осуществлена, если выполняется гипотеза Тейлора о «замороженной» турбулентности, согласно которой переход от частоты f к волновым числам k осуществляется по формуле (1). При этом связь между одномерным спектром пульсаций УЭП $E_1^2(k)$ и временным спектром выходного сигнала $E^2(\omega)$ описывается выражением

$$E_1^2(k) = \frac{v_0}{2\pi} E^2(\omega) = v_0 E^2(f). \quad (5)$$

Исследование поля УЭП с помощью различных первичных измерительных преобразователей УЭП (основанных на независимых методах измерения) показало, что спектры пульсаций УЭП и температуры при одних и тех же условиях измерения в одной и той же точке по оси струи в области развитой турбулентности подобны.

Интенсивность пульсаций УЭП предлагается рассчитывать по приближенной формуле

$$\chi_n' = \bar{\chi}_{20} \alpha \varepsilon_{\Delta t} \Delta t_0 \frac{0,7}{0,29 + 2\alpha x/d_0}, \quad (6)$$

где α — температурный коэффициент УЭП; $\bar{\chi}_{20}$ — среднее значение УЭП, приведенное к температуре 20°C ; $\chi_n' = \sqrt{\chi_n'^2}$ — интенсивность пульсаций УЭП, Cm/m ; Δt_0 — перегрев в начальном сечении струи, $^{\circ}\text{C}$; x/d_0 — безразмерное расстояние от начального сечения до точки измерения по оси струи; $a = 0,066 \pm 0,076$ — безразмерный коэффициент; $\varepsilon_{\Delta t} = (0,02 \pm 0,2)$ — относительная интенсивность пульсаций температуры в точке $x/d_0 = 20$; $(\varepsilon_{\Delta t} = \frac{t_n'}{\Delta t}; \Delta t$ — перегрев в сечении, в котором производится измерение; t_n' — интенсивность пульсаций температуры в точке измерения, $^{\circ}\text{C}$).

При воспроизведении поля пульсаций УЭП в лабораторных условиях обеспечивались такие уровни интенсивностей, которые близки к интенсивностям, имеющим место при реальных исследованиях океанической турбулентности. Это достигалось выбором перепада Δt_0 на срезе конфузора.

Значения интенсивности x_n' и относительной интенсивности $\varepsilon_x = \frac{x_n'}{x}$ (при $\bar{x} = 2.5$ См/м, $S = 16\%$), рассчитанные по формуле (6) в зависимости от перепада Δt_0 для точки $x/d_0 = 20$, представлены в табл. 1.

Таблица 1

$\Delta t_0, ^\circ\text{C}$	0,2	0,4	0,6	0,7
$x_n', \text{См/м}$	$3,9 \cdot 10^{-4}$	$7,9 \cdot 10^{-4}$	$22,6 \cdot 10^{-4}$	$26 \cdot 10^{-4}$
$\varepsilon_x = \frac{x_n'}{x}$	$1,6 \cdot 10^{-4}$	$3,2 \cdot 10^{-4}$	$4,8 \cdot 10^{-4}$	$5,5 \cdot 10^{-4}$

Для того чтобы оценить пространственные характеристики преобразователей, необходимо сравнить спектры выходных сигналов, полученные при одних и тех же условиях измерений, со спектром входного воздействия. Такое сравнение позволит оценить ту верхнюю граничную частоту (или волновое число k_0), начиная с которой происходит спад амплитудно-частотной характеристики вследствие пространственного осреднения первичного измерительного преобразователя (интегрирование локальных неоднородностей по объему чувствительной зоны преобразователя). Спектр тестового воздействия был получен с помощью капиллярно-трансформаторного преобразователя (КТП), который по результатам выполненных исследований был принят в качестве «образцового». Статическая и динамическая градуировочные характеристики КТП определялись через кондуктивную постоянную и динамический кондуктивный коэффициент. КТП обеспечивал одновременное измерение средних (с погрешностью $\pm 0,5\%$) и пульсационных значений УЭП (с погрешностью $\pm 10\%$) [7, 8].

Пространственные характеристики «образцового» КТП определялись расчетно-экспериментальным методом на основании предположения о том, что минимальная эквивалентная длина волны пульсаций УЭП λ_0 , преобразуемых без искажения, приблизительно равна масштабу осреднения M_0 преобразователя. Масштаб осреднения КТП можно рассчитать по формуле*

$$M_{0T} \approx 20r_k, \quad (7)$$

где M_{0T} — теоретическое значение масштаба осреднения КТП; r_k — радиус капилляра КТП.

На основании предположения о том, что $\lambda_0 \approx M_0$, согласно (2), получим

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \approx \frac{2\pi}{M_0}. \quad (8)$$

Оценка M_0 для КТП на гидродинамическом стенде производилась следующим образом.

Снимались спектры пульсаций УЭП при одних и тех же условиях, но при различных диаметрах капилляра d_k . Строились пространственные характеристики преобразователя КТП для случаев $d_{k1} = 0,5$ мм, $d_{k2} = 1$ мм, $d_{k3} = 1,5$ мм, $d_{k4} = 2$ мм и $d_{k5} = 3$ мм, найденные как отношения нормированных по волновым числам спектров выходных сигналов КТП к спектру выходного сигнала КТП с диаметром $d_k = 0,5$ мм. Находились значения волновых чисел k_0 , соответствующих спаду пространственной характеристики каждого преобразователя.

* Ввиду громоздкости выражений вывод формулы не приводится.

ля по уровню 6 дБ. По формуле (8) рассчитывались экспериментальные значения M_0 , которые сравнивались с теоретическим значением $M_{0т}$ по формуле (7) для каждого преобразователя.

Анализ результатов показал, что отклонение экспериментально найденных значений M_0 от теоретической зависимости в исследованном диапазоне d_n не превышает 10%. В результате установлено, что до волнового числа $k_0 = 13 \text{ см}^{-1}$ влиянием пространственного осреднения на КТП с $d_n = 0,5 \text{ мм}$ можно пренебречь. Следовательно пространственную характеристику КТП с $d_n = 0,5 \text{ мм}$ можно принять равной единице вплоть до волнового числа $k_0 = 13^{-1}$, а сам преобразователь в дальнейших экспериментах принять за «образцовый».

Таким образом, спектр выходного сигнала, полученный с помощью «образцового» капиллярно-трансформаторного преобразователя, можно принять за спектр входного воздействия в пределах указанной выше погрешности измерения, а это, в свою очередь, позволяет оценить пространственные характеристики преобразователей УЭП других типов методом сличения спектров.

Были исследованы характеристики преобразователей пульсаций УЭП, применяемых в настоящее время для измерений в турбулентных потоках: трансформаторный ($d_{вн} = 12 \text{ мм}$, $d_{нар} = 50 \text{ мм}$, $l = 100 \text{ мм}$), микроконтактный ($d_n = 0,4 \text{ мм}$), макроконтактный ($d_n = 5 \text{ мм}$), а также рабочий капиллярно-трансформаторный преобразователь ($d_n = 1 \text{ мм}$). Нормированные спектры пульсаций УЭП, полученные в гидродинамическом стенде с помощью указанных преобразователей, представлены на рис. 2. Здесь же для сравнения приведен нормированный спектр пульсаций температуры $\frac{E_1^2(k)}{k^2 \bar{x}_0^2}$ в точке $\frac{x}{d_0} = 20$ по оси свободной затопленной струи, полученный Корсиним и Юбероем [9].

На рис. 3, приведены пространственные спектральные характеристики A_1 исследованных преобразователей. Они найдены как отношение нормированных спектров выходных сигналов $\frac{E_1^2(k)}{k^2 \bar{x}_0^2}$ к спектру выходного сигнала

«образцового» преобразователя $\frac{E_{01}^2(k)}{k^2 \bar{x}_{0н}^2}$, т. е.

$$A_1 = \frac{E_1^2(k) \bar{x}_{0н}^2}{E_{01}^2(k) \bar{x}_n^2} \quad (9)$$

Результаты оценки пространственной разрешающей способности преобразователей по уровню 0,5(6 дБ) приведены в табл. 2. С учетом простран-

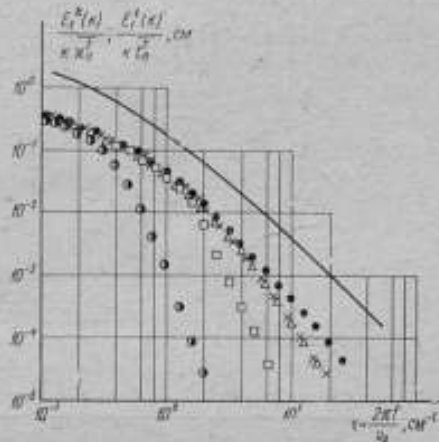


Рис. 2. Спектры пульсаций УЭП и температуры.

●—●—трансформаторный (ТП); □—□—макроконтактный ($d_n = 5 \text{ мм}$); △—△—микроконтактный ($d_n = 0,4 \text{ мм}$); ×—×—рабочий капиллярный КТП ($d_n = 1 \text{ мм}$); ●—●—«образцовый» КТП ($d_n = 0,5 \text{ мм}$); ————Корсин и Юбероев.

иенного разрешения верхняя граница полосы пропускания КТП определяется соотношением

$$f_{гр1} = \frac{k_0 v_0}{2\pi} \approx \frac{v_0}{20r_k} \quad (10)$$

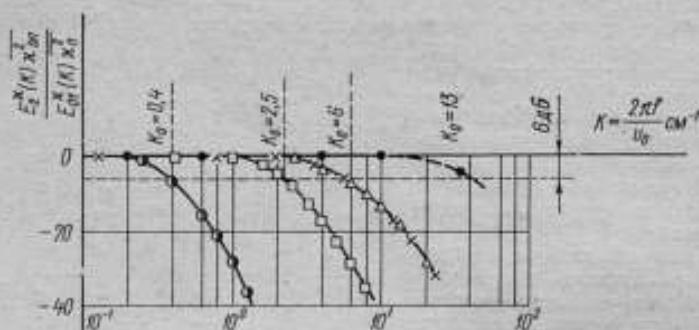


Рис. 3. Нормированные пространственные характеристики преобразователей УЭП (обозначения такие же, как на рис. 2).

Таблица 2

Преобразователь	$k_0, \text{ см}^{-1}$	$\lambda_0 = \frac{2\pi}{k_0}, \text{ см}$	$M_r = 20r_k, \text{ см}$
Трансформаторный $d_{вн}=12 \text{ мм}$, $d_{н}=50 \text{ мм}$, $l=100 \text{ мм}$	$4 \cdot 10^{-1}$	16	—
Макроконтактный $d_3=5 \text{ мм}$	$2,5 \cdot 10^0$	2,5	—
Микроконтактный $d_3=0,4 \text{ мм}$	$6 \cdot 10^0$	1,1	—
Капиллярно-трансформаторный $d_3=1 \text{ мм}$	$6 \cdot 10^0$	1,1	1,0
Образцовый* капиллярно-трансформаторный $d_k=0,5 \text{ мм}$	$1,3 \cdot 10^1$	0,48	0,5

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Доценко С. В. Теоретические основы измерения физических полей океана. Л., Гидрометеоиздат, 1974.
2. Берзин С. А., Иванова А. Г., Кузьмин В. А., Тартаковский Д. Ф. Особенности метрологического обеспечения средств измерения гидродинамических параметров. — Измерительная техника, 1975, № 10.
3. Мошин А. С., Яглом А. М. Статистическая гидромеханика. Т. 1, 2. М., Наука, 1967.
4. Гиневский А. С. Теория турбулентных струй и следов. М., Машиностроение, 1969.
5. Таунсенд А. А. Структура турбулентного потока с поперечным сдвигом. М., Изд-во иностр. лит., 1959.
6. Бендат Дж., Пирсол А. Измерение и анализ случайных процессов. М., Мир, 1974.
7. А. с. 528488 [СССР]. Кондуктометрический трансформаторный преобразователь с жидкостным витком связи/ В. Н. Хажуев; Оpubл. в Б. И., 1976, № 34.

8. Хажуев В. Н., Хахамов Н. В. Обеспечение единства измерений пульсаций удельной электрической проводимости морской воды. — Метрология, 1976, № 8.

9. Хинце Н. О. Турбулентность. М., Физматгиз, 1963.

Поступила в редакцию 10/XI 1977 г.

УДК 532.14 : 550.3

Ю. С. Грачев, Н. В. Хахамов

ВНИИМ

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПЛОТНОСТИ ТОКА

Бесконтактные и контактные низкочастотные измерительные преобразователи плотности тока электрического поля в проводящей среде, применяемые в геофизике, аналоговом моделировании и других областях, являются по существу трансформаторами тока. Поэтому их вторичная обмотка должна быть подключена к низкоомной нагрузке Z_n (режим короткого замыкания), которая определяет комплексную погрешность [1]

$$\lambda < \frac{\dot{Z}_2 + \dot{Z}_n}{j\mu\mu_0 S / l \omega^2 \omega_n}$$

где \dot{Z}_2 — комплексное сопротивление вторичной обмотки; μ — комплексная магнитная проницаемость; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ — магнитная постоянная; S , l — площадь сечения и длина тора трансформатора; ω — число витков вторичной обмотки; ω_n — наименьшая круговая частота диапазона. Если нагрузкой трансформатора тока является безреактивный резистор ($Z_n = R$, $R \gg Z_2$), то напряжение на выходе преобразователя

$$U_{к.з} = \frac{RS_0 K^2}{\omega} > \frac{1}{2} |\lambda| \mu\mu_0 S_0 K S / l \omega \omega_n \delta, \quad (1)$$

где K — коэффициент, учитывающий искажение поля плотности тока δ трансформатором [2]; S_0 — площадь окна одновиткового трансформатора. При этом одновитковый трансформатор тока располагают так, чтобы поверхность его окна была перпендикулярна вектору плотности тока δ .

В ряде работ, например [2], рекомендуется с целью повышения чувствительности включать вторичную обмотку ω к высокоомной нагрузке (режим холостого хода). В этом случае напряжение на выходе преобразователя

$$U_{хх} = \mu\mu_0 S_0 K S / l \omega \omega_n \delta. \quad (2)$$

Сравнивая (1) и (2), можно сделать вывод, что

$$U_{хх} \gg U_{к.з.}$$

так как $|\lambda| \ll 1$. В действительности следует учесть, что вследствие непосредственной зависимости $U_{хх}$ от проницаемости исключается возможность применения в режиме холостого хода железоникелевых сплавов, характеристики которых существенно зависят от предыстории намагничивания и механических воздействий. Поэтому при $|\lambda| \approx 0,1$ можно получить одинаковый порядок значения чувствительности в режиме короткого замыкания и холостого хода. В то же время режим холостого хода применим для оценки только гармонических сигналов, так как вследствие нелинейной зависимости проницаемости μ от частоты восстановление негармонического сигнала, полученного с преобразователя в режиме холостого хода, не представляется возможным.

Повышение чувствительности в режиме короткого замыкания возможно, если в качестве нагрузки вторичной обмотки трансформатора включать согласующий операционный усилитель с параллельной обратной связью без входного резистора (преобразователь тока в напряжение).

Если его коэффициент усиления без обратной связи равен K_{yc} , то сопротивление резистора в цепи обратной связи может иметь порядок значения

$$R_0 = |\lambda| K_{yc} \mu_0 S / I \omega \omega_n,$$

так как входное сопротивление $R_{вх}$ такого усилителя можно приближенно оценить по формуле

$$R_{вх} = \frac{R_0}{K_{yc}}.$$

При этом напряжении на выходе усилителя

$$U_{yc} \geq \frac{1}{2} K_{yc} |\lambda| \mu_0 S_0 K S / I \omega \omega_n^2. \quad (3)$$

Из формулы (3) можно определить коэффициент усиления K_{yc} , обеспечивающий требуемый порог чувствительности δ_n при известном порогом чувствительности U_n последующих преобразователей. Порог чувствительности δ_n в свою очередь, следует выбирать равным по порядку значения порогу чувствительности δ_m , определяемому по воздействию помех, и в первую очередь, внешних магнитных полей, которые создают наибольшую помеху при измерении малых значений плотности тока. Для снижения порога чувствительности δ_m вторичную обмотку трансформатора следует изготавливать секционированной, в секции включать параллельно [3].

Кроме того, трансформатор следует экранировать многослойным экраном, изготовленным из материалов с высокой проводимостью и высокой магнитной проницаемости [4]. Из (1)–(3) следует, что порог чувствительности δ_n преобразователей определяется площадью окна преобразователя S_0 . С увеличением площади окна растет влияние внешних магнитных полей и, следовательно, растет порог чувствительности δ_m . Для существенного уменьшения порога чувствительности δ_m без изменения δ_n применяют концентраторы из материала, удельная проводимость которых κ_m намного больше удельной проводимости среды κ [2]. Концентраторы имеют форму сильно вытянутого эллипсоида вращения, разрезанного на две равные части плоскостью, перпендикулярной к большой оси $2a$. Две части эллипсоида соединены электрически первичной обмоткой трансформатора тока ω_1 . Выходное напряжение U_k контактного преобразователя плотности тока (с концентратором) при наличии согласующего усилителя можно оценить по формуле [2]:

$$U_k = |\lambda| K_{yc} \frac{\mu_0 S \omega \omega_n a^2}{2b \left[\ln \frac{2a}{b} - 1 \right]},$$

где b — радиус наибольшего сечения эллипсоида вращения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левин М. И. Основы электронизмерительной техники. М., Энергия, 1972.
2. Гордиенко В. И., Калашников Н. И., Надточий К. Д. Измерение низкочастотных вихревых полей. Киев, Наукова Думка, 1975.
3. Hill J. J., Miller A. P. The Design and Performance of High Precision Audio-Frequency Current Transformers Proc. IEE paper, № 3296M, v. 108B, Sept. 1960.
4. Kusters N. L. The precision measurement of current ratios.—IEEE Trans. on Instr. and Meas. dec. 1964.

Поступила в редакцию 10/XI 1977 г.

ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫЙ ПЛОСКИЙ ХЛОРСЕРЕБРЯНЫЙ ЭЛЕКТРОД

Как было показано в [1, 2], наилучшие результаты по воспроизводимости и стабильности потенциала хлорсеребряного электрода могут быть получены при изготовлении его термоэлектролитическим способом и увеличении его поверхности до $\sim 30 \text{ см}^2$. Качество таких электродов сохраняется при замене платиновой основы — токоотвода из титан платинированный.

Электроды изготавливаются путем засыпки окиси серебра в цилиндрическую форму и ее последующего спекания и электролитического хлорирования серебра. Основой служит стержень из платиновой или платинированной титановой проволоки с наплавленным на нее стеклом-изолатором.

Описанная в [1—2] технология изготовления хлорсеребряного электрода имеет ряд недостатков. Нанесение стекла на проволоку и его шлифовка является трудоемкой ручной операцией; при спекании окиси серебра с проволокой и стеклом иногда появляются разрывы или трещины в спеченном серебре и т. п.

В ряде измерительных задач электроды должны быть не цилиндрическими, а плоскими. Авторами разработаны плоские хлорсеребряные электроды в форме диска и новая эффективная технология их изготовления. Эта технология принципиально отличается от ранее описанной и заключается в прессовании горячей окиси серебра в виде таблетки отдельно от основы — токоотвода, спекании таблетки и прикреплении полученного диска из серебра к платинированной титановой основе.

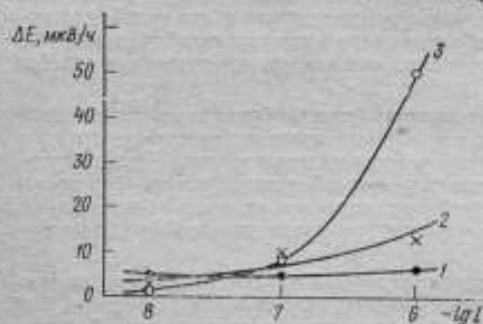
Электроды изготавливали следующим образом. Порошок окиси серебра массой 10^{-4} нагревали в муфельной печи до температуры 350°C в течение 1 ч, добавляли 4% углекислого аммония и тщательно перемешивали. Горячую смесь засыпали в пресс-форму и прессовали при давлении $15 \cdot 10^5 \text{ Па}$ с выдержкой в течение 10 мин. Спрессованную таблетку окиси серебра диаметром 50 мм и толщиной 2—2,5 мм нагревали в печи до 500°C для разложения окиси до металлического серебра. Диаметр серебряного диска 40 ± 2 мм, масса $9 \pm \pm 0,1$ г, рабочая поверхность $\sim 12 \text{ см}^2$. Диск прикрепляли к платинированной титановой подложке толщиной 0,5 мм и диаметром 50 мм. Присос платины составлял 2—3 мг/см². На подложку наносили тонкий слой водной пасты окиси серебра, сверху помещали серебряный диск и припекали в печи при температуре 500°C . Герметизацию подложки осуществляли с помощью компаунда Д-9. Было изготовлено шесть компаундированных заготовок с серебряными дисками. Электролитическое хлорирование серебра производили так, как описано в [1].

В [2] указывалось, что воспроизводимость потенциала хлорсеребряных электродов может быть повышена путем нагревания раствора до 50 — 70°C . В связи с этим хлорирование одной из трех пар электродов (№ 3 и 4) было проведено при температуре раствора 60°C . Установлено также [2], что для получения более высокой воспроизводимости необходимо удалить воздух из раствора, пропуская через него инертный газ. Поэтому другая пара электродов (№ 5 и 6) хлорировалась в токе азота, третья пара электродов (№ 1 и 2) для сравнения — в обычных условиях.

Исследование воспроизводимости E и стабильности ΔE потенциала изготовленных хлорсеребряных электродов проводилось в 3%-м растворе хлористого натрия при комнатной температуре. Как видно из результатов измерений, приведенных в таблице, наименьшую з. д. с., т. е. наибольшую воспроизводимость, имела пара электродов, хлорирование которой проводилось при пропускании азота.

Время, прошедшее после изготовления электродов	Электроды № 1-2		Электроды № 3-4		Электроды № 5-6	
	E , мкВ	ΔE , мкВ/ч	E , мкВ	ΔE , мкВ/ч	E , мкВ	ΔE , мкВ/ч
1 неделя	174	4	92	5	51	1
2 недели	—	—	158	2	19	3
1 месяц	—	—	157	2	14	2
2 месяца	—	—	154	1	4	2

Для оценки влияния на стабильность потенциала поляризации электродов были сняты кривые зависимости ΔE от тока поляризации при 20 и 5°C, при концентрации раствора хлористого натрия $C=0,2$; 0,7 и 3%. Поляризацию проводили, пропуская постоянный ток через пару электродов и измеряя стабильность э. д. с. Из рисунка следует, что наиболее сильное влияние поляризации на стабильность потенциала электрода проявляется при пониженной температуре. Уменьшение концентрации также оказывает поляризующее действие на электрод. При благоприятных условиях (20°C, 3%-й раствор) поляризация при токе менее 10^{-8} А.



Зависимость стабильности ΔE от тока поляризации

1 — $C=3\%$, $t=20^\circ\text{C}$; 2 — $C=0,2\%$, $t=20^\circ\text{C}$; 3 — $C=0,7\%$, $t=5^\circ\text{C}$.

лось по сравнению со способом, описанным в [1], на одну треть. Значения э. д. с. (E) между двумя электродами, полученные через месяц после изготовления электродов при хлорировании их в токе азота, составляли 13 мкВ, а стабильность их — менее 1 мкВ в 1 ч.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Новый метод изготовления хлорсеребряного электрода с высокой воспроизводимостью и стабильностью потенциала. М. Ю. Горина, Н. П. Барабанова, В. С. Пархоменко и др. — Электрохимия, 1975, 2, № 7.
2. Горина М. Ю., Барабанова Н. П. Исследование стабильности и воспроизводимости потенциала хлорсеребряного электрода. — Труды метрологических институтов СССР, 1976, вып. 194(254).

Поступила в редакцию 10/XI 1977 г.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В РЕАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ ИЗМЕРЕНИЯ ДАВЛЕНИЯ ПОТОКОВ

Реальная система измерения давления, как правило, состоит из аэродинамической или гидродинамической трассы, полости, служащей для увеличения чувствительности системы измерения и чувствительного элемента. Физическая модель такой системы изображена на рис. 1. Если чувствительным элементом является безинерционный упругий элемент, то математическая модель, рассматриваемой системы измерения, описывающая динамические свойства представляющая собой следующую краевую систему*:

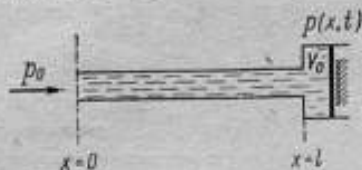


Рис. 1. Модель системы измерения давления.

$$\frac{\partial p(x, t)}{\partial x} = -\rho \left[\frac{\partial w(x, t)}{\partial t} + 2aw(x, t) \right], \quad (1)$$

$$\frac{\partial p(x, t)}{\partial t} = -K \frac{\partial w(x, t)}{\partial x}, \quad (2)$$

$$p(x, 0) = p_0, \quad w(x, 0) = 0, \quad (3)$$

$$p(0, t) = C, \quad w(l, t) = M \frac{\partial p}{\partial t} \Big|_{x=l}, \quad (4)$$

$$2a = \frac{32\nu}{d^3}, \quad K = \frac{K_0}{1 + \frac{K_0 d^3}{E\delta}}, \quad M = \frac{1}{f} \left(\frac{V_0}{K'} + 0,5xF \right).$$

где $p(x, t)$ — давление среды в трассе; $w(x, t)$ — скорость; ρ — плотность среды; ν — кинематический коэффициент вязкости; d — внутренний диаметр трубки; δ — толщина стенок трубки; l — ее длина; K_0 — истинный модуль упругости жидкости, E — модуль упругости при растяжении материала трубки; f — площадь сечения трубки; V_0 — средний объем камеры датчика; K' — модуль, учитывающий совместный эффект сжимаемости жидкости в камере и упругости стенок камеры; F — площадь мембраны.

Измерительная система, описываемая (1)–(4), представляет собой стационарную линейную систему с сосредоточенными параметрами. Решение (1)–(4) позволяет найти распределение давлений и скоростей в системе, используя интегральное преобразование Лапласа. Переведем краевую систему (1)–(4) в пространство образов, это дает

$$\frac{\partial P(x, S)}{\partial x} = -\rho(S + 2a)W(x, S), \quad (5)$$

$$SP(x, S) = -K \frac{\partial W(x, S)}{\partial x}, \quad (6)$$

* См. Чарный И. А. Неустановившееся движение реальной жидкости в трубах. ГИТЛ, 1951.

$$P(0, S) = \frac{C - p_0}{S}, \quad (7)$$

$$W(t, S) = MSP(t, S), \quad (8)$$

где $P(x, S)$ — образ функции $p(x, t) - p_0$, $W(x, S)$ — образ функции $w(x, t)$.
Из системы (5)–(8) находим

$$P(x, S) = \frac{C - p_0}{S} \frac{\operatorname{ch} \left[\sqrt{\frac{\rho(S+2a)S}{K}} (x-l) \right] - \dots}{\operatorname{ch} \left[\sqrt{\frac{\rho(S+2a)S}{K}} l \right] + \dots} \dots \rightarrow$$

$$\dots \rightarrow \frac{-KM \sqrt{\frac{\rho(S+2a)S}{K}} \operatorname{sh} \left[\sqrt{\frac{\rho(S+2a)S}{K}} (x-l) \right]}{+KM \sqrt{\frac{\rho(S+2a)S}{K}} \operatorname{sh} \left[\sqrt{\frac{\rho(S+2a)S}{K}} l \right]}, \quad (9)$$

$$W(x, S) = \frac{C - p_0}{S} \sqrt{\frac{S}{K(S+2a)\rho}} \frac{KM \sqrt{\frac{\rho(S+2a)S}{K}} \times \dots}{\operatorname{ch} \left[\sqrt{\frac{\rho(S+2a)S}{K}} l \right] + \dots} \dots \rightarrow$$

$$\dots \rightarrow \frac{\operatorname{ch} \left[\sqrt{\frac{\rho(S+2a)S}{K}} (x-l) \right] - \operatorname{sh} \left[\sqrt{\frac{\rho(S+2a)S}{K}} (x-l) \right]}{+KM \sqrt{\frac{\rho(S+2a)S}{K}} \operatorname{sh} \left[\sqrt{\frac{\rho(S+2a)S}{K}} l \right]}. \quad (10)$$

Переходя вновь к оригиналам, имеем

$$p(x, t) = p_0 + (C - p_0) \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n(x) (e^{S_n t} - 1), \quad (11)$$

$$w(x, t) = \frac{p_0 - C}{2a\rho} \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n'(x) \left[-\frac{1}{S_n} (1 - e^{S_n t}) - \frac{1}{2a + S_n} (e^{-2at} - e^{S_n t}) \right], \quad (12)$$

где

$$\Phi_n(x) = \frac{\operatorname{ch} \mu(x-l) KM \mu \operatorname{sh} \mu(x-l)}{[(l + KM) \operatorname{sh}(\mu l) + KM \mu \operatorname{ch}(\mu l)] \sqrt{\frac{\rho}{K}} \frac{S_n + a}{\sqrt{(S_n + 2a) S_n}}},$$

$$\mu = \sqrt{\frac{\rho(S_n + 2a) S_n}{K}}.$$

S_n — корни уравнения

$$(l + KM) \operatorname{sh}(\mu l) + KM \mu \operatorname{ch}(\mu l) = 0.$$

На рис. 2–5 приведены результаты расчетов полей давлений и скоростей для случая, когда измеряемое давление p имеет вид функции Хевисайда со скачком $C - p_0$; величины всех остальных параметров взяты типичными для реальных систем измерения давления. На рис. 2 представлены кривые измерения во времени давления в двух пространственных точках системы $p_1(t)$,

$x=0,5$ см; $p_{10}(t)$, $x=5$ см. Наибольший интерес представляет характер изменения во времени давления в точке $x=1$. Как видно, с погрешностью $\sim 4\%$ длительность переходных процессов в этой точке составляет 10^{-2} с.

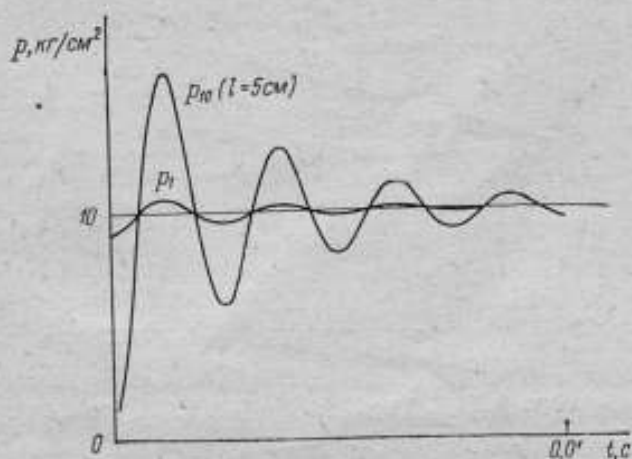


Рис. 2. Изменение давления в двух точках системы

На рис. 3 представлена кривая изменения во времени скорости потока в точке $x=5$ см. Как показали расчеты, кривые изменения во времени скорости потока в точках $x=0,5$ см и $x=5$ см практически совпадают. Из этого рисунка следует, что длительность переходных процессов по скорости составляет 10^{-2} с.

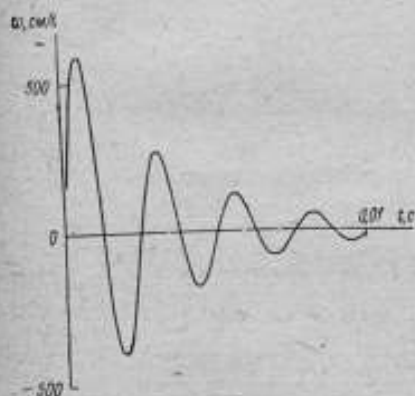


Рис. 3. Изменение скорости потока

На рис. 4 показаны распределения давления в трассе по пространственной координате для двух моментов времени ($t=10^{-3}$ с и $t=10^{-4}$ с). Расчеты распределения давления по пространственной координате показали, что это распределение носит практически линейный характер. Наконец на рис. 5 представлены распределения скоростей в трассе по пространственной координате для тех же моментов времени, что на рис. 4. Расчеты распределения скорости по пространственной координате свидетельствуют о том, что и это рас-

пределение носит практически линейный характер.

Итак, формулы (11), (12) позволяют исследовать динамику реальной системы измерения давления при любом характере изменения измеряемого да-

ления, а приведенные кривые дают достаточно ясное представление о характере переходных процессов в указанных системах измерения.

Поступила в редакцию 10/XI 1977 г.

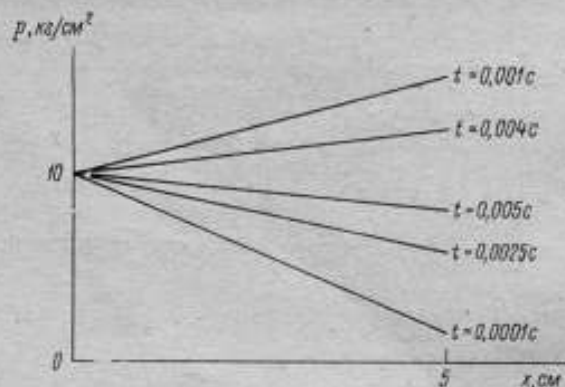


Рис. 4. Распределение давления в системе

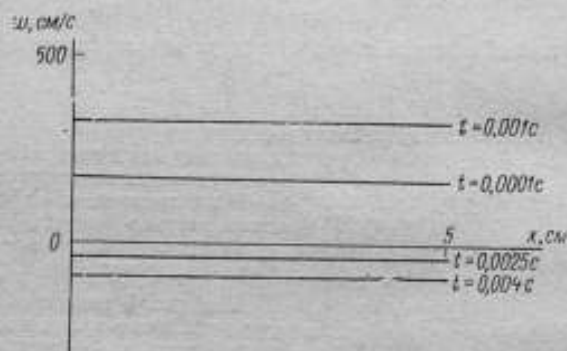


Рис. 5. Распределение скоростей в системе

УДК 536.5 : 532.55

В. В. Рябов

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ СРЕДНЕГО УРОВНЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПОТОКОВ СЛОЖНЫМИ ТЕРМОПРИЕМНИКАМИ

В настоящее время имеются результаты достаточно полного исследования влияния параметрических искажений на точность измерения среднего уровня характеристик потоков простейшими термодатчиками [1, 2]. Цель данной

работы — изложение результатов исследования параметрических искажений при измерении температур потоков реальными термометриками, которые, как правило, представляют собой двухслойные или трехслойные тела (чувствительный элемент с покрытиями). Математической моделью указанных сложных термометриков является уравнение [3]:

$$\frac{d^2 U(t)}{dt^2} + [\beta_1 + \beta_2 + \beta_2 \alpha(t)] \frac{dU(t)}{dt} + \beta_1 \beta_2 \alpha(t) U(t) = \beta_1 \beta_2 \alpha(t) \theta(t), \quad (1)$$

$$U(0) = 0; \quad \left. \frac{dU(t)}{dt} \right|_{t=0} = 0, \quad (2)$$

где $U(t)$, $\theta(t)$ — температуры чувствительного элемента термометрика и среды соответственно; $\alpha(t)$ — коэффициент конвективного теплообмена; β_1 , β_2 , β_3 — постоянные параметры, характеризующие сложный термометрик.

Общим аналитическим методом решения задач анализа точности измерения характеристик потоков стохастическими измерительными системами в наших исследованиях будет метод уравнений моментов. В соответствии с этим методом статистически усредняем исходное уравнение (1). Полагая, что коэффициент конвективного теплообмена $\alpha(t)$ и температура среды $\theta(t)$ представляют собой стационарные и стационарно коррелированные случайные процессы, получим

$$\frac{d^2 \bar{U}(t)}{dt^2} + [\beta_1 + \beta_2 + \beta_2 \bar{\alpha}] \frac{d\bar{U}(t)}{dt} + \beta_3 \frac{\partial k_{2u}(t, t)}{\partial t} \Big|_{t=t} + \beta_1 \beta_2 \bar{\alpha} k_{2u}(t, t) = \beta_1 \beta_2 \bar{\alpha} \bar{\theta} + \beta_1 \beta_2 k_{\theta\theta}(0); \quad (3)$$

$$\bar{U}(0) = 0; \quad \left. \frac{d\bar{U}(t)}{dt} \right|_{t=0} = 0. \quad (4)$$

Умножим все члены уравнения (1) на центрированную случайную функцию $\tilde{\alpha}(t_1) = \alpha(t_1) - \bar{\alpha}$ и статистически усредним полученное после умножения уравнение, в результате имеем

$$\frac{\partial^2 k_{2u}(t_1, t)}{\partial t^2} + [\beta_1 + \beta_2 + \beta_2 \bar{\alpha}] \frac{\partial k_{2u}(t_1, t)}{\partial t} + \beta_2 k_{\alpha}(t_1, t) \frac{d\bar{U}(t)}{dt} + \beta_1 \beta_2 \bar{\alpha} k_{2u}(t_1, t) + \beta_1 \beta_2 k_{\alpha}(t_1, t) \bar{U}(t) = \beta_1 \beta_2 \bar{\alpha} k_{\theta\theta}(t_1, t) + \beta_1 \beta_2 k_{\alpha}(t_1, t) \bar{\theta}. \quad (5)$$

Соответствующие начальные условия примут вид

$$k_{2u}(t_{1,0}) = 0; \quad \left. \frac{\partial k_{2u}(t_1, t)}{\partial t} \right|_{t=0} = 0. \quad (6)$$

Решения (3)–(4) и (5)–(6) можно представить в виде

$$\bar{U}(t) = \int_0^t \left\{ \bar{\theta} + \frac{k_{\theta\theta}(0)}{\alpha} - \frac{k_{2u}(\tau, \tau)}{\alpha} - \frac{1}{\alpha \beta_1} \frac{\partial k_{2u}(\tau, \tau)}{\partial \tau} \Big|_{\tau=\tau} \right\} g(t-\tau) d\tau \quad (7)$$

$$k_{2u}(t_1, t) = \int_0^t \left\{ k_{\theta\theta}(t_1, \tau) + [\bar{\theta} - \bar{U}(\tau)] \frac{k_{\alpha}(t_1, \tau)}{\alpha} - \frac{k_{\alpha}(t_1, \tau)}{\alpha \beta_1} \frac{d\bar{U}(\tau)}{d\tau} \right\} g(t-\tau) d\tau, \quad (8)$$

где $g(t)$ — импульсная переходная функция системы, описываемой уравнением (1) при $\alpha(t) \equiv \alpha$.

Из выражения (8) находим

$$\frac{\partial k_{\alpha\beta}(t_1, t)}{\partial t} = \int_0^t \left\{ k_{\alpha\beta}(t_1, \tau) + [\bar{\theta} - \bar{U}(\tau)] \frac{k_{\alpha}(t_1, \tau)}{\alpha} - \frac{k_{\alpha}(t_1, \tau)}{\alpha^2 \beta_1} \frac{d\bar{U}(\tau)}{d\tau} \right\} \frac{\partial g(t-\tau)}{\partial t} d\tau. \quad (9)$$

Подставляя выражения (8) и (9) в (7), будем иметь

$$\begin{aligned} \bar{U}(t) = & \int_0^t \left[\bar{\theta} + \frac{k_{\alpha\beta}(0)}{\alpha} \right] g(t-\tau) d\tau - \int_0^t \int_0^{\tau} \left\{ \frac{k_{\alpha\beta}(\tau-\varepsilon)}{\alpha} + \right. \\ & \left. + [\bar{\theta} - \bar{U}(\varepsilon)] \frac{k_{\alpha}(\tau-\varepsilon)}{\alpha^2} - \frac{k_{\alpha}(\tau-\varepsilon)}{\alpha^2 \beta_1} \frac{d\bar{U}(\varepsilon)}{d\varepsilon} \right\} \left[g(\tau-\varepsilon) + \right. \\ & \left. + \frac{1}{\beta_1} \frac{\partial g(\tau-\varepsilon)}{\partial \tau} \right] g(t-\tau) d\varepsilon d\tau. \end{aligned} \quad (10)$$

Произведя интегральное преобразование Лапласа над выражением (10), получаем

$$\begin{aligned} U(p) = & \left[\bar{\theta} + \frac{k_{\alpha\beta}(0)}{\alpha} \right] \frac{G(p)}{p} - \frac{1}{\alpha p} L \{ k_{\alpha\beta}(t) g(t) \} G(p) - \\ & - \frac{1}{\alpha^2 \beta_1 p} L \{ k_{\alpha\beta}(t) g'(t) \} G(p) - \left[\frac{\bar{\theta}}{p} - \bar{U}(p) \right] \frac{1}{\alpha^2} L \left\{ k_{\alpha}(t) \left[g(t) + \frac{1}{\beta_1} g'(t) \right] \right\} \times \\ & \times G(p) + p \bar{U}(p) \frac{1}{\alpha^2 \beta_1} L \left\{ k_{\alpha}(t) \left[g(t) + \frac{1}{\beta_1} g'(t) \right] \right\} G(p); \quad (11) \\ G(p) = & \frac{\beta_1 \beta_2 \bar{\alpha}}{[p^2 + (\beta_1 + \beta_2 + \beta_2 \bar{\alpha})p + \beta_1 \beta_2 \bar{\alpha}]} \end{aligned}$$

где $G(p)$ — передаточная функция, соответствующая импульсной переходной функции $g(t)$; $U(p)$ — изображение функции $U(t)$. Имеем

$$\begin{aligned} p \bar{U}(p) \left\{ 1 - \frac{1}{\alpha^2} L \left\{ k_{\alpha}(t) \left[g(t) + \frac{1}{\beta_1} g'(t) \right] \right\} \right\} G(p) - \frac{p}{\alpha^2 \beta_1} L \times \\ \times \left\{ k_{\alpha}(t) \left[g(t) + \frac{1}{\beta_1} g'(t) \right] \right\} G(p) = \bar{\theta} \left\{ 1 - \frac{1}{\alpha^2} L \left\{ k_{\alpha}(t) \left[g(t) + \frac{1}{\beta_1} g'(t) \right] \right\} \right\} \times \\ \times G(p) + \left\{ \frac{k_{\alpha\beta}(0)}{\alpha} - \frac{1}{\alpha} L \left\{ k_{\alpha\beta}(t) \left[g(t) + \frac{1}{\beta_1} g'(t) \right] \right\} \right\} G(p). \end{aligned}$$

Учитывая справедливость асимптотического соотношения

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \bar{U}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \bar{U}(p),$$

получим

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \bar{U}(t) \bar{\theta} + \frac{\frac{k_{\alpha\beta}(0)}{\alpha} - \frac{1}{\alpha} \lim_{p \rightarrow 0} L \left\{ k_{\alpha\beta}(t) \left[g(t) + \frac{1}{\beta_1} g'(t) \right] \right\}}{1 - \frac{1}{\alpha^2} \lim_{p \rightarrow 0} L \left\{ k_{\alpha}(t) \left[g(t) + \frac{1}{\beta_1} g'(t) \right] \right\}}. \quad (12)$$

Из выражения (12) следует вывод [1, 2], который стал уже общеизвестным: наличие корреляции между коэффициентом конвективного теплообмена и температурой среды приводит к появлению систематической погрешности; в установившемся режиме измерения между средними уровнями температур термодатчиков и среды появляется смещение. Величина этого смещения определяется как физическими свойствами самого термометрического тела (геометрическими размерами термодатчика, теплофизическими характеристиками материала, из которого изготовлен термодатчик), так и свойствами турбулентного потока (временными структурами скорости и температуры потока).

Однако в отличие от известных результатов, аналитическое соотношение (12) позволяет установить, каково влияние различного рода покрытий (по существу все используемые в технической практике термодатчики обладают защитными покрытиями) на величину указанного систематического отклонения. Нетрудно убедиться, что из полученного соотношения (12), как частные случаи, вытекают все известные результаты других авторов.

Рассмотрим наиболее типичный режим измерения, а именно: пусть условия измерения таковы, что корреляционная функция коэффициента конвективного теплообмена и взаимная корреляционная функция температуры среды и коэффициента конвективного теплообмена имеют вид:

$$k_{\alpha}(\tau) = \sigma_{\alpha}^2 e^{-\gamma_{\alpha}|\tau|}, \quad \gamma_{\alpha} > 0; \quad k_{\alpha\theta}(\tau) = \rho \tau_{\alpha} \tau_{\theta} e^{-\gamma_{\alpha\theta}|\tau|}, \quad \gamma_{\alpha\theta} > 0. \quad (13)$$

где ρ — коэффициент корреляции процессов $\alpha(t)$ и $\theta(t)$.

Таким образом, рассматриваемый режим измерения характеризуется тем, что процессы $\alpha(t)$ и $\theta(t)$ представляют собой стационарные и стационарно коррелированные случайные процессы.

После подстановки (13) в (12) и необходимых вычислений имеем

$$\lim_{\rho \rightarrow 0} \frac{\bar{U}(t) - \bar{\theta}}{\rho \sigma_{\theta}} = \frac{\sigma_{\alpha}}{\alpha} \frac{1 - \left[\beta_1 \beta_2 \bar{\alpha} \left(1 + \frac{\gamma_{\alpha\theta}}{\beta_1} \right) \right]}{\left[\gamma_{\alpha}^2 + (\beta_1 + \beta_2 + \beta_3 \bar{\alpha}) \gamma_{\alpha\theta} + \beta_1 \beta_2 \bar{\alpha} \right]} \frac{1 - \frac{\sigma_{\alpha}^2}{\alpha^2} \left[\beta_1 \beta_2 \bar{\alpha} \left(1 + \frac{\gamma_{\alpha}}{\beta_1} \right) \right]}{\left[\gamma_{\alpha}^2 + (\beta_1 + \beta_2 + \beta_3 \bar{\alpha}) \gamma_{\alpha} + \beta_1 \beta_2 \bar{\alpha} \right]}. \quad (14)$$

Целесообразно представить конечный результат (14) в традиционных для термометрии обозначениях, с тем чтобы более наглядно было видно влияние оболочек термодатчиков на величины систематических параметрических искажений. С этой целью введем следующие обозначения:

$m_3 = \beta_1 = \frac{k_0 S_3}{C_3}$ — величина, обратная постоянной времени („темп“) чувствительного элемента;

$m_0 = \beta_2 \bar{\alpha} \frac{S_0}{C_0}$ — величина, обратная постоянной времени оболочки термодатчика;

$$\gamma_{\alpha,0} = \frac{\gamma_{\alpha}}{m_0}; \quad \gamma_{\alpha\theta,0} = \frac{\gamma_{\alpha\theta}}{m_0}; \quad \gamma_{\alpha,3} = \frac{\gamma_{\alpha}}{m_3}; \quad \gamma_{\alpha\theta,3} = \frac{\gamma_{\alpha\theta}}{m_3}; \quad \beta_3 = \frac{k_0 S_3}{C_0}$$

Здесь S — площадь поверхности, а C — полная теплоемкость.

Первые два параметра характеризуют относительную инерционность (в смысле реакции на тепловое воздействие) оболочек термодатчиков, а последние два — относительную инерционность чувствительных элементов.

С учетом введенных обозначений выражение (12) принимает вид

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\bar{U}(t) - \bar{U}}{\rho \alpha_0} = \frac{\sigma_\alpha}{\alpha} \frac{1 - \frac{1 + \gamma_{\alpha\beta, \beta}}{1 + \gamma_{\alpha\beta, \beta} + \gamma_{\alpha\beta, \alpha} \gamma_{\beta\alpha, 0} + C_{отн} \gamma_{\alpha\beta, 0}}{1 - \frac{\sigma_\alpha^2}{\alpha^2} \frac{1 + \gamma_{\alpha, \beta}}{1 + \gamma_{\alpha, \beta} + \gamma_{\alpha, \beta} \gamma_{\alpha, 0} + \gamma_{\alpha, 0} + C_{отн} \gamma_{\alpha, 0}}}}{C_{отн} = C_\beta / C_\alpha} \quad (15)$$

Для оценочных расчетов можно положить $\gamma_{\alpha\beta, 0} = \gamma_{\alpha, 0} = \gamma_0$, $\gamma_{\alpha\beta, \beta} = \gamma_{\alpha, \beta} = \gamma_\beta$ (по имеющимся экспериментальным данным $\gamma_{\alpha\beta}$ и γ_β близки друг к другу). В этом случае выражение (15) можно представить в виде

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\bar{U}(t) - \bar{U}}{\rho \alpha_0} = \sigma_\alpha' \frac{\gamma_0 (1 + C_{отн} + \gamma_\beta)}{(1 + \gamma_\beta + \gamma_0 \gamma_0 + \gamma_0 + C_{отн} \gamma_0 - \frac{\sigma_\alpha^2}{\alpha^2} (1 + \gamma_\beta))}, \quad \sigma_\alpha' = \frac{\sigma_\alpha}{\alpha} \quad (16)$$

Легко заметить, что, если пренебречь теплоемкостью чувствительного элемента ($C_\beta \rightarrow 0$), то $m_\beta \rightarrow \infty$, $\gamma_\beta \rightarrow 0$ и соотношения (14)–(16) переходят в известные соотношения [1], [2]. Из соотношений (14)–(16) очевидно, что с уменьшением относительной инерционности термодатчиков (при этом $\gamma_0 \rightarrow 0$, $\gamma_\beta \rightarrow 0$) величина систематической погрешности становится пренебрежимо малой.

Конкретные расчеты по формуле (16), произведенные для наиболее типичных случаев в термометрии турбулентных потоков, показывают, прежде всего, что величины рассматриваемых систематических погрешностей довольно значительны, и поэтому учет этих искажений в результатах измерений температур потоков необходим. Второй вывод, который вытекает из указанных расчетов, заключается в том, что двухслойность, трехслойность реальных термодатчиков приводит к результатам, сильно отличающимся от тех, которые имеют место при упрощенной модели термодатчиков — в виде однозвенных звеньев ($m_\beta \rightarrow \infty$, $\gamma_\beta \rightarrow 0$) [1], [2].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. М. Азизов. Параметрические погрешности измерения температуры турбулентных потоков. — Труды метеорологических институтов СССР, вып. 105 (165), 1969.
2. А. М. Азизов, А. Н. Гордов, В. П. Гончарук. О параметрических эффектах в измерительных преобразователях температуры. АН СССР, — Теплофизика высоких температур, 1975, № 6.
3. А. М. Азизов, А. Н. Гордов. Точность измерительных преобразователей. Л.: Энергия, 1975.

Поступила в редакцию 10/ХІ 1977 г.

УДК 621.317.733

О. В. Галкин

АНАЛИЗ УСЛОВИЙ РАВНОВЕСИЯ МОСТОВОЙ СХЕМЫ

Мостовые измерительные схемы могут быть представлены тремя большими классами, отличающимися друг от друга формой питающего напряжения. В литературе прочно утвердились такие определения, как мостовая схема постоянного тока, мостовая схема переменного (синусоидального) тока и импульсная мостовая схема. При анализе и расчете каждой конкретной схемы

используют некоторые частные теоретические положения, справедливые внутри класса, а также общие положения, распространяющиеся на все мостовые схемы.

Несмотря на большое разнообразие мостовых схем, можно установить общие положения равновесия для мостов всех трех классов.

Традиционные методы анализа мостовых схем основываются на представлении электрических сигналов, а также сопротивлений схемы в частотной форме. Эти методы, являясь совершенными для схем с постоянным и синусоидальным напряжениями питания, не позволяют достаточно просто проанализировать схемы с импульсным питанием моста.

Для анализа были использованы временные характеристики мостовой схемы, в частности, переходные характеристики плеч моста.

Известно, что состоянию равновесия мостовой схемы (см. рисунок) соответствует равенство нулю выходного напряжения U_2 при питающем U_1 , отличном от нуля. При этом обычно предполагается, что все элементы моста, определяющие комплексные сопротивления Z_1 — Z_4 плеч моста, являются линейными элементами с постоянными параметрами.

Для схем постоянного и синусоидального напряжения питания условие равновесия запишется в виде

$$\hat{K}_1(j\omega) = \hat{K}_2(j\omega), \quad (1)$$

где $\hat{K}_1(j\omega) = \frac{Z_3}{Z_1 + Z_3}$ — частотная передаточная функция цепи из комплексных сопротивлений Z_1, Z_3 ;

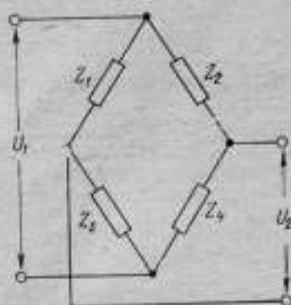
$\hat{K}_2(j\omega) = \frac{Z_4}{Z_2 + Z_4}$ — частотная передаточная функция цепи из комплексных сопротивлений Z_2, Z_4 .

Выражение (1), справедливое для некоторых видов мостовых схем при импульсном питании, не охватывает весь класс импульсных мостовых схем. Например, мост, состоящий из активных сопротивлений R_1, R_2, R_3 и сопротивления Z_4 , представляющего собой последовательное соединение индуктивности и активного сопротивления, согласно (1), не уравнивается. Однако при импульсном питании равновесное состояние моста все-таки может достигаться.

Определим условие равновесия мостовой схемы, удовлетворяющее всем классам без исключения. Для этого выразим выходное напряжение моста с помощью интегралов Дюамеля, составленных для цепей из сопротивлений Z_1, Z_2 и Z_3, Z_4 . Полагаем, что к моменту действия импульса питания реактивные элементы схемы разряжены во время паузы между импульсами

$$U_2(t) = U_1(0) h_1(t) + \int_0^t U_1'(t) h_1(t - \tau) d\tau - \\ - U_1(0) h_2(t) - \int_0^t U_1'(t) h_2(t - \tau) d\tau,$$

где $h_1(t)$ — переходная характеристика цепи из сопротивлений Z_1 и Z_3 ; $h_2(t)$ —



Мостовая схема

переходная характеристика цепи из сопротивлений \dot{Z}_2 и \dot{Z}_1 ; τ_n — длительность питающего импульса.

Равенство выходного напряжения U_2 нулю можно получить при выполнении условия

$$h_1(t) = h_2(t). \quad (2)$$

Прежде чем перейти к анализу условия (2), следует определить некоторые виды равновесия мостовых схем, имеющие место на практике.

Полное равновесие наблюдается в том случае, когда во время действия питающего напряжения выходное напряжение равно нулю.

Частичное равновесие наблюдается в том случае, когда во время действия питающего напряжения выходное напряжение равно нулю в некоторый интервал времени, меньший времени действия питающего напряжения.

Мгновенное равновесие наблюдается в случае, когда во время действия питающего напряжения выходное равно нулю в некоторый момент времени.

Выразим переходную характеристику $h(t)$ через ее передаточную функцию $K(j\omega)$ согласно [2]

$$h(t) = K(0) - \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{N(\omega)}{\omega} \cos \omega t d\omega, \quad (3)$$

где $K(0)$ — модуль передаточной функции $K(j\omega)$ при нулевой частоте; $N(\omega)$ — мнимая составляющая передаточной функции $K(j\omega)$.

Наличие в переходной характеристике (3) первого члена $A = K(0)$, независимого от времени, и второго $a(t) = -\frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{N(\omega)}{\omega} \cos \omega t d\omega$, являющегося функцией времени, позволяет записать общее условие равновесия в виде

$$A_1 + a(t) = A_2 + a_2(t). \quad (4)$$

При рассмотрении условия (4) можно выделить несколько случаев, имеющих место при реализации мостовых схем.

Случай I. Параметры схемы таковы, что выполняются равенства $A_1 = A_2$ и $a_1(t) = a_2(t)$ во время действия питающего напряжения. При этом для любого момента времени выполняемо условие (2). Такой режим соответствует полному равновесию мостовой схемы. В этом случае выполняется условие (1), что свидетельствует о широкополосности мостовой схемы. Схемы с такими параметрами могут быть использованы для измерений как на переменном токе, так и в импульсном режиме; измеряемые параметры схемы связаны с напряжением разбаланса моста.

Случай II. Параметры мостовой схемы соответствуют равенству $A_1 = A_2$ и определяют момент времени t_0 , когда $a_1(t) = a_2(t) = 0$, причем до момента t_0 выполняемо $a_1(t) \neq a_2(t)$. При этих условиях равновесие схемы на переменном токе неосуществимо, и поэтому ниже рассматривается равновесие на постоянном токе и в импульсном режиме.

Для постоянного тока схема входит в режим равновесия после момента времени t_0 , когда величины $a_1(t)$ и $a_2(t)$ достигнут нулевого значения. Режим достижения равновесия после подачи напряжения питания можно определить как переходный процесс уравнивания схемы.

При питании импульсами длительностью $\tau_n < t_0$ режим равновесия схемы невозможен, так как условие (2) невыполнимо. Параметры схемы обычно выбирают такими, чтобы t_0 было меньше длительности импульса τ_n , при этом состояние равновесия наблюдается в интервале $(\tau_n - t_0)$. Такой режим работы моста описан в литературе [1, 3] и получил распространение в устройствах, где выходное напряжение мостовой схемы связано с регистрируемыми параметрами схемы. Регистрация равновесия моста осуществляется путем синхронного детектирования выходного напряжения U_2 в интервале времени $(t_n - t_0)$.

Подобное равновесие может быть отнесено к частичному равновесию мостовой схемы.

Необходимо также указать, что для рассматриваемого случая величина t_0 определяет максимальную верхнюю частоту исследуемого процесса

$$F < \frac{1}{2t_0}.$$

Случай III. Во время действия импульса питания имеют место два неравенства: $A_1 \neq A_2$ и $a_1(t) \neq a_2(t)$, причем функции времени не являются периодическими. Для момента времени $t_0 < t_k$ может быть получено мгновенное равновесие схемы, т. е. имеет место равенство, соответствующее условию (2)

$$A_1 + a_1(t_0) = A_2 + a_2(t_0).$$

Подобные схемы, описанные в работе [4], чаще всего применяются в импульсных устройствах телемеханики и телеметрии. Регистрация момента t_0 осуществляется при этом нелинейными элементами, поэтому мосты подобного типа нелинейны с точки зрения чувствительности к выходному напряжению и в то же время позволяют осуществлять линейное преобразование измеряемой величины во временной интервал.

Проведенный анализ свидетельствует о том, что общее условие равновесия (2) может быть распространено на все классы мостовых измерительных схем. Значительными возможностями уравнивания обладает класс импульсных мостовых схем, которые могут быть использованы так же как преобразователи измеряемых электрических и неэлектрических параметров во временные. Что же касается схем постоянного и переменного тока, то их условие равновесия можно рассматривать как частный случай равновесия импульсных мостовых схем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хорна О. Тензометрические мосты. М.-Л., Госэнергоиздат, 1962.
2. Зернов Н. В., Карпов В. Г. Теория радиотехнических цепей. М.-Л., Энергия, 1965.
3. Власов А. И., Иванов В. П., Передельский Г. И. Электрические мосты с импульсным питанием, уравниваемые активными элементами. — Измерительная техника, 1975, № 10.
4. Ильин В. А. Импульсные устройства с мостовыми элементами. М.-Л., Энергия, 1965.

Поступила в редакцию 10/XI 1977 г.

УДК 621.375.018.756

О. В. Галкин

УСИЛИТЕЛЬНО-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЙ ТРАКТ МОСТА С ИМПУЛЬСНЫМ ПИТАНИЕМ

Анализ усилительно-преобразовательных трактов (УПрТ) импульсных мостов показывает, что высокими метрологическими характеристиками обладает УПрТ, состоящий из широкополосного усилителя переменного тока, соединенного с ключевым синхродетектором [1, 3]. Высокоомная нагрузка включается параллельно емкости синхродетектора, на которой в течение периода питающих импульсов T сохраняется напряжение, равное выходному напряжению усилителя в момент стробирования ключа. При питании мостовой цепи разнополярными импульсами U_{a1} и U_{a2} выходное напряжение УПрТ $U_{вых}$

может быть выражено через коэффициент усиления усилителя K_y и амплитуду одного из импульсов (обычно наибольшего) $U_{\text{пн}}$

$$U_{\text{вых}} = K_y K_M(\bar{t}) U_{\text{пн}} = K_y K_M[n] U_{\text{пн}}, \quad (1)$$

где $K_M[n]$ — коэффициент передачи мостовой цепи в момент безразмерного времени $\bar{t} = \frac{t}{T}$; $K_M[n]$ — решетчатая функция коэффициента передачи $K_M(\bar{t})$

при $n = \bar{t} = 0, 1, 2, 3 \dots$

При формировании импульсов питания способами, описанными в работах [1, 3], из однополярной последовательности импульсов выделяется постоянная составляющая. Разнополярные импульсы питания могут быть выражены через временные параметры униполярной последовательности и ее амплитуду E следующим образом:

$$U_{\text{пн}} = E \left(1 - \frac{\tau}{T} \right); \quad (2)$$

$$U_{\text{пз}} = E \frac{\tau}{T}, \quad (3)$$

где τ — длительность импульса.

Зависимость выходного напряжения тракта (1) от временных параметров импульсов питания (2), (3) свидетельствует о наличии мультипликативной погрешности преобразования, которая по своему проявлению эквивалентна изменению коэффициента усиления усилителя.

Определим значение этой погрешности при преобразовании измеряемой величины в выходное напряжение УПРТ при условии неизменности измеряемой величины, т. е. $K_M(\bar{t}) = K_M$. Относительная погрешность, вызванная изменением периода, равна

$$\frac{dK_{MT}}{K_{MT}} = - \frac{dT}{T} \frac{1}{Q-1}, \quad (4)$$

а погрешность, вызванная изменением длительности,

$$\frac{dK_{M\tau}}{K_{M\tau}} = \frac{d\tau}{\tau} \frac{1}{Q-1}, \quad (5)$$

где $Q = \frac{T}{\tau}$ — скважность импульсов питания.

Выражения (4) и (5) позволяют определить нестабильность временных характеристик импульсов питания и выбрать оптимальное значение скважности.

Увеличение скважности, позволяющее одновременно увеличить чувствительность мостовой цепи, является наиболее целесообразным способом уменьшения мультипликативной погрешности в низкочастотных УПРТ. Для высокочастотных одноключевых УПРТ значения скважности обычно невысокие, и в этом случае рекомендуется другой способ уменьшения погрешности, связанный со стабилизацией скважности $Q=2$. Для этого в задающем генераторе источника питания необходимо осуществить деление частоты с помощью триггера и выходным напряжением триггера коммутировать ключи питания.

Ввиду разных знаков погрешностей (4) и (5) результирующая погрешность будет равна нулю.

Стабилизация временных параметров не всегда целесообразна по ряду причин, а именно: усложнение питающего устройства, увеличение габаритов и стоимости, снижение надежности электрической схемы. Стабилизированные параметры T и τ в некоторых случаях позволяют устранить влияние высокочастотных помех (например, регулярную импульсную помеху с периодом T , сдвинутую во времени относительно строб-импульса ключа), но не дают воз-

возможности избавиться от влияния низкочастотных помех, спектр которых находится в рабочем диапазоне частот УПрТ.

Аддитивный характер погрешности, источником которой являются низкочастотные помехи, предполагает включение фильтров в УПрТ. Это решение является неоптимальным ввиду существенного влияния вводимых фильтров на характеристики УПрТ (коэффициент преобразования, рабочий диапазон частот и т. д.).

Другой вид погрешности одноключевого УПрТ, связанный с интерполяцией измеряемой величины, зависит от характера измеряемого процесса, периода дискретизации и может быть определена как погрешность ступенчатой интерполяции с периодом дискретизации, равным периоду следования импульсов питания [2]. Погрешность интерполяции может достигать большого значения при измерении быстропеременных величин, и поэтому определяет частотный диапазон преобразования.

В рассматриваемом ниже УПрТ удастся уменьшить мультипликативную и аддитивную погрешности, увеличить коэффициент преобразования и расширить рабочий диапазон частот. Функциональная схема двухключевого УПрТ изображена на рисунке. Ключи $K1$ и $K2$ замыкаются под действием строб-импульсов U_{c1} и U_{c2} , сдвинутых во времени друг относительно друга на интервал Δt . Высокоомная нагрузка R_n включается между емкостями C_1 и C_2 , при этом напряжение на нагрузке равно разности «запомненных» напряжений.

Определим выходное напряжение УПрТ в течение периода импульсов питания

$$U'_{\text{вых}} = K_y K_M [n] U_{n1} + K_y K_M [n + \varepsilon - 1] U_{n2} \quad \text{при } n < \bar{t} < (n + \varepsilon)$$

$$U_{\text{вых}} = K_y K_M [n] U_{n1} + K_y K_M [n + \varepsilon] U_{n2} \quad \text{при } (n + \varepsilon) < \bar{t} < (n + 1),$$

где $\varepsilon = \frac{\Delta t}{T}$ — интервал между строб-импульсами.

Для медленного изменения $K_M(\bar{t})$ выходное напряжение УПрТ

$$U'_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} = K_y K_M [n] E \quad (6)$$

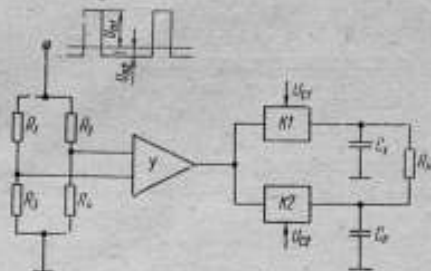
не зависит от временных параметров импульсов питания. Сравнивая выражения (1) и (6) видим, что устранение мультипликативной погрешности влечет за собой увеличение коэффициента преобразования тракта.

Оценим погрешность интерполяции для линейно изменяющегося коэффициента передачи мостовой цепи:

$$K_M(\bar{t}) = \frac{K_{\text{max}} T}{T_n} \bar{t} = K \bar{t}, \quad (7)$$

где K_{max} — максимальное значение коэффициента передачи; T_n — время линейного изменения коэффициента передачи.

Выбор такого вида изменения $K_M(\bar{t})$ объясняется тем, что многие сигналы (синусоидальный, экспоненциальный) имеют прямолинейный участок, причем именно на этом участке погрешность интерполяции достигает наибольших значений. Максимальные погрешности интерполяции непрерывной выходной величины $U_{\text{вых}} = EK(\bar{t})K_y$ получаются к концу интервалов дискретизации



Функциональная схема двухключевого УПрТ

$$\Delta_1 = K_y K E \left[\left(1 - \frac{\tau}{T} \right) \varepsilon + \frac{\tau}{T} \right] \quad \text{при } \bar{t} \rightarrow (n + \varepsilon); \quad (8)$$

$$\Delta_2 = K_y K E \left(1 - \frac{\tau}{T} \varepsilon \right) \quad \text{при } \bar{t} \rightarrow (n + 1). \quad (9)$$

Минимизация погрешностей интерполяции состоит в выборе такого значения ε , при котором

$$\Delta_{\min} = \Delta_1 = \Delta_2 = K_y K E \left[1 - \frac{\tau}{T} + \left(\frac{\tau}{T} \right)^2 \right]. \quad (10)$$

Тогда интервал времени между строб-импульсами

$$\varepsilon = 1 - \frac{\tau}{T}. \quad (11)$$

Сравнительный анализ погрешностей трактов показывает, что в двухключевом УПрТ относительная погрешность интерполяции является функцией временных параметров импульсов питания

$$\gamma_2 = \frac{1 - \frac{\tau}{T} + \left(\frac{\tau}{T} \right)^2}{n + 1}, \quad (12)$$

и при невысокой скважности $Q = \frac{T}{\tau}$ погрешность γ_2 будет меньше, чем погрешность одноключевого тракта

$$\gamma_1 = \frac{1}{n + 1}. \quad (13)$$

Это свойство двухключевого УПрТ позволяет расширить частотный диапазон преобразования при сохранении требуемой погрешности. Частота среза ω_2 двухключевого УПрТ может быть выражена через частоту среза ω_1 одноключевого тракта и количество периодов O_1 и O_2 , укладываемых на линейном участке в каждом тракте

$$\omega_2 = \omega_1 \frac{O_1}{O_2}. \quad (14)$$

Значения O_1 и O_2 находятся из выражений (12) и (13). При рассмотрении подавления помех в двухключевом УПрТ следует предположить, что мостовая цепь уравновешена, а на вход усилителя действует помеха, напряжение которой изменяется во времени по закону

$$U = K_n \bar{t}, \quad (15)$$

где $K_n = \frac{U_{\max}}{T_n} T$ — крутизна изменения напряжения; U_{\max} — амплитуда помехи; T_n — время достижения амплитуды помехи.

Выходное напряжение тракта

$$U'_{\max} = K_y K_n (1 - \varepsilon) \quad \text{при } n < \bar{t} < n + \varepsilon \quad (16)$$

$$U''_{\max} = -K_y K_n \varepsilon \quad \text{при } (n + \varepsilon) < \bar{t} < n + 1. \quad (17)$$

Таким образом, коэффициенты подавления помехи, определяемые как отношения амплитуд U'_{\max} и U''_{\max} к амплитуде $U_n = K_n K_y \bar{t}$ зависят от отношения времени T_n к периоду питающих импульсов, и чем больше эта величина, тем сильнее подавление помехи.

К недостаткам двухключевого УПрТ следует отнести некоторое усложнение схемы, вызванное введением ключа K_2 и формирователя второго строб-

импульса. Кроме того, согласование УПРТ с низкоомной нагрузкой требует применения согласующего вычитающего устройства, например, дифференциального усилителя. Дрейф нуля дифференциального усилителя может создавать определенную погрешность. Для ее уменьшения целесообразно применять дифференциальные усилители с глубокими отрицательными обратными связями, стабилизирующими режим работы.

Двухключевой УПРТ применен в термовзвешивателе с импульсным мостом в совокупности с малогабаритным, но недостаточно стабильным генератором прямоугольных импульсов. Это позволило существенно уменьшить вес и габариты прибора и одновременно повысить его точностные характеристики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Груздев С. В., Прошин Е. М. Импульсная тензометрия, М., Энергия, 1976.
2. Фремке А. В. Телеизмерения, М., Высшая школа, 1975.
3. Хорна О. Тензометрические мосты, М., Госэнергоиздат, 1962.

Поступила в редакцию 10/XI 1977 г.

УДК 531.1:532.57

А. Е. Синельников

ВНИИМ

ВОПРОСЫ КИНЕМАТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ РОТАЦИОННОЙ ПЛАТФОРМЫ

Для воспроизведения постоянных линейных ускорений, превышающих ускорение свободного падения, практическое применение нашел лишь метод создания ускорений с помощью ротационной платформы — метод центрифуги. Другой метод — метод «ракетной тележки», хотя и может быть использован для создания относительно больших значений ускорений, в силу ряда присущих ему недостатков, широкого применения для проверки и градуировки акселерометров не нашел. Ротационные платформы используются также для проверки и градуировки измерительных преобразователей линейной скорости потока жидкости. Отдельные погрешности воспроизведения ускорения с помощью центрифуги исследовались в ряде работ, например [1—4]. Однако представляет интерес кинематика ротационной платформы в общем виде, на базе которой может быть определен весь комплекс присущих данному методу погрешностей и определены доминирующие из них.

Достаточно полная расчетная схема расположения векторов у ротационной платформы приведена на рисунке, где $O_0X_0Y_0Z_0$ — неподвижная система координат, в которой ось O_0Z_0 направлена по вертикали места. С ротором центрифуги связана система координат XOZ ; ось OY совмещена с направлением, по которому должно быть задано центростремительное ускорение и направлена измерительная ось акселерометра.

Основные источники погрешности воспроизведения ускорения определяются следующими причинами. Ротор центрифуги может линейно перемещаться относительно опор, связанных с системой $O_0X_0Y_0Z_0$ (вектор r_0) и, кроме того, покачиваться в опорах (направление вектора угловой скорости такого движения N определяется углами γ_X в плоскости $X_0O_0Y_0$ и λ_N в вертикальной плоскости). Вектор угловой скорости ротора Ω в общем случае не совпадает с осью OZ , отклоняясь от нее на угол λ , а его проекция на плоскость XOY отклонена от OX на угол γ . Кроме того, следует учитывать возможные малые повороты конца плеча центрифуги в плоскости XOY (вектор угловой ско-

рости поворота ω_2) и в плоскости YOZ (вектор угловой скорости поворота ω_1). Погрешности совмещения измерительной оси акселерометра с OY определяются углами γ_a в плоскости XOY и λ_r в плоскости XOZ. Обозначим $OO_1=R_1$; $O_1O_2=R_2$; $O_2O_3=R_3$; $OO_3=R$. Найдем линейное ускорение точки O_3 , с которой совмещается центр инерции чувствительного элемента акселерометра

$$L = r_0 + R_1 + R_2 + R_3$$

$$\frac{dL}{dt} = \frac{dr_0}{dt} + \frac{dR_1}{dt} + \frac{dR_2}{dt} + \frac{dR_3}{dt} = \frac{dr_0}{dt} + [(\Omega + N)R_1] +$$

$$+ \frac{\partial R_1}{\partial t} + [(\Omega + N + \omega_2)R_2] + \frac{\partial R_2}{\partial t} + [(\Omega + N + \omega_2 + \omega_1)R_3] + \frac{\partial R_3}{\partial t}. \quad (1)$$

где $\delta/\delta t$ — относительная производная соответствующего вектора [5]:

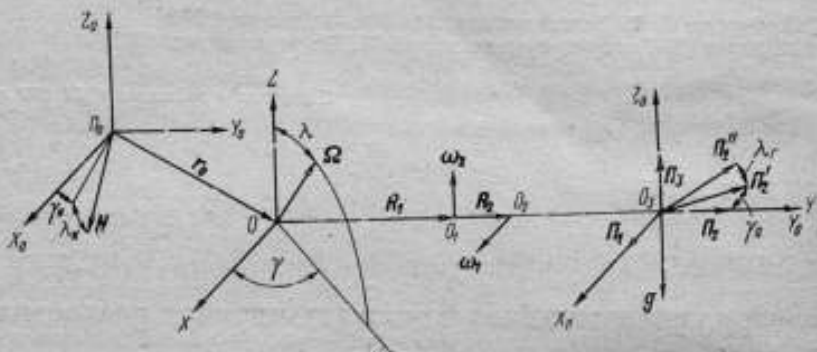


Схема расположения векторов у ротационной платформы

$$a = \frac{d^2L}{dt^2} \approx -R\Omega^2 - RN^2 - R_2\omega_2^2 - R_3(\omega_1^2 + \omega_2^2) + \Omega\Omega R\lambda \sin \gamma -$$

$$- 2\omega_2\Omega(R_2 + R_3)\lambda \sin \gamma + 2\omega_2\Omega R_3\lambda \sin \gamma - 2(R_2 + R_3)\Omega\omega_2 -$$

$$- 2R_2\Omega\omega_1\lambda \cos \gamma + 2\Omega NR \sin \gamma_N - 2R\Omega N(\lambda \cos \gamma \cos \gamma_N + \lambda \sin \gamma \sin \gamma_N - \lambda_N) +$$

$$+ NNR \sin \gamma_N + 2(R_2 + R_3)N\omega_2\lambda_N + 2\omega_2N(R_2 + R_3)\sin \gamma_N -$$

$$- 2R_3\omega_1N \cos \gamma_N + 2\omega_1NR_2 \sin \gamma_N + \left[\frac{\partial \Omega}{\partial t} R\right] + \left[\Omega \frac{\partial R}{\partial t}\right] + \left[\frac{dN}{dt} R\right] +$$

$$+ \left[\omega_2 \frac{\partial (R_2 + R_3)}{\partial t}\right] + \left[\omega_1 \frac{\partial R_3}{\partial t}\right] + \left[\frac{\partial \omega_2}{\partial t} (R_2 + R_3)\right] + \left[\frac{\partial \omega_1}{\partial t} R_3\right] + \frac{\partial^2 R}{\partial t^2}. \quad (2)$$

Составляющая этого ускорения по измерительной оси акселерометра

$$a_y \approx -R\Omega^2 + \left(\frac{d^2r_0}{dt^2}\right)_y + R\Omega^2(1 - \cos \gamma_a \cos \gamma_r) - RN^2(1 - \sin^2 \gamma_N) -$$

$$- R_2\omega_2^2 - R_3(\omega_1^2 + \omega_2^2) - 2(R_2 + R_3)\Omega\omega_2 - 2R_3\Omega\omega_1\lambda \cos \gamma +$$

$$+ 2\Omega NR\lambda \sin \gamma \sin \gamma_N - 2R\Omega N(\lambda \cos \gamma \cos \gamma_N + \lambda \sin \gamma \sin \gamma_N - \lambda_N) +$$

$$+ 2(R_2 + R_3)N\omega_2\lambda_N - 2R_3\omega_1N \cos \gamma_N + \left(\left[\frac{dN}{dt} R\right]\right)_y + \frac{\partial^2 R}{\partial t^2}. \quad (3)$$

Определим составляющую ускорения свободного падения по измерительной оси акселерометра и эквивалентное ей ускорение a_{gy} . Вектор g связан с неподвижной системой координат $O_0X_0Y_0Z_0$. Поэтому определим положение измерительной оси акселерометра в этой системе. Перенесем $O_0X_0Y_0Z_0$ в точку O_2 и направим по осям орты Π_1 ; Π_2 ; Π_3 . При этом будем иметь в виду, что все углы, за исключением γ_N и γ малые.

При повороте Π_2 вокруг Π_3 на угол γ_N получаем

$$\Pi_2' = -\Pi_1\gamma_N + \Pi_2 \quad (4)$$

при повороте Π_2' вокруг Π_1 на λ_r

$$\Pi_2'' = -\Pi_1\lambda_r + \Pi_2 + \Pi_2'\lambda_r \quad (5)$$

Затем осуществляем поворот измерительной оси вокруг вектора N на малый угол α_N .

$$\Pi_2''' = -\Pi_1\gamma_N + \Pi_2 + \Pi_3(\lambda_r - \alpha_N \cos \gamma_N) \quad (6)$$

Аналогичным путем находится направление измерительной оси Π_2^{IV} при ее вращении вокруг Ω .

Эквивалентное ускорение по измерительной оси акселерометра

$$a_{gy} = -g(\Pi_2^{IV})_z = -g(\lambda_r - \alpha_N \cos \gamma_N + \lambda \sin \gamma \cos \Omega t + \lambda \cos \gamma \sin \Omega t) \quad (7)$$

Полное ускорение, направленное по измерительной оси акселерометра

$$a = a_y + a_{gy}$$

и погрешность воспроизведения ускорения

$$\Delta a \approx a_y + a_{gy} + \Omega^2 R + \Delta(\Omega^2) + \Delta R \quad (8)$$

Анализ выражения (8) с учетом реальных конструктивных и технологических характеристик центрифуг показывает, что среди большого числа составляющих погрешности доминирующую роль играют: 1) погрешность из-за отклонения измерительной оси акселерометра от плоскости горизонта; 2) погрешности задания и измерения угловых скоростей и 3) погрешности из-за изменения длины плеча центрифуги.

Следует заметить, что часть составляющих перечисленных погрешностей носят гармонический характер с периодом, кратным периоду одного оборота ротора центрифуги. Поэтому при выборе времени измерения выходного сигнала акселерометра, кратного указанному периоду, эти погрешности будут практически полностью проинтегрированы.

С целью снижения первой из доминирующих погрешностей в прецизионных центрифугах применяют системы аэростатических опор, обеспечивающих высокую стабильность положения оси вращения ротора, и точные системы выставки площадки для установки акселерометров, в плоскости горизонта. Кроме того, в ряде случаев используют системы измерения угла поворота установочной площадки акселерометра в процессе вращения ротора и вводят соответствующие поправки в формулу измерения ускорения.

Оценим вторую доминирующую погрешность, обусловленную нестабильностью угловой скорости вращения ротора. Представим угловую скорость в виде суммы постоянной Ω_0 и переменной $\Delta\Omega(t)$ составляющих ($\overline{\Delta\Omega(t)} = 0$). Получим следующие выражения для абсолютной и относительной погрешности воспроизведения ускорения:

$$\begin{aligned} \Delta a_{\Omega} &= [2\Omega \Delta\Omega + (\Delta\Omega)^2] R; \\ \delta a_{\Omega} &= 2\delta\Omega + (\delta\Omega)^2. \end{aligned} \quad (9)$$

Второй член в (9) состоит из постоянной составляющей $\overline{\Delta\Omega^2}$ и переменной

составляющей $(\Delta\Omega)^2 - (\overline{\Delta\Omega})^2$. Разложим переменную составляющую угловой скорости в ряд Фурье

$$\Delta\Omega = \sum_{i=1}^m \Delta\Omega_i \cos(i\Omega_0 t + \psi_i), \quad (10)$$

где $\Delta\Omega_i$ и ψ_i — амплитуда и фаза гармонической составляющей. После подстановки (10) в (9), ограничиваясь членами не выше второго порядка малости, получим

$$\Delta a_{\Omega} \approx \Omega_0^2 R \left[2 \sum_{i=1}^m \frac{\Delta\Omega_i}{\Omega_0} \cos(i\Omega_0 t + \psi_i) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \sum_{k=1}^m \frac{\Delta\Omega_i \Delta\Omega_k}{\Omega_0^2} \times \right. \\ \left. \times [\cos[(i-k)\Omega_0 t + (\psi_i - \psi_k)] + \cos[(i+k)\Omega_0 t + (\psi_i + \psi_k)]] \right]. \quad (11)$$

Из (11) определяется погрешность воспроизведения мгновенного значения ускорения. В случае измерения среднего значения угловой скорости за время, кратное времени оборота ротора центрифуги, погрешность воспроизведения среднего значения ускорения

$$\Delta a_{\Omega_0} \approx \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \frac{\Delta\Omega_i^2}{\Omega_0^2}. \quad (12)$$

Погрешности из-за изменения длины плеча центрифуги обусловлены, главным образом, тепловым удлинением и удлинением, обусловленным действием центробежных сил. В случае, когда значение этих погрешностей становится недопустимо большим, необходимо измерять длину плеча центрифуги непосредственно в процессе вращения ротора и вводить соответствующую поправку в формулу измерения.

Наряду с выделенными тремя группами погрешностей в отдельных случаях заметное влияние может оказывать составляющая погрешности $\left(\frac{d^2 r_0}{dt^2}\right)_y$, обусловленная линейным перемещением ротора в опорах. Как правило, использование аэростатических опор и средств виброзащиты позволяют сделать эту составляющую пренебрежимо малой. В противном случае, необходимо измерение линейного перемещения ротора в опорах и введения поправки в формулу измерения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Смирнов Г. А., Андрущук В. А., Ковчин С. А. Прецизионная установка для воспроизведения постоянных ускорений. — Измерительная техника, 1970, № 12.
2. Артемьев И. М., Мартынов В. Т., Синельников А. Е. Государственный первичный эталон единицы постоянного линейного ускорения в диапазоне 10^{-8} — $2 \cdot 10^2$ м/сек². — Измерительная техника, 1976, № 5.
3. Павлов Г. Г., Смирнов Г. А., Фролова А. В. Разработка и исследование калибровочных стендов. — Труды ЛПИ, 1967, № 282.
4. Синельников А. Е., Блаатер Б. Э. Проверка и градуировка низкочастотных акселерометров. Л., ЛДНТП, 1971.
5. Лаптев Г. Ф. Элементы векторного исчисления. Л., Наука, 1975.

Поступила в редакцию 10/XI 1977 г.

РЕЛЕЙНЫЕ И ЛОГИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ ТЕРМОМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При автоматизации измерений и контроля технологических процессов применяются бесконтактные логические устройства, обеспечивающие требуемые алгоритмы управления.

В практике измерения и регулирования изменяющихся во времени температур и скоростей газовых потоков и жидкостей широко используются проволочные металлические термоприемники с чувствительным элементом в виде тонких металлических нитей, обладающих малой тепловой инерцией.

Можно показать, что на основе проволочных металлических термоприемников возможно создание набора логических устройств для решения задач автоматизации и контроля таких производственных процессов, где входным сигналом, воздействующим на термоприемник, является температура среды или изменение коэффициента его теплообмена со средой.

Простейшим логическим устройством, которое обеспечивает возможность преобразования температуры или коэффициента теплообмена (т.е. изменения состояния среды по скорости, плотности и т.д.) в электрические сигналы и последующее оперирование этими величинами является мостовая схема с включенными в плечи термоприемниками, работающими в режиме термометра сопротивления или термоанемометра.

Схема (см. рисунок) в общем случае состоит из двух блоков: а) мостовой (измерительный) — с включенными в плечи термоприемниками R_1, R_2 ; б) транзисторный (коммутирующий или усилительный). Эта схема может использоваться в сочетании с другими электрическими устройствами в различных режимах.

При использовании неравновесных мостовых цепей обычно осуществляют компенсацию начального значения выходного сигнала $U_{вых}$ так, чтобы при входном сигнале $x=0$ он был равен нулю*.

При отклонении x от 0 и $R_1 \pm \Delta R$ мост выходит из состояния равновесия, создавая $I_a = f(x)$ и $U_{a} = f(x)$.

В логических устройствах на входы x_i логических элементов подаются двоичные сигналы и на выходе также получаются двоичные сигналы, являющиеся некоторой логической функцией входных $y = \Psi(x_i)$.

Двоичный сигнал может иметь два различных состояния 0 и 1. Следовательно, неравновесную мостовую цепь можно рассматривать как логическое устройство при следующих условиях.

Входной сигнал мостовой схемы $y=1$, если мост в неравновесном состоянии. Выходной сигнал мостовой схемы $y=0$, если мост в равновесном состоянии.

Входной сигнал мостовой схемы $x=1$, если имеется отклонение сопротивления термопреобразователя, включенного в плечо мостовой схемы от нормального (расчетного) значения.

* Входным сигналом в данном случае является отклонение величины от значения, при котором $U_{вых} = 0$.

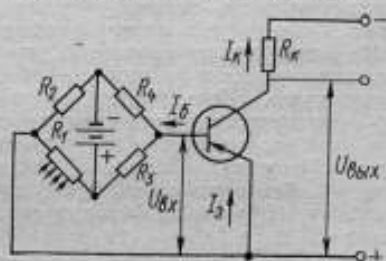


Схема логического устройства
с термоприемником

Входной сигнал мостовой схемы $x=0$, если пет отклонения сопротивления термопреобразователя, включенного в плечо мостовой схемы, от нормального (расчетного) значения.

Сигналы на входе и выходе такой логической схемы могут быть потенциальными или импульсными.

Логические элементы на базе мостовой схемы не обладают релейной характеристикой «вход—выход» и для обеспечения их функциональной устойчивости накладываются ограничения на уровни входных и выходных сигналов 0 и 1. В сочетании мостовой схемы с транзистором, работающим в ключевом режиме, может быть получена релейная характеристика «вход—выход» логического элемента.

Для осуществления различных алгоритмов управления необходимо иметь по возможности полный набор логических элементов, чтобы реализовать любую логическую функцию. Элементы, входящие в набор, должны содержать минимальное число деталей, обладать высокой надежностью и низкой стоимостью. Сама по себе мостовая схема с включенными в плечи одним, двумя или большим числом взаимозаменяемых проволочных приемников является логическим элементом, производящим логические операции «Повторение», «Конъюнкция», «Дизъюнкция», «Неравнозначность». В сочетании с инвертором — транзисторным усилительным каскадом, работающим в ключевом режиме, или диодом можно получить логические элементы, реализующие операции «Инвертор», «Элемент Шеффера», «Элемент Пирса», «Импликация», «Запрет», «Равнозначность». В таблице даны обозначения, схемы и функции логических элементов на базе мостовых схем с одним или двумя термоприемниками.

Для расчета параметров логических элементов используются уравнения функциональной устойчивости, т. е. способности логического элемента реализовать заданную логическую функцию в условиях изменения в определенных пределах параметров мостовой схемы и транзистора, колебаний напряжения питания, влияния окружающей среды, изменения параметров входных сигналов 0 и 1, вызванных изменением коэффициентов теплообмена между термоприемником и средой, воздействием внешних помех и т. д.

Уравнения функциональной устойчивости:

$$U_{\text{вых}0} + U_{\text{п}0} < U_{\text{вх}0} - \Delta U_{\text{вх}0}$$

$$U_{\text{вых}1} - U_{\text{п}1} > U_{\text{вх}1} + \Delta U_{\text{вх}1}$$

где $U_{\text{вых}1}$ — выходное напряжение логического элемента, соответствующее значению 1; $U_{\text{вх}0}$ — входное напряжение логического элемента, соответствующее значению 0; $U_{\text{вх}1}$ — минимальное значение напряжения входного сигнала от воздействия на термоприемник ($\varepsilon = \Delta r/r$ или $\Delta I/I$), при котором на выходе повторителя сигнал 1, а на выходе инвертора сигнал 0; $\Delta U_{\text{вх}1}$ — разброс $U_{\text{вх}1}$, обусловленный разбросом характеристик элемента; $U_{\text{вх}0}$ — максимальное значение напряжения входного сигнала от воздействия на преобразователь ($\varepsilon = \Delta r/r$ или $\Delta I/I$), при котором на выходе повторителя сигнал 0, а на выходе инвертора сигнал 1; $\Delta U_{\text{вх}0}$ — разброс $U_{\text{вх}0}$, обусловленный разбросом характеристик элемента; $U_{\text{п}0}$ — напряжение помехи, действующее на логический сигнал 0; $U_{\text{п}1}$ — напряжение помехи, действующее на логический сигнал 1.

Предложенные схемы реализации логических операций позволяют решать большую группу практических задач. Так, например, логические схемы «повторитель» и «инвертор» применены для построения приборов, обеспечивающих контроль потока сжатого воздуха в пневматических машинах и приспособлениях.

На основе более сложных схем решаются задачи, связанные с контролем изменения состояния одной или нескольких сред, например, контроль наличия или отсутствия одновременно двух сред, в которые помещены термо-

Схемы и функции, реализуемые логическим элементом

Элемент	Реализуемая функция	Таблица истинности	Схема электрической принципиальной	Обозначение по ГОСТ 2743-68	Примечание															
Повторитель	Повторение $y = x$	<table border="1"> <tr> <td>x</td> <td>y</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </table>	x	y	0	0	1	1												
x	y																			
0	0																			
1	1																			
Инвертор (НЕ)	Отрицание (инверсия) $y = \bar{x}$	<table border="1"> <tr> <td>x</td> <td>y</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table>	x	y	0	1	1	0												
x	y																			
0	1																			
1	0																			
Элемент Пирса (ИЛИ-НЕ)	Отрицание дизъюнкции (стрелка Пирса) $y = \bar{x_1 + x_2}$	<table border="1"> <tr> <td>x_1</td> <td>x_2</td> <td>y</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table>	x_1	x_2	y	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0			
x_1	x_2	y																		
0	0	1																		
0	1	0																		
1	0	0																		
1	1	0																		

Элемент	Реализуемая функция	Таблица истинности	Схема исполнения термодрифтчиков	Обозначение по ГОСТ 2743-68	Примечание															
Запрет	Запрет $y = \bar{x}_1 \bar{x}_2$	<table border="1"> <tr><td>x_1</td><td>x_2</td><td>y</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> </table>	x_1	x_2	y	0	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0			
x_1	x_2	y																		
0	0	0																		
0	1	0																		
1	0	1																		
1	1	0																		
Импликатор (ЕСЛИ—ТО)	Импликация $y = x_1 \rightarrow x_2 = \bar{x}_1 \vee x_2$	<table border="1"> <tr><td>x_1</td><td>x_2</td><td>y</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </table>	x_1	x_2	y	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1	1	1			
x_1	x_2	y																		
0	0	1																		
0	1	1																		
1	0	0																		
1	1	1																		
Эквивалентность	Эквивалентность $y = x_1 \equiv x_2$	<table border="1"> <tr><td>x_1</td><td>x_2</td><td>y</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </table>	x_1	x_2	y	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	1			
x_1	x_2	y																		
0	0	1																		
0	1	0																		
1	0	0																		
1	1	1																		

Дизъюнкция (ИЛИ)	Дизъюнкция $y = x_1 \vee x_2$	<table border="1"> <tr><td>x_1</td><td>x_2</td><td>y</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </table>	x_1	x_2	y	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1			
x_1	x_2	y																		
0	0	0																		
0	1	1																		
1	0	1																		
1	1	1																		
Конъюнкция (И)	Конъюнкция $y = x_1 \wedge x_2$	<table border="1"> <tr><td>x_1</td><td>x_2</td><td>y</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </table>	x_1	x_2	y	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1			n — натуральное число, обозначающее минимальное число входов, при возбуждении которых функция принимает значение 1
x_1	x_2	y																		
0	0	0																		
0	1	0																		
1	0	0																		
1	1	1																		
Элемент Шеффера (И—НЕ)	Отрицание конъюнкции (штрих Шеффера) $y = \bar{x}_1 \wedge \bar{x}_2$	<table border="1"> <tr><td>x_1</td><td>x_2</td><td>y</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> </table>	x_1	x_2	y	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0			n — натуральное число, обозначающее минимальное число входов, при возбуждении которых транзистор переходит в состояние насыщения
x_1	x_2	y																		
0	1	1																		
0	1	1																		
1	0	1																		
1	1	0																		
Неравнозначность (сложение по модулю 2)	Сложение по модулю $y = x_1 \oplus x_2$	<table border="1"> <tr><td>x_1</td><td>x_2</td><td>y</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> </table>	x_1	x_2	y	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0			
x_1	x_2	y																		
0	0	0																		
0	1	1																		
1	0	1																		
1	1	0																		

приемники (многоуровневые контрольные устройства наличия жидкости, реле протока и т. п.); контроль движения газового или воздушного потока с определенной скоростью и одновременного присутствия жидкости в другой точке (газовая защита маслонаполненных трансформаторов).

Таким образом, создание логических и релейных устройств на базе мостовой схемы с термоприемниками позволяет существенно расширить область применения термометрических методов и аппаратуры.

Поступила в редакцию 10/XI 1977 г.

СОДЕРЖАНИЕ

<i>А. И. Попов.</i> Теплообмен пленочного преобразователя скорости	3
<i>А. М. Азизов.</i> Системы измерения температур, инвариантные к нелинейным искажениям	10
<i>Г. П. Болдырева, С. Ф. Черноз, Ю. А. Савченко.</i> Определение частотных характеристик термоэлемента	14
<i>Ю. И. Бундин, Д. Ф. Тартаковский, В. В. Туренко, В. Н. Хажуев.</i> Работа капиллярно-трансформаторного преобразователя удельной электрической проводимости в потоке	17
<i>Ю. И. Бундин, Ю. Е. Голубев, Д. Ф. Тартаковский, В. В. Туренко, В. Н. Хажуев.</i> Пространственные характеристики преобразователей удельной электрической проводимости	22
<i>Ю. С. Грачев, И. В. Хахамов.</i> Чувствительность низкочастотных измерительных преобразователей плотности тока	27
<i>М. Ю. Горина, Н. П. Барабанова.</i> Высокостабильный плоский хлорсеребряный электрод	29
<i>В. О. Поляков.</i> Исследование переходных процессов в реальных системах измерения давления потоков	31
<i>В. В. Рябов.</i> Влияние параметрических искажений на точность измерения среднего уровня характеристик потоков сложными термоприемниками	34
<i>О. В. Галкин.</i> Анализ условий равновесия мостовой схемы	38
<i>О. В. Галкин.</i> Усилительно-преобразовательный тракт моста с импульсным питанием	41
<i>А. Е. Сивельников.</i> Вопросы кинематической теории ротационной платформы	45
<i>Б. Л. Резник.</i> Релейные и логические устройства на основе термометрических преобразователей	49
Рефераты публикуемых статей	56

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 532.57.06 : 536.5

Теплообмен пленочного преобразователя скорости. Попов А. И. — «Исследования в области гидрофизических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 235(295), 1979, с. 3—10.

На основании решения уравнения теплопроводности исследован теплообмен пленочного преобразователя термоанемометра постоянной температуры. Учтены конечные размеры пленки. Результаты исследования сравниваются с экспериментальными и литературными данными. Ил. 4.

УДК 536.5 : 532

Системы измерения температур, инвариантные к нелинейным искажениям. Азбатов А. М. — «Исследования в области гидрофизических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 235(295), 1979, с. 10—13.

Исследуются возможности построения аппаратуры, обеспечивающей измерение стационарной или переменной температуры с помощью нескольких нелинейных измерительных преобразователей. Показана высокая эффективность разработанного алгоритма восстановления истинного значения температуры по показаниям двух терморезисторов. Ил. 1.

УДК 532.574

Определение частотных характеристик термоанемометра на переменном токе. Бодирева Г. П., Чернов С. Ф., Сажченко Ю. А. — «Исследования в области гидрофизических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 235(295), 1979, с. 14—17.

Для случаев, когда динамические свойства термоанемометра удобно исследовать, подавая испытательный сигнал на вход модулятора, предложен метод, позволяющий по сравнению с известным ранее упростить эксперимент и обработку результатов измерений. Ил. 2. Библ. 4.

УДК 532.5

Работа капиллярно-трансформаторного преобразователя удельной электрической проводимости в потоке. Бундин Ю. И., Тартаковский Д. Ф., Туренко В. В., Хажуев В. Н. — «Исследования в области гидрофизических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 235(295), 1979, с. 17—21.

Рассматривается работа капиллярно-трансформаторного преобразователя, предназначенного для одновременного измерения в водном потоке средних значений и маломасштабных пульсаций удельной электрической проводимости.

Приведены экспериментальные результаты по оценке влияния на преобразователь угла атаки, скорости течения жидкости через капилляр в статическом и динамическом режимах измерения. Ил. 4. Библ. 4.

УДК 532.517.4 : 621.317.5

Пространственные характеристики преобразователей удельной электрической проводимости. Бундин Ю. И., Голубев Ю. Е., Тартаковский Д. Ф., Туренко В. В., Хажуев В. Н. — «Исследования в области гидрофизических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 235(295), 1979, с. 22—27.

Рассматриваются пространственные характеристики преобразователей пульсаций удельной электрической проводимости (УЭП) турбулентных потоков жидкости. Описывается методика их экспериментального определения, в которой в качестве тестового воздействия использована турбулентность на основном участке свободной затопленной струи. Характеристики тестового воздействия получены при помощи капиллярно-трансформаторного преобразователя. Приводятся результаты определения пространственных характеристик различных типов преобразователя УЭП. Ил. 3. Табл. 2. Библ. 9.

УДК 532.14 : 580.3

Чувствительность низкочастотных измерительных преобразователей плотности тока. Грачев Ю. С., Хидямов М. В. — «Исследования в области гидрофизических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 235(295), 1979, с. 27—28.

Проведен анализ возможности и порога чувствительности низкочастотных бесконтактных измерительных преобразователей плотности тока в проводящих средах, применяемых в геофизике. Показано преимущество режима короткого замыкания вторичной обмотки преобразователя с помощью операционных усилителей перед режимом холостого хода, который получал широкое распространение. Показана необходимость экранирования преобразователей. Библ. 4.

Высокостабильный платинный хлорсеребряный электрод. Горина М. Ю., Барбакова Н. П. — «Исследования в области гидрофизических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 235(295), 1979, с. 29—30.

Описывается эффективный способ изготовления хлорсеребряных электродов плюсовой конструкции с высокой стабильностью потенциала. Исследуются условия, оказывающие влияние на стабильность потенциалов и подерживаемость электродов. Ил. 1. Табл. 1. Библ. 2.

УДК 532.1 : 631.9

Исследование переходных процессов в реальных системах измерения давления потоков. Поляков В. О. — «Исследования в области гидрофизических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 235(295), 1979, с. 31—34.

Исследуется реальная система измерения давления для случая, когда оно имеет вид функции Хевисайда со скачком $C-\delta$. Ил. 4.

УДК 536.5 : 532.55

Влияние параметрических искажений на точность измерения среднего уровня характеристик потоков сложными термодатчиками. Рыбов В. В. — «Исследования в области гидрофизических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 235(295), 1979, с. 34—38.

Исследуется влияние параметрических искажений на точность измерения среднего уровня температуры потоков сложными многослойными термодатчиками. Показано, что в одних и тех же условиях искажения для термодатчиков, описываемых многослойными моделями, значительно отличаются от полученных для однослойной модели. Библ. 3.

УДК 621.317.733

Анализ условий равновесия мостовой схемы. Галкин О. В. — «Исследования в области гидрофизических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 235(295), 1979, с. 38—41.

Анализируются переходные характеристики четырехзвучной мостовой схемы и рассматриваются условия равновесия моста при различных соотношениях составляющих переходных характеристик.

Показывается, что условие равновесия моста, определяемое равенством переходных характеристик делителей плеч моста справедливо для любых видов мостовых измерительных цепей. Формулируются определения некоторых состояний равновесия моста, имеющие место на практике. Ил. 1. Библ. 4.

УДК 621.375.018.756

Усилительно-преобразовательный тракт моста с импульсным питанием. Галкин О. В. — «Исследования в области гидрофизических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 235(295), 1979, с. 41—45.

Проведен анализ распространенного усилительно-преобразовательного тракта импульсного моста с одноклучевым синхродетектором. Рассмотрены источники мультипликативной и аддитивной погрешности. Предложена схема двухклучевого усилительно-преобразовательного тракта, позволяющая уменьшить эти погрешности. Приведены расчетные формулы коэффициента преобразования, погрешностей тракта, частотного диапазона преобразования. Отмечены недостатки двухклучевого усилительно-преобразовательного тракта. Ил. 1. Библ. 3.

УДК 531.1 : 532.57

Вопросы кинематической теории ротационной платформы (центрифуги). Сивельникоб А. Е. — «Исследования в области гидрофизических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 235(295), 1979, с. 45—48.

Рассмотрены кинематика ротационной платформы и основные погрешности воспроизведения ускорения и скорости. Выделены доминирующие погрешности, значения которых должны быть учтены при создании эталонов и образцовых средств. Ил. 1. Библ. 5.

УДК 536.51 : 532

Релейные и логические устройства на основе термометрических преобразователей. Резник В. Л. — «Исследования в области гидрофизических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 235(295), 1979, с. 49—54.

Рассматривается возможность использования мостовых схем с термодатчиками в качестве логических устройств. Показано, что использование таких устройств существенно расширяет область применения термометрических методов и аппаратуры. Табл. 1. Ил. 1.

