

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

Справ.

29/x.76

ИССЛЕДОВАНИЯ  
В ОБЛАСТИ ГИДРОФИЗИЧЕСКИХ  
ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 194(254)





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

---

№ 166-12

# ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ГИДРОФИЗИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 194 (254)

Под редакцией Д. Ф. Тартаковского



«ЭНЕРГИЯ»  
ЛЕНИНГРАД 1976

Настоящий сборник посвящен результатам исследований в области метрологического обеспечения гидрофизических измерений, выполненных в 1972—1975 гг. Тематика сборника охватывает измерения средних значений и пульсаций скорости, давления и температуры потока, удельной электрической проводимости воды, вопросы организации системы метрологического надзора.

Сборник открывается статьей, дающей общую оценку современного состояния и перспектив развития системы метрологического обеспечения гидродинамических измерений. В трех последующих статьях рассматриваются вопросы оценки методических погрешностей измерения нестационарных температур. Наибольшее число статей посвящено описанию методов и средств измерения удельной электрической проводимости водной среды. Формулируются задачи метрологического обеспечения этих измерений, рассматриваются результаты исследований измерительных преобразователей различных типов — трансформаторных, электрохимических, резисторных и др.

Группа статей описывает методы и результаты исследований термоанемометрических измерительных преобразователей. Рассматривается влияние формы преобразователя на точность измерения турбулентных пульсаций скорости, приводятся результаты исследования пленочного термоанемометра с защитным покрытием. Три статьи сборника содержат описание и результаты исследования приборов для измерения пульсаций давления. В сборник включены также статьи, описывающие принципы построения и результаты исследования аппаратуры для статистического анализа результатов измерения гидродинамических параметров. И, наконец, в заключительных статьях обсуждаются вопросы структуры и организации отраслевой метрологической службы и оптимального размещения образцовых средств измерения.

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

### РАЗВИТИЕ СИСТЕМЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ГИДРОДИНАМИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

За последнее десятилетие институтами Госстандарта разрабатываются научные и организационные основы построения системы метрологического обеспечения гидродинамических измерений.

В современном понимании метрологическое обеспечение представляет собой совокупность скоординированных мероприятий и положений научно-технического, экономического, правового и организационного характера, осуществляемых в пределах заинтересованных министерств и ведомств и направленных на обеспечение единства и достоверности измерений. При этом в условиях ускорения научно-технического прогресса задачи метрологического обеспечения распространяются на все стадии разработки, производства и эксплуатации соответствующей техники и средств измерений. С учетом этого обстоятельства в настоящее время ведутся работы и разрабатываются перспективные планы развития системы метрологического обеспечения гидродинамических измерений.

Если совсем недавно под гидродинамическими измерениями подразумевались измерения средних значений и пульсаций скорости, то сейчас измерения в водных потоках включают в себя измерения средних и в особенности пульсационных значений давления, температуры, электропроводности, солености и др. параметров, причем возрастает объем измерений в природных морских условиях, особенно важных для всестороннего изучения Мирового океана. При этом потребовалось существенное повышение точности, чувствительности, частотного диапазона измерений. Кроме того, потребовалось создание рабочих приборов, аппаратуры, информационно-измерительных систем с согласованными и гарантированными, стабильными во времени метрологическими характеристиками.

Существует одна специфическая особенность метрологического обеспечения гидродинамических измерений, накладывающая отпечаток на эффективность любой деятельности в этом направлении, — это отраслевой характер самой проблемы гидродинамических измерений.\* Поэтому при построении системы метрологического обеспечения измерений гидродинамических параметров мы исходили из того, что ее научно-техническая и организационная реализация должны обеспечивать высокий метрологический уровень всей отрасли гидродинамических измерений.

\* По определению ГОСТ 1.0—68 «Государственная система стандартизации. Основные положения» под отраслью понимаются «совокупность предприятий и организаций независимо от их территориального расположения и ведомственной принадлежности, разрабатывающих или изготавливающих определенные виды продукции) . . .»

Как известно, для того чтобы обеспечить единство и достоверность измерений, необходима соответствующая организация и оснащение органов метрологического надзора средствами измерений.

В масштабе страны метрологический надзор осуществляется единой метрологической службой, руководимой Госстандартом СССР и состоящей из государственной и ведомственных метрологических служб министерств и ведомств.

Задача государственной службы — создание эталонной базы и передача размера единиц физических величин от эталонов к исходным образцовым средствам измерений.

В настоящее время на основании работ, включающих определение номенклатуры, количества и размещения средств гидродинамических измерений, подлежащих поверке, а также уточнение номенклатуры существующих по каждому виду измерений образцовых средств и определение перечня недостающих образцовых средств и эталонов, разработаны поверочные схемы по каждому виду гидродинамических измерений; обоснован состав образцовой аппаратуры для оснащения всех звеньев метрологической службы; разработан ряд нормативных документов научно-технического и организационного характера.

Разработаны и внедрены несколько модификаций образцовых установок для градуировки измерительных преобразователей таких гидродинамических параметров, как скорость, давление, температура. В современных условиях недостаточно иметь образцовые установки и эталоны. Необходимы методы и оборудование, позволяющие провести всестороннее исследование целого ряда метрологических характеристик (нормируемых и не нормируемых — частотный диапазон, амплитудный диапазон, пространственное разрешение, чувствительность) определить влияние возмущающих факторов, т. е. выполнить все, что необходимо для оценки метрологического уровня средств измерения в процессе их разработки и изготовления. Комплексы специального испытательного оборудования для всестороннего исследования метрологических характеристик средств гидродинамических измерений также созданы во ВНИИМ.

На образцовых и испытательных установках ВНИИМ выполнен большой объем сравнительных исследований различных измерительных преобразователей; это позволило детально изучить их метрологические качества, накопить опыт исследований, огромный материал, необходимый для квалифицированного решения задачи создания средств метрологического обеспечения, сформулировать рекомендации по проектированию приборов аналогичного назначения и оценке их метрологических характеристик на стадии разработки.

На основе этих рекомендаций для некоторых видов измерений разработаны принципиально новые методы и преобразователи повышенной точности.

Дальнейшее развитие системы метрологического обеспечения гидродинамических измерений целесообразно вести в направлениях: создания в заинтересованных ведомствах метрологических лабораторий; разработки и создания комплексов транспортируемых образцовых средств или контрольных устройств для осуществления поверки и калибровки рабочей аппаратуры непосредственно на местах ее эксплуатации; создания испытательных установок, обеспечивающих воспроизведение случайных гидродинамических процессов с заданными и регулируемым статистическими характеристиками.

Современная тенденция развития метрологического обеспечения характеризуется переходом от обеспечения единства мер к единству измерений. Как известно, погрешности измерений в натуральных условиях под воздействием возможных факторов могут существенно превышать паспортную погрешность прибора. Таким образом, актуальным становится исследование погрешностей измерений гидродинамических параметров в натуральных условиях, разработка методов оценки влияния условий эксплуатации на точность измерений и создание комплексов нормативной документации на методы и средства измерений.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

### ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЭФФЕКТОВ НА ТОЧНОСТЬ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕМПЕРАТУРЫ ТУРБУЛЕНТНОГО ПОТОКА ТЕРМОПРИЕМНИКОМ

В турбулентных потоках могут одновременно существовать пульсации температуры и скорости. При этом при измерении статистических характеристик температуры турбулентного потока возможно появление дополнительной погрешности, вызванной параметрическими эффектами. Уравнение простейшего термодатчика имеет вид [1]

$$\frac{du(t)}{dt} + m(t)[u(t) - \theta(t)] = 0, \quad (1)$$

где  $u(t)$ ,  $\theta(t)$  — температуры термодатчика и турбулентного потока;  $m(t)$  — параметр, характеризующий инерционные свойства термодатчика.

В турбулентном потоке измеряемая температура, скорость потока, а следовательно, и параметр  $m(t)$ , являются стохастическими процессами. Параметр  $m(t)$  связан со скоростью потока  $v(t)$  соотношением

$$m(t) = b |v(t)|^n, \quad (2)$$

где  $b$ ,  $n$  — постоянные ( $n$  — в зависимости от средней скорости потока принимает значения от 0,5 до 0,8).

Оценим, как флуктуации  $m(t)$  влияют на точность измерения математического ожидания и корреляционной функции температуры. Процессы  $\theta(t)$  и  $v(t)$  будем считать стационарными. Результаты экспериментальных исследований показывают, что пульсации температуры и скорости в турбулентном потоке, в общем случае, статистически связаны и имеют приближенно нормальные одномерные законы распределения [2, 3]. В первом приближении параметр  $m(t)$  линейно связан с пульсациями, которые обычно невелики

$$m(t) \approx \bar{m} \left[ 1 + \frac{\sigma_m}{\bar{m}} \cdot \frac{v(t) - \bar{v}}{\sigma_v} \right], \quad (3)$$

где  $\bar{v}$ ,  $\sigma_v$  — математическое ожидание и стандарт скорости потока  $v(t)$ ;  $\bar{m}$ ,  $\sigma_m$  — математическое ожидание и стандарт параметра  $m(t)$ .

Для не слишком интенсивных пульсаций с точностью до нескольких процентов выполняются соотношения между моментами

$$\bar{m} = b(\bar{v})^n; \quad (4)$$

$$\frac{\sigma_m}{\bar{m}} = n \frac{\sigma_v}{\bar{v}}; \quad \frac{\sigma_v}{\bar{v}} \leq 0,4.$$

Флуктуации  $m(t)$  в первом приближении имеют нормальный одномерный закон распределения.

Многомерные законы распределения пульсаций температуры и скорости неизвестны; для простоты примем их гауссовскими. Будем считать, что температура и скорость, а также параметр  $m(t)$  — совместно стационарные гауссовские процессы с известными математическими ожиданиями и корреляционными функциями.

Точное решение уравнения (1) при нулевых начальных условиях будет иметь вид

$$u(t) = \int_0^t m(x) \theta(x) e^{-\int_x^t m(y) dy} dx.$$

Используя свойства гауссовских процессов, можно найти любые моменты распределения  $u(t)$ . Однако уже для первых моментов (математического ожидания и дисперсии) формулы получаются чрезвычайно громоздкими. Приведем другой способ определения статистических характеристик показаний термометрика.

Известно, что нормальный случайный процесс при прохождении через линейные системы с постоянными параметрами остается на выходе нормальным. Логично предположить, что при малых флуктуациях параметра  $m(t)$  относительно среднего значения закон распределения выходного сигнала термометрика будет также приближенно нормальным. Кроме того, линейные инерционные системы имеют тенденцию к нормализации входного случайного процесса [4].

Считая выходной случайный процесс гауссовским, а многомерные законы совместного распределения процессов  $\theta(t)$ ,  $m(t)$ ,  $u(t)$  — нормальными, найдем уравнения для моментов показаний термометрика. Уравнение (1) инвариантно относительно замены переменных  $\theta(t)$ ,  $u(t)$  на  $\bar{\theta}(t) = \theta(t) - \bar{\theta}$ ,  $\bar{u}(t) = u(t) - \bar{u}$ , где  $\bar{\theta}$  — любая постоянная, в частности, математическое ожидание измеряемой температуры  $\bar{\theta} = M[\theta(t)]$ . Учитывая это, под функциями  $u(t)$  и  $\theta(t)$  будем подразумевать случайные процессы  $\bar{u}(t)$  и  $\bar{\theta}(t)$ , считая  $\bar{\theta}$  равным нулю. Выполним операцию математического ожидания над левой и правой частью уравнения (1)

$$\frac{d}{dt} M[u(t)] + M[m(t)u(t)] - M[m(t)\theta(t)] = 0. \quad (5)$$

Далее умножим все члены уравнения (1) последовательно на  $m(t_2)$ ,  $u(t_1)$ ,  $\theta(t_2)$  и таким же образом проведем операцию математического ожидания

$$\frac{\partial}{\partial t_1} M[m(t_2)u(t_1)] + M[m(t_2)m(t_1)u(t_1)] - M[m(t_2)m(t_1)\theta(t_1)] = 0;$$

$$\frac{\partial}{\partial t_2} M[u(t_2)u(t_1)] + M[m(t_2)u(t_2)u(t_1)] - M[m(t_2)\theta(t_2)u(t_1)] = 0; \quad (6)$$

$$\frac{\partial}{\partial t_1} M[\theta(t_2)u(t_1)] + M[\theta(t_2)m(t_1)u(t_1)] - M[\theta(t_2)m(t_1)\theta(t_1)] = 0.$$

Преобразуем уравнения (5), (6). Для этого используем соотношение между моментами трехмерного случайного нормального вектора  $(\xi_1, \xi_2, \xi_3)$ :

$$M[\xi_1 \xi_2 \xi_3] = K_{12} \bar{\xi}_3 + K_{23} \bar{\xi}_1 + K_{31} \bar{\xi}_2 + \bar{\xi}_1 \bar{\xi}_2 \bar{\xi}_3,$$

где  $\bar{\xi}_i = M[\xi_i]$ ,  $i = 1, 2, 3$  — математические ожидания;

$K_{ij} = M[(\xi_i - \bar{\xi}_i)(\xi_j - \bar{\xi}_j)]$ ,  $i, j = 1, 2, 3$  — корреляционные моменты случайных величин  $\xi_1, \xi_2, \xi_3$ .

В результате получим

$$\frac{d}{dt} M[u(t)] + K_{m\theta}(t, t) + \bar{m}M[u(t)] - K_{m\theta}(0) = 0;$$

$$\frac{\partial}{\partial t_1} K_{m\theta}(t_2, t_1) + K_{m\theta}(t_2, t_1) \bar{m} + K_m(t_1 - t_2) M[u(t_1)] - K_{m\theta}(t_1 - t_2) \bar{m} = 0; \quad (7)$$

$$\frac{\partial}{\partial t_2} K_u(t_2, t_1) + K_u(t_2, t_1) \bar{m} + K_{mu}(t_2, t_1) M[u(t_2)] - K_{\theta u}(t_2, t_1) \bar{m} = 0;$$

$$\frac{\partial}{\partial t_1} K_{\theta u}(t_2, t_1) + K_{\theta u}(t_2, t_1) \bar{m} + K_{m\theta}(t_2 - t_1) M[u(t_1)] - K_{\theta}(t_1 - t_2) \bar{m} = 0,$$

где  $M[u(t)]$ ,  $\bar{m}$ ,  $\bar{\theta}$  — математические ожидания случайных процессов  $u(t)$ ,  $m(t)$ ,  $\theta(t)$ , ( $\bar{\theta} = 0$ );

$$K_u(t_2, t_1), K_m(t_1 - t_2), K_{\theta}(t_1 - t_2), K_{mu}(t_2, t_1), K_{\theta u}(t_2, t_1),$$

$K_{m\theta}(t_1 - t_2), K_{m\theta}(t_2 - t_1)$  — соответствующие авто- и взаимокорреляционные функции процесса  $u(t)$  и стационарных случайных процессов  $m(t)$  и  $\theta(t)$ .

Покажем, что уравнения (7) позволяют найти математическое ожидание и корреляционную функцию показаний термомприемника в установившемся стадии измерения. При исследовании установившегося режима ( $t \rightarrow \infty$ ) выбор начальных условий для неизвестных функций  $M[u(t)]$ ,  $K_u(t_2, t_1)$ ,  $K_{mu}(t_2, t_1)$  и  $K_{\theta u}(t_2, t_1)$  может быть произвольным. Наложим на них нулевые начальные условия

$$M[u(0)] = 0; K_u(0, t_1) = 0; K_{mu}(t_2, 0) = 0; K_{\theta u}(t_2, 0) = 0. \quad (8)$$

Второе уравнение (7) в интегральной форме имеет вид

$$K_{mu}(t_2, t_1) = \int_0^{t_1} e^{-\bar{m}(t_1-z)} \left[ K_{m\theta}(z - t_2) \bar{m} - K_m(z - t_2) M[u(z)] \right] dz. \quad (9)$$

Известно, что математическое ожидание выходного сигнала термомприемника в установившемся режиме при стационарных входных воздействиях  $\theta(t)$ ,  $m(t)$  стремится к постоянной, поэтому (9) и первое уравнение (7) эквивалентны уравнениям

$$\bar{K}_{mu} + \bar{m} \bar{u} - K_{m\theta}(0) = 0;$$

$$\bar{K}_{mu}(t_2, t_1) = \int_0^{t_1} e^{-\bar{m}(t_1-z)} [K_{m\theta}(z - t_2) \bar{m} - K_m(z - t_2) \bar{u}] dz, \quad (10)$$

$t_1 \rightarrow \infty, t_2 \rightarrow \infty$

где

$$\bar{K}_{mu} = \lim_{t \rightarrow \infty} K_{mu}(t, t); \quad \bar{u} = \lim_{t \rightarrow \infty} M[u(t)].$$

Решая систему (10) относительно неизвестных  $\bar{u}$  и  $\bar{K}_{mu}$  (при  $t_1 = t_2 = t$  и  $t \rightarrow \infty$ ,  $K_{mu}(t_2, t_1) \rightarrow \bar{K}_{mu}$ ) и учитывая первоначальную замену переменных  $u(t)$  на  $u(t) - \bar{\theta}$ , получим формулу для среднего значения показаний термомприемника

$$\bar{u} = \bar{\theta} + \frac{1}{\bar{m}} \frac{K_{\theta m}(0) - C_{\theta m}}{1 - \frac{1}{\bar{m}^2} C_m}. \quad (11)$$

Постоянные  $C_{\theta m}$  и  $C_m$  связаны с корреляционными функциями входных воздействий  $\theta(t)$ ,  $m(t)$  соотношениями

$$C_{\theta m} = \int_0^{\infty} \bar{m} e^{-\bar{m}z} K_{\theta m}(z) dz;$$

$$C_m = \int_0^{\infty} \bar{m} e^{-\bar{m}z} K_m(z) dz. \quad (12)$$

Из выражения (11) следует, что только для некоррелированных пульсаций температуры и скорости отсутствует смещение среднего уровня показаний термодатчика относительно средней температуры турбулентного потока  $\bar{\theta}$ .

Найдем выражение для корреляционной функции выходного сигнала термодатчика. Интегрируя третье и четвертое уравнения системы (7) при нулевых начальных условиях (8), для установившегося режима измерения получим

$$K_u(t_2, t_1) = \int_0^{t_1} e^{-\bar{m}(t_2-z)} [K_{\theta u}(z, t_1) \bar{m} - K_{m u}(z, t_1) \bar{u}] dz, \quad (13)$$

$$K_{\theta u}(t_2, t_1) = \int_0^{t_1} e^{-\bar{m}(t_2-z)} [K_{\theta}(z-t_2) \bar{m} - K_{m\theta}(t_2-z) \bar{u}] dz.$$

Соотношения (13) совместно со вторым соотношением (10) образуют систему уравнений для определения искомой функции

$$K_u(t_2, t_1) = E_{\theta}(t_2 - t_1) - \frac{\bar{u}}{\bar{m}} [E_{\theta m}(t_2 - t_1) + E_{m\theta}(t_2 - t_1)] + \left(\frac{\bar{u}}{\bar{m}}\right)^2 E_m(t_2 - t_1), \quad (14)$$

где  $\bar{u}$  — определяется из (11) при  $\bar{\theta} = 0$ , а функции  $E_{\theta}$ ,  $E_{\theta m}$ ,  $E_{m\theta}$ ,  $E_m$  по формуле

$$E_{\xi}(t_2 - t_1) = \int_0^{\infty} \bar{m} e^{-\bar{m}z^2} dz_2 \int_0^{\infty} \bar{m} e^{-\bar{m}z_1} K_{\xi}(t_2 - t_1 + z_1 - z_2) dz_1; \\ \xi = \theta, \theta m, m\theta, m.$$

Выражение (14) показывает величину вклада в корреляционную функцию выходного сигнала термодатчика различных составляющих. При отсутствии пульсаций параметра  $m(t)$  корреляционная функция  $K_{\theta}(t_2 - t_1)$  преобразуется по известному закону

$$K_u(t_2, t_1) = \int_0^{\infty} g(z_2) dz_2 \int_0^{\infty} g(z_1) K_{\theta}(t_2 - t_1 + z_1 - z_2) dz_1,$$

где  $g(t) = \bar{m} e^{-\bar{m}t}$  — импульсная переходная функция линейного звена первого порядка с постоянной времени  $1/\bar{m}$ . Члены, содержащие взаимные корреляционные функции  $K_{\theta m}$  и  $K_{m\theta}$ , имеют первый порядок малости относительно параметра  $\bar{u}/\bar{m}$ ; последний член зависит от автокорреляционной функции параметра  $m(t)$  и имеет второй порядок малости.

Таким образом, формулы (11) и (14) являются обобщениями формул преобразования математического ожидания и корреляционной функции стационарного температурного сигнала измерительным преобразователем температуры на случай стационарных и коррелированных со входным сигналом колебаний параметра  $m(t)$ .

Рассмотрим конкретные результаты, характеризующие погрешность преобразования статистических характеристик температуры. Для корреляционных функций вида

$$K_{\theta}(t) = \sigma_{\theta}^2 e^{-\alpha_{\theta}|t|};$$

$$K_m(t) = \sigma_m^2 e^{-\alpha_m|t|};$$

$$K_{\theta m}(t) = \rho \sigma_{\theta} \sigma_m e^{-\alpha_{\theta m}|t|},$$

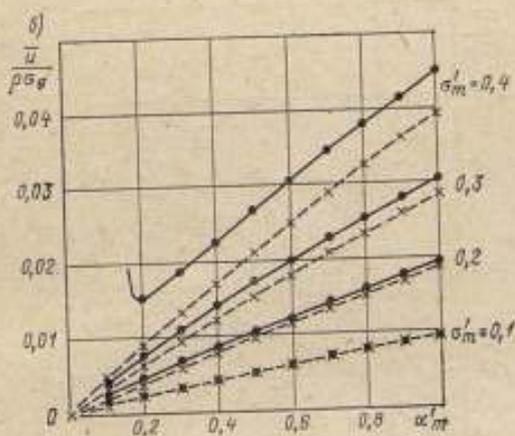
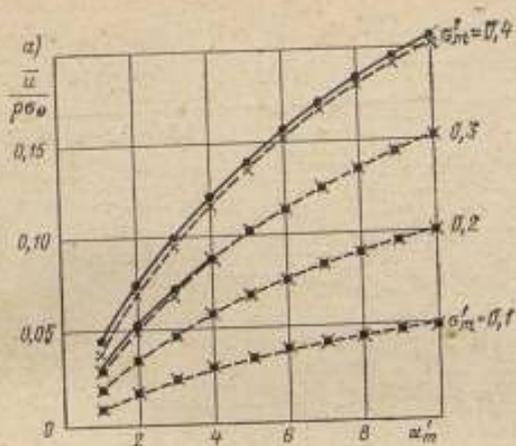
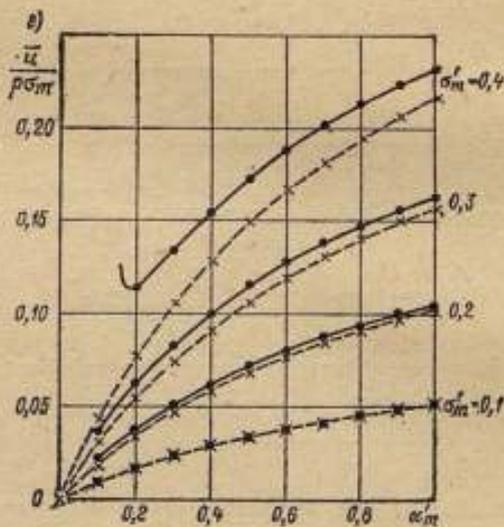
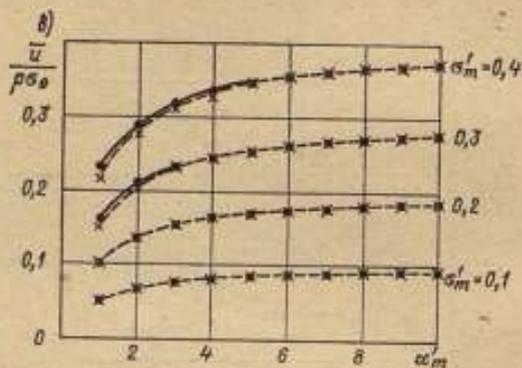


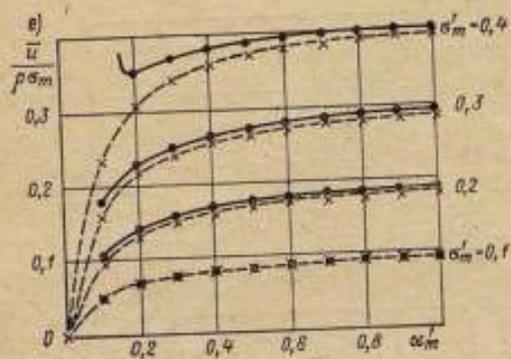
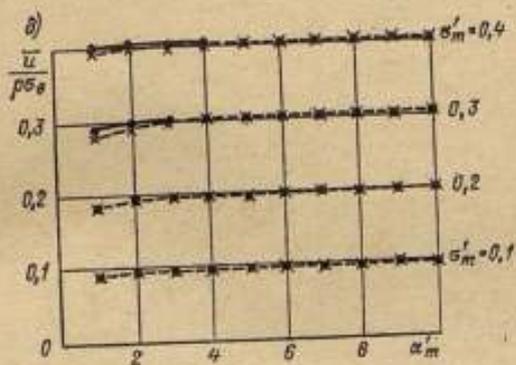
Рис. 1. Кривые смещения среднего уровня показаний термомприемника: а, б —  $\alpha'_{\theta m} = 0,1 \alpha'_m$ ;

в, г —  $\alpha'_{\theta m} = \alpha'_m$ ; д, е —  $\alpha'_{\theta m} = 10 \alpha'_m$

● — расчет по точной формуле  
 × — по приближенной формуле



К рис. 1



К рис. 1

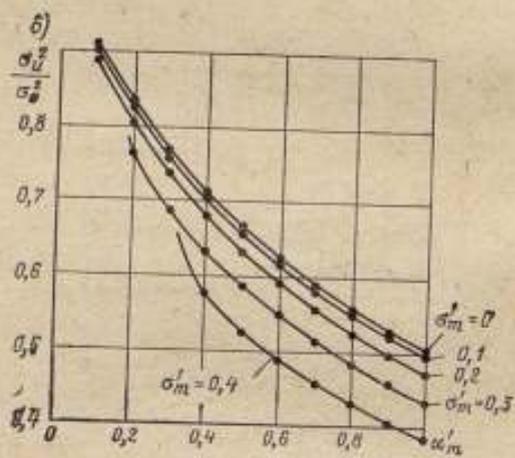
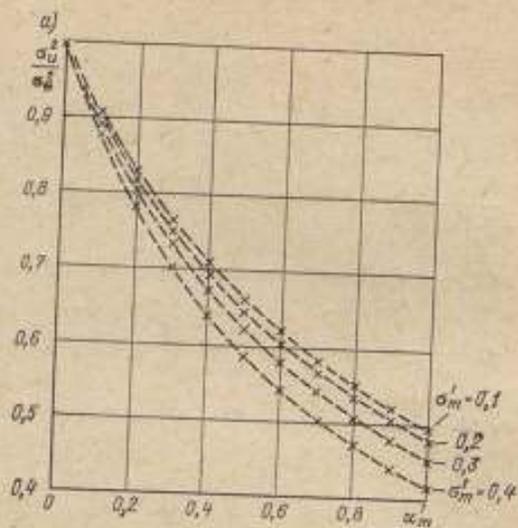
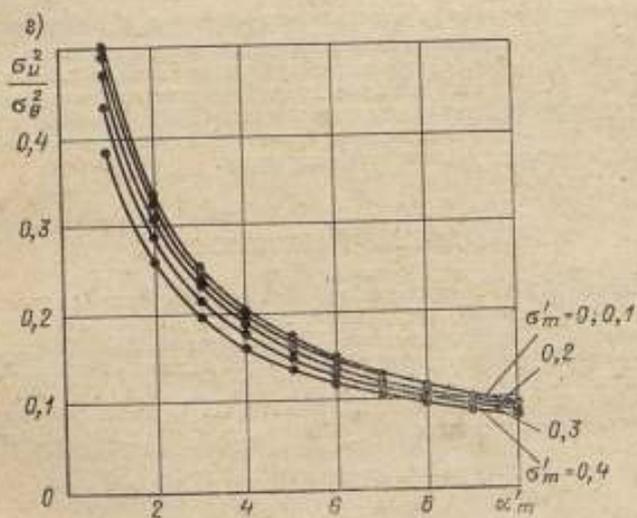
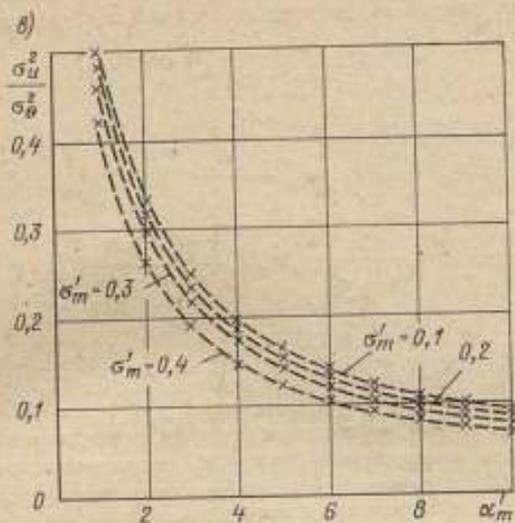


Рис. 2. Кривые дисперсии показаний термодатчика, рассчитанные при  $\rho = 1$ ,  $\alpha'_0 = \alpha'_{0m} = \alpha'_m$



К рис. 2

(где  $\sigma_\theta$ ,  $\sigma_m$  — стандарты,  $\rho$  — коэффициент корреляции  $\theta$ ,  $m$ ;  $\alpha_\theta$ ,  $\alpha_{\theta m}$  — параметры), которые часто применяются для аппроксимации экспериментальных корреляционных функций сигналов  $\theta(t)$  и  $v(t)$ , получим следующие формулы для смещения среднего уровня  $\bar{u}$  и дисперсии показаний термодатчика  $\sigma_u^2$ :

$$\bar{u} = \rho \sigma_\theta \sigma'_m \frac{1 - \frac{1}{1 + \alpha'_{\theta m}}}{1 - \frac{\alpha'^2_m}{1 + \alpha'_m}}$$

$$\sigma_u^2 = \frac{1}{1 + \alpha'_\theta} \sigma_\theta^2 - 2 \frac{\bar{u}}{1 + \alpha'_{\theta m}} \rho \sigma_\theta \sigma'_m + \frac{\bar{u}^2}{1 + \alpha'_m} \sigma'^2_m$$

Здесь  $\sigma'_m = \frac{\sigma_m}{m}$ ;  $\alpha'_\theta = \frac{\alpha_\theta}{m}$ ;  $\alpha'_m = \frac{\alpha_m}{m}$ ;  $\alpha'_{\theta m} = \frac{\alpha_{\theta m}}{m}$  — безразмерные параметры, характеризующие режим измерения.

На рис. 1, а — приведены некоторые кривые нормированной погрешности  $\bar{u}/\rho\sigma_\theta$ , на рис. 2, а — дисперсии показаний термодатчика  $\sigma_u^2/\sigma_\theta^2$ , иллюстрирующие хорошую степень согласования результатов расчетов, выполненных по точным и приближенным формулам. Как видно, параметрический эффект проявляется в большей степени для инерционных термодатчиков. Погрешность преобразования возрастает при увеличении параметра  $\alpha'_m$  и интенсивности пульсаций  $\sigma'_m$ . Предельное смещение среднего уровня показаний термодатчика  $\bar{u}$  не превышает величины  $\rho\sigma_\theta\sigma'_m$ . Параметрические эффекты ослабевают с уменьшением коэффициента корреляции  $\rho$ .

Формулы (11) и (14) позволяют получить простые и физически ясные оценки погрешности преобразования статистических характеристик температуры турбулентного потока термодатчиком (1). Подобные оценки могут быть получены и для сложных термодатчиков, а также для термодатчиков с внутренним градиентом температуры.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ярышев Н. А. Теоретические основы измерения нестационарных температур. Л., «Энергия», 1967, 299 с. с ил.
2. Хинце И. О. Турбулентность. М., Физматгиз, 1963, 580 с. с ил.
3. Брэдшоу П. Введение в турбулентность и ее измерение. М., «Мир», 1974, 280 с. с ил.
4. Пугачев В. С., Казаков И. Е., Евланов Л. Г. Основы статистической теории автоматических систем. М., «Машиностроение», 1974, 400 с. с ил.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

### АНАЛИЗ РАБОТЫ ПРОСТЕЙШИХ ТЕРМОПРИЕМНИКОВ С УЧЕТОМ ЗАВИСИМОСТИ КОНВЕКТИВНОГО ТЕПЛООБМЕНА ОТ РЕЖИМА ИЗМЕРЕНИЯ

В работе [1] исследуются вопросы статистической динамики термометрических тел с окружающей средой в предположении, что теплообмен термометрических тел с окружающей средой осуществляется в соответствии с законом

$$\lambda \frac{\partial U(R, \tau)}{\partial \varepsilon} + \alpha_0 [U(R, \tau) - \theta(\tau)] = 0, \quad (1)$$

где  $U, \theta$  — температуры термометрического тела и среды;  $\alpha_0$  — коэффициент конвективного теплообмена, причем  $\alpha_0 = \text{const}$ ;  $R$  — определяющий размер термометрического тела;  $\lambda$  — коэффициент теплопроводности;  $\varepsilon$  — пространственная координата;  $\tau$  — время.

При значительных перепадах температур, а также высоких скоростях их изменения закон теплообмена, отражаемый соотношением (1), перестает быть справедливым. В этих условиях представляется целесообразным использовать вместо (1) соотношение [2]

$$\lambda \frac{\partial U(R, \tau)}{\partial \varepsilon} + \alpha_0 [U(R, \tau) - \theta(\tau)] + k\alpha_0 \frac{R^2}{a} \frac{\partial [U(R, \tau) - \theta(\tau)]}{\partial \tau} = 0, \quad (2)$$

где  $a$  — коэффициент температуропроводности материала термометрического тела;  $k$  — коэффициент пропорциональности, характеризующий зависимость теплообмена от режима измерения.

Рассмотрим динамику термометрического тела (в рамках корреляционной теории) в предположении, что его конвективный теплообмен со средой осуществляется в соответствии с выражением (2).

Математически задача формулируется следующим образом

$$a \left[ \frac{\partial^2 U(\varepsilon, \tau)}{\partial \varepsilon^2} + \frac{\nu}{\varepsilon} \frac{\partial U(\varepsilon, \tau)}{\partial \varepsilon} \right] = \frac{\partial U(\varepsilon, \tau)}{\partial \tau}, \quad (\tau > 0, 0 < \varepsilon < R); \quad (3)$$

$$\frac{\partial U(0, \tau)}{\partial \varepsilon} = 0; \quad (4)$$

$$\frac{\partial U(R, \tau)}{\partial \varepsilon} + H_0 [U(R, \tau) - \theta(\tau)] + kH_0 \frac{R^2}{a} \frac{\partial [U(R, \tau) - \theta(\tau)]}{\partial \tau} = 0; \quad (5)$$

$$U(\varepsilon, 0) = 0, \quad H_0 = \alpha_0/\lambda. \quad (6)$$

При  $\nu = 0, 1, 2$  система (3) — (6) описывает поведение термометрических тел физической моделью для которых являются неограниченная пластина, шар и неограниченный цилиндр, соответственно.

Приведем подробное решение для термометрических тел физической моделью для которых является неограниченный цилиндр. Используя для соотношений (3) — (5) преобразование Лапласа, получим

$$U'_L(\varepsilon, s) + \frac{1}{\varepsilon} U'_L(\varepsilon, s) - \frac{s}{a} U_L(\varepsilon, s) = 0; \quad (7)$$

$$U'_L(0, s) = 0; \quad (8)$$

$$U'_L(R, s) + H_0 U_L(R, s) + kH_0 \frac{R^2}{a} s U_L(R, s) = H_0 L \left\{ \theta(\tau) + kR^2 \frac{1}{a} \theta'(\tau) \right\} \quad (9)$$

где  $L$  — символ преобразования Лапласа.

Учитывая условие симметрии (8), в качестве решения следует взять

$$U_L(\varepsilon, s) = A I_0 \left( \sqrt{\frac{s}{a}} \varepsilon \right), \quad (10)$$

где  $I_0 \left( \sqrt{\frac{s}{a}} \varepsilon \right)$  — модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Подставляя (10) в (9), находим

$$A = \frac{H_0 L \left\{ \theta(\tau) + kR^2 \frac{1}{a} \theta'(\tau) \right\}}{\sqrt{\frac{s}{a}} I_1 \left( \sqrt{\frac{s}{a}} R \right) + H_0 I_0 \left( \sqrt{\frac{s}{a}} R \right) + kH_0 \frac{1}{a} R^2 I_0 \left( \sqrt{\frac{s}{a}} R \right)}$$

Следовательно, решение в изображениях принимает вид

$$U_L(\varepsilon, s) = \frac{L \left\{ \theta(\tau) + kR^2 \frac{1}{a} \theta'(\tau) \right\} I_0 \left( \sqrt{\frac{s}{a}} \varepsilon \right)}{\frac{1}{H_0} \sqrt{\frac{s}{a}} I_1 \left( \sqrt{\frac{s}{a}} R \right) + I_0 \left( \sqrt{\frac{s}{a}} R \right) + kR^2 \frac{1}{a} I_0 \left( \sqrt{\frac{s}{a}} R \right)}. \quad (11)$$

Здесь

$$I_1(z) = I_0'(z).$$

Представим соотношение (11) в виде

$$U_L(\varepsilon, s) = F(s) L \left\{ \theta(\tau) + kR^2 \frac{1}{a} \theta'(\tau) \right\}.$$

Так как

$$L^{-1} F(s) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \frac{a}{R^2} \text{Bi} \mu_n^2 J_0 \left( \mu_n \frac{\varepsilon}{R} \right) e^{-\mu_n^2 \frac{a\varepsilon}{R^2}}}{\mu_n \left[ (1 + \text{Bi}) J_1(\mu_n) + \mu_n J_1'(\mu_n) + 2k\mu_n \text{Bi} J_0(\mu_n) - k\mu_n^2 \text{Bi} J_1(\mu_n) \right]} = \sum_{n=1}^{\infty} A_n J_0 \left( \mu_n \frac{\varepsilon}{R} \right) \exp \left[ -\mu_n^2 \frac{a\varepsilon}{R^2} \right],$$

то, применяя теорему умножения изображений Бореля, для оригинала решения получим

$$U(\varepsilon, \tau) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n J_0 \left( \mu_n \frac{\varepsilon}{R} \right) \int_0^{\tau} \exp \left[ -\mu_n^2 \frac{a}{R^2} (\tau - \eta) \right] \times \left\{ \theta(\eta) + \frac{kR^2}{a} \theta'(\eta) \right\} d\eta. \quad (12)$$

Здесь  $Bi$  — критерий Био,  $I_0(z) = J_0(iz)$ ,  $I_1(z) = \frac{1}{i} J_1(iz)$ , а  $\mu_n$  — корни уравнения

$$\frac{J_0(\mu)}{J_1(\mu)} = \frac{\mu}{Bi(1 - k\mu^2)}$$

Аналогичным образом получаем решение для термоприемников, физической моделью которых является неограниченная пластина

$$U(\varepsilon, \tau) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos \mu_n \frac{\varepsilon}{R} \int_0^{\tau} \exp \left[ -\mu_n^2 \frac{a}{R^2} (\tau - \eta) \right] \times \\ \times \left\{ \theta(\eta) + \frac{kR^2}{a} \theta'(\eta) \right\} d\eta \quad (12')$$

где

$$A_n = \frac{2 \frac{a}{R^2} \mu_n}{\sin \mu_n + \frac{1}{Bi} \sin \mu_n + \frac{\mu_n}{Bi} \cos \mu_n + 2\mu_n k \cos \mu_n - k\mu_n^2 \sin \mu_n};$$

$\mu_n$  — корни уравнения

$$\operatorname{ctg} \mu = \frac{\mu}{Bi(1 - k\mu^2)},$$

а также для термоприемников, физической моделью которых служит шар

$$U(\varepsilon, \tau) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \frac{R \sin \mu_n \frac{\varepsilon}{R}}{\varepsilon \mu_n} \int_0^{\tau} \exp \left[ -\mu_n^2 \frac{a}{R^2} (\tau - \eta) \right] \times \\ \times \left\{ \theta(\eta) + \frac{kR^2}{a} \theta'(\eta) \right\} d\eta \quad (12'')$$

где

$$A_n = \frac{2 Bi a \mu_n^2}{R^2 \left[ \mu_n \sin \mu_n - Bi \cos \mu_n + 2k Bi \mu_n \sin \mu_n + k Bi \mu_n^2 \cos \mu_n \right]}$$

$\mu_n$  — корни уравнения.

$$\operatorname{tg} \mu = - \frac{\mu}{Bi - 1 - k Bi \mu^2}$$

Заметим, что решения (12) — (12'') переходят в решения, приводимые в работе [3] при  $k = 0$ .

Учитывая выражения (12) — (12''), для показаний всех трех групп термоприемников получим

$$U(\tau) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \int_0^{\tau} \exp \left[ -\mu_n^2 \frac{a}{R^2} (\tau - \eta) \right] \left\{ \theta(\eta) + \frac{kR^2}{a} \theta'(\eta) \right\} d\eta \quad (13)$$

где  $U(\tau)$  — среднеобъемная температура термодатчиков, а коэффициенты имеют следующий вид:

для неограниченной пластины

$$B_n = A_n \frac{\sin \mu_n}{\mu_n};$$

для шара

$$B_n = A_n \frac{3}{\mu_n^3} (\sin \mu_n - \mu_n \cos \mu_n);$$

для неограниченного цилиндра

$$B_n = A_n \frac{2J_1(\mu_n)}{\mu_n}.$$

Выражение (13) может быть использовано при определении качества воспроизведения термодатчиком среднего уровня и дисперсии температуры турбулентного потока. Пусть турбулентность имеет однородный и изотропный характер. Тогда температура потока  $\theta(\tau)$  является стационарной случайной функцией. Усредняя выражение (13), получим

$$\begin{aligned} U(\tau) &= \sum_{n=1}^{\infty} B_n \int_0^{\tau} \exp \left[ -\mu_n^2 \frac{a}{R^2} (\tau - \eta) \right] \left\{ \bar{\theta}(\eta) + k \frac{R^2}{a} \bar{\theta}'(\eta) \right\} d\eta = \\ &= \bar{\theta} \sum_{n=1}^{\infty} B_n \int_0^{\tau} \exp \left[ -\mu_n^2 \frac{a}{R^2} (\tau - \eta) \right] d\eta. \end{aligned}$$

Следовательно, для установившейся стадии измерения имеем  $\bar{U} = \bar{\theta}$ . Таким образом, с точки зрения качества воспроизведения среднего уровня температуры турбулентного потока показания термодатчиков в установившемся режиме измерения, как следовало ожидать, свободны от систематических погрешностей.

Теперь из (13) получим выражения для корреляционной функции и дисперсии показаний термодатчиков.

Корреляционная функция будет иметь вид:

$$\begin{aligned} K_u(\tau, \tau') &= \sum_{n, j=1}^{\infty} B_n B_j \int_0^{\tau} \int_0^{\tau'} \exp \left[ -\mu_n^2 \frac{a}{R^2} (\tau - \eta) - \mu_j^2 \frac{a}{R^2} (\tau' - \eta') \right] \times \\ &\times \left\{ K_{\theta}(\eta, \eta') + \frac{k^2 R^4}{a^2} \frac{\partial^2 K_{\theta}(\eta, \eta')}{\partial \eta \partial \eta'} + \frac{k R^2}{a} \frac{\partial K_{\theta}(\eta, \eta')}{\partial \eta'} + \right. \\ &\left. + \frac{k R^2}{a} \frac{\partial K_{\theta}(\eta, \eta')}{\partial \eta} \right\} d\eta d\eta'. \end{aligned}$$

Для вещественного стационарного случайного процесса  $\theta(\tau)$  справедливы отношения:

$$K_{\theta}(\eta, \eta') = K_{\theta}(\eta' - \eta); \quad \frac{\partial^2 K_{\theta}(\eta, \eta')}{\partial \eta \partial \eta'} = -\frac{d^2 K_{\theta}(v)}{dv^2};$$

$$\frac{\partial K_{\theta}(\eta, \eta')}{\partial \eta'} = \frac{dK_{\theta}(v)}{dv}; \quad \frac{\partial K_{\theta}(\eta, \eta')}{\partial \eta} = -\frac{dK_{\theta}(v)}{dv}, \quad v = \eta' - \eta.$$

и поэтому выражение для корреляционной функции показаний термодатчиков можно представить в таком виде

$$K_{\mu}(\tau, \tau') = \sum_{n, n'=1}^{\infty} B_n B_{n'} \int_0^{\tau} \int_0^{\tau'} \exp \left[ -\mu_n^2 \frac{a}{R^2} (\tau - \eta) - \mu_{n'}^2 \frac{a}{R^2} (\tau' - \eta') \right] \times \\ \times \left( K_{\bar{v}}(\eta' - \eta) - \frac{k^2 R^4}{a^2} \frac{d^2 K_{\bar{v}}(v)}{dv^2} \right) d\eta d\eta'$$

Таблица 1

Значения корней характеристического уравнения для плоских термодатчиков

$B_1$	$k$	$\mu_1$	$\mu_2$	$B_1$	$k$	$\mu_1$	$\mu_2$
0,004	0	0,0632	3,143	0,02	0	0,1410	3,148
0,004	6	0,0625	3,069	0,02	6	0,1333	2,822
0,004	10	0,0620	3,023	0,02	10	0,1288	2,659
0,006	0	0,0774	3,144	0,04	0	0,1987	3,154
0,006	6	0,0760	3,035	0,04	6	0,1788	2,596
0,006	10	0,0752	2,967	0,04	10	0,1684	2,388
0,008	0	0,0893	3,144	0,06	0	0,2425	3,161
0,008	6	0,0873	3,001	0,06	6	0,2090	2,436
0,008	10	0,0860	2,915	0,06	10	0,1929	2,224
0,01	0	0,0998	3,145	0,08	0	0,2791	3,167
0,01	6	0,0970	2,969	0,08	6	0,2311	2,319
0,01	10	0,0952	2,866	0,08	10	0,2099	2,115

Таблица 2

Значения корней характеристического уравнения для шаровых термодатчиков

$B_1$	$k$	$\mu_1$	$\mu_2$	$B_1$	$k$	$\mu_1$	$\mu_2$
0,005	0	0,1224	4,495	0,04	0	0,3450	4,502
0,005	6	0,1173	4,368	0,04	6	0,2638	3,848
0,005	10	0,1142	4,293	0,04	10	0,2333	3,666
0,01	0	0,1730	4,496	0,05	0	0,3854	4,505
0,01	6	0,1593	4,258	0,05	6	0,2806	3,768
0,01	10	0,1520	4,134	0,05	10	0,2447	3,593
0,02	0	0,2444	4,498	0,06	0	0,4217	4,507
0,02	6	0,2098	4,082	0,06	6	0,2937	3,704
0,02	10	0,1935	3,911	0,06	10	0,2533	3,538
0,03	0	0,2991	4,500	0,08	0	0,4860	4,511
0,03	6	0,2414	3,949	0,08	6	0,3132	3,608
0,03	10	0,2175	3,766	0,08	10	0,2655	3,460

Дисперсия показаний термодатчиков определяется выражением

$$D_{\mu}(\tau) = \sum_{n, l=1}^{\infty} B_n B_l e^{-\frac{a}{R'}(\mu_n + \mu_l)\tau} \int_0^{\tau} \int_0^{\tau} e^{\mu_n \frac{a}{R'} \eta + \mu_l \frac{a}{R'} \eta'} \times \\ \times \left( K_{\theta}(\eta' - \eta) - \frac{\Gamma k^2 R^4}{a^2} \frac{d^2 K_{\theta}(y)}{dy^2} \right) d\eta d\eta'$$

Очевидно, выражение в фигурных скобках всегда положительно. Дисперсия показаний термодатчиков в рассматриваемом случае существенно отличается от полученного в работе [1].

В табл. 1 и 2 даны величины корней  $\mu_n$  для двух групп термодатчиков при различных значениях параметра  $k$ . Как следует из сравнения значений корней для граничных условий вида (1) и (2), учет зависимости коэффициента конвективного теплообмена от скорости изменения разности температур термодатчика и среды в некоторых случаях может привести к значительному уточнению динамических свойств термодатчиков, а следовательно повысить точность динамических измерений.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Розеншток Ю. Л. О динамических характеристиках стационарной линейной системы измерения температуры. — «Измерительная техника», 1965, № 3, с. 27—31.
2. Кошкин В. К., Калинин Э. К., Дрейцер Г. А., Ярхо С. А. Нестационарный теплообмен. М., «Машиностроение», 1973, 450 с.
3. Лыков А. В. Теория теплопроводности. М., «Высшая школа», 1967, 599 с. с ил.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

УДК 536.53.088

А. Г. ИВАНОВА, С. А. ВЕРЗИН  
ВНИИМ

#### [ О МЕТОДИЧЕСКИХ ОШИБКАХ ТРАДИЦИОННОГО ПОДХОДА К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕРМОПРИЕМНИКОВ

За последние годы все большее число исследований требует измерения переменной температуры среды и объектов. Оценка результатов измерений при этом невозможна без знания динамических характеристик (ДХ) используемых термодатчиков.

В литературе описывается множество аналитических и экспериментальных методов определения ДХ, содержащих ряд упрощающих посылок и предполагающих применение различных установок и алгоритмов обработки результатов экспериментов. Сопоставление ДХ различных термодатчиков, полученных этими методами, не может дать надежных результатов, а это влечет за собой несопоставимость результатов измерения переменной температуры.

По ГОСТ 6651—59 и ГОСТ 6616—61 определение значения постоянной термической инерции термодатчика (термометра, термометра сопротивления) производится по кривой переходного процесса для принятой единой модели одноемкостного звена. При этом не регламентируются критерии близости реального термодатчика принятой модели. Это может привести

к неверному описанию поведения отдельных типов термодатчиков и, как результат, — к неправильному оцениванию точности измерений. Такое положение, особенно с учетом появления все большего разнообразия термодатчиков, нельзя признать удовлетворительным.

В качестве примера рассмотрим результаты аттестации термодатчика, предназначенного для получения температурных разрезов в море при постоянной скорости погружения. Термодатчик имеет массивный корпус хорошо обтекаемой формы из изоляционного материала с чувствительным элементом — плоским термометром сопротивления, закрепленным на поверхности корпуса.

Постоянная термической инерции, определенная в соответствии с ГОСТ 6651—59, имеет значение  $\tau = 0,2$  с. Если же, исходя из физических особенностей, рассматривать данный термодатчик в виде модели полуограниченного тела с передаточной функцией

$$W(s) = \frac{1}{1 + \sqrt{Ns}}, \quad (1)$$

то согласно методике, изложенной в работе [1], получим постоянную  $N = 1/\tau^2 = 25$ , характеризующую динамические свойства термодатчика.

При постоянной скорости погружения термодатчика температура на входе изменяется во времени по линейному закону  $t_{cp} = bt$ . Если поведение термодатчика описывается моделью одноомкостного звена, то погрешность измерения линейно изменяющейся температуры [2] по окончании переходного процесса будет  $\delta = -b\tau$ .

Для модели полуограниченного тела погрешность измерения может быть получена следующим образом. Разность между истинной и измеренной температурами в изображениях можно записать как

$$\frac{b}{s^2} \left( 1 - \frac{1}{1 + \sqrt{Ns}} \right) = \frac{b}{s^2} \frac{\sqrt{Ns}}{1 + \sqrt{Ns}}.$$

Переходя к оригиналу, получим

$$\delta = -bN + 2b \sqrt{\frac{N\tau}{\pi}} + \frac{bN^{3/2}}{\sqrt{\pi\tau}} - bN^2 e^{N\tau} \operatorname{erfc} \sqrt{N\tau}.$$

Для реальных условий измерений имеем  $b = 1,2$  град/с. Для моментов времени  $\tau \gg 10$  с погрешностью, не превышающей 10%, можно записать

$$\delta = -bN + 2b \sqrt{\frac{N\tau}{\pi}} = bN \left( 2 \sqrt{\frac{\tau}{\pi N}} - 1 \right).$$

Сравнивая погрешности, полученные для двух различных моделей, находим, что они различаются на множитель  $\left( 2 \sqrt{\frac{\tau}{\pi N}} - 1 \right)$ , который растет в зависимости от времени. В частности, для  $\tau = 20$  с множитель будет равен 10, т. е. погрешность измерения для модели полуограниченного тела в 10 раз больше, чем для одноомкостной модели. Таким образом, отсутствие критерия близости модели реальному объекту приводит в данном случае к возможности расхождения в оценках погрешности результата измерения на целый порядок.

Важность правильного выбора критерия близости модели реальному термодатчику покажем также на примере определения динамической характеристики пленочного термодатчика, предназначенного для измерения пульсирующей температуры водных потоков.

При воздействии на термодатчик ступенчатого изменения температуры был зарегистрирован переходный процесс (рис. 1). При отыскании ДХ

термоприемника согласно ГОСТ 6651—59 находим постоянную термической инерции. Далее можно представить термоприемник более сложным звеном второго или более высокого порядка. Такой подход рекомендован, например, в проекте нового ГОСТ на «Термоэлектрические термометры. Методы

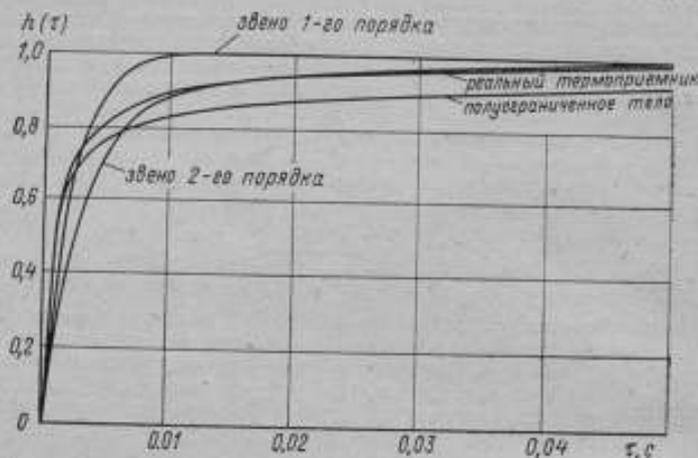


Рис. 1. Графики переходных характеристик пленочного термоприемника и трех его моделей: звена 1-го порядка, звена 2-го порядка и полуограниченного тела

и средства проверки. Определение ДХ». Основываясь на априорных данных о конструкции термоприемника и рассматривая его как полуограниченное тело с передаточной функцией (1), определим постоянную  $N$  по методике, предложенной в [1].

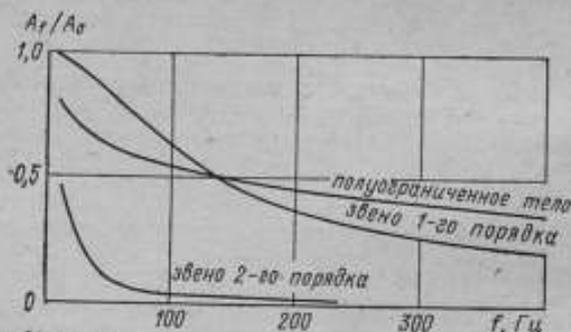


Рис. 2. Графики амплитудно-частотных характеристик трех моделей пленочного термоприемника

Были найдены постоянная термической инерции  $\epsilon'$  для однозвенного звена,  $\epsilon'_1$  и  $\epsilon'_2$  для звена 2-го порядка и  $N'$  для модели полуограниченного тела. Переходные процессы, соответствующие всем трем моделям, построены на рис. 2.

Возникает вопрос об оценке близости отдельных моделей исследуемому термоприемнику. В данном случае он предназначен для измерения дис-

Погрешность измерения этих параметров зависит от амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) термодатчика. Следовательно, близость моделей реального термодатчика следует рассматривать в смысле близости их АЧХ. Однако, если во временной области имеется переходный процесс реального термодатчика (полагаем, что погрешность его регистрации незначительна) и возможно сравнение полученных моделей с ним, то такое сравнение в частотной области провести не удастся из-за отсутствия АЧХ реального термодатчика. При необходимости выбора оптимальной модели по среднему квадратическому критерию модель, оптимальная во временной области, будет оптимальна и в частотной области; это следует из равенства Парсевала [3]:

$$\int_0^{\infty} [\Delta f(t)]^2 dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |\Delta F(\omega)|^2 d\omega.$$

Здесь под  $\Delta f$  следует понимать отклонение переходного процесса модели от реального термодатчика, а под  $\Delta F(\omega)$  — расхождение их АЧХ. Тогда модель, обеспечивающая

$$\int_0^{\infty} [\Delta f(t)]^2 dt = \min(t),$$

будет соответствовать условию

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |\Delta F(\omega)|^2 d\omega = \min(\omega).$$

Перейдем к основной задаче — оценке точности результата измерения исследуемым термодатчиком, например, спектра в заданной полосе частот. Применительно к этой задаче, модель, полученная по среднему квадратическому критерию, может не наилучшим образом описывать поведение термодатчика в конкретной полосе частот. Обратимся к выбранным моделям пленочного термодатчика. Как видно из рис. 1, модель полуограниченного тела близка к реальному термодатчику для малых моментов времени (в области высоких частот) и значительно отклоняется от реального датчика с увеличением времени (в области низких частот). Этот факт, вполне объясним физически. Подложка термодатчика имеет конечную толщину; при высокочастотных колебаниях температуры на одной ее поверхности термодатчик можно рассматривать как полуограниченное тело, т. е. пульсации температуры не достигают второй поверхности. При низкочастотных пульсациях такой подход неправомерен. Причем граница или область частот, в которой приемлема та или иная модель, будет зависеть не только от свойств термодатчика, но и от условий его теплообмена со средой, т. е. от интенсивности теплообмена.

В данном случае, согласно среднему квадратическому критерию, наиболее близкой следует считать модель звена 2-го порядка. Погрешность измерения для этой модели в области высоких частот, например, 50 Гц, будет порядка 180%. Учитывая изложенное выше и используя для оценки погрешности в этой области частот модель полуограниченного тела, получим значение погрешности 30%. Таким образом, расхождение результата измерения спектра в зависимости от принятой модели будет значительно.

Физические особенности некоторых типов термодатчиков таковы, что их поведение невозможно описать одной моделью во всем диапазоне частот, и при анализе переходного процесса целесообразно проводить кусочную аппроксимацию.

При кусочной аппроксимации переходный процесс разбивается на две стадии, в каждой из которых принимается наиболее близкая модель. Полученная гибридная модель обладает тем преимуществом, что она дает устойчивую (с точки зрения экспериментальных погрешностей) ДХ, так как она

максимально использует априорные данные о физических особенностях исследуемого термодатчика. Недостатком таких кусочных моделей является невозможность их пересчета в частотную характеристику.

Оценка близости модели реальному термодатчику, проведенная во временной области, трансформируется в частотную область. Для того чтобы оценить трансформированную погрешность, необходимо знать статистические свойства погрешности. Если в рассмотренном примере модели полуограниченного тела и звена 2-го порядка во временной области имеет место незначительное расхождение, то в частотной области затруднительно сопоставлять их поведение.

Из изложенного выше следует, что метод определения ДХ термодатчиков должен быть выбран таким образом, чтобы непосредственно из эксперимента можно было получать тот вид ДХ, который необходим для оценки результатов измерений. При таком подходе возможна оценка погрешности определения ДХ и последующая оценка результатов измерений.

Обычно при выборе модели термодатчика используется представление в виде конечного набора элементарных звеньев. Можно показать, что переходную функцию термодатчика можно представить в виде ряда

$$h(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i e^{-\sigma_i t}, \quad \sigma_i > 0, \quad \sum_{i=0}^{\infty} a_i = 1.$$

Для практических целей очень важно, чтобы аппроксимирующий ряд достаточно быстро сходил, так как в этом случае можно ограничиться небольшим числом членов разложения. Сходимость ряда зависит от аналитических свойств кривой переходного процесса. Учитывая особенности нагрева некоторых типов термодатчиков, следует ожидать трудности при аппроксимации ДХ экспоненциальным рядом с конечным числом членов. Эти трудности состоят в том, что по своему характеру ДХ сложных термодатчиков (типа пленочного) для своего представления требуют большого числа членов разложения. В то же время, несмотря на хорошее совпадение обих откликов — модели и реального термодатчика — их АЧХ оказываются в значительной степени не совпадающими; это объясняется накоплением погрешности при увеличении порядка разложения с целью улучшения аппроксимации. Таким образом, возникает противоречие: с одной стороны, в интересах повышения точности аппроксимации требуется возможно большее число членов разложения, а с другой, увеличение порядка разложения приводит к накоплению общей погрешности структуры модели, которая выявляется при переходе в частотную область. В этом смысле модель, зависящая от небольшого числа параметров, оказывается более устойчивой к влиянию экспериментальных погрешностей. Преодоление указанных трудностей состоит в привлечении методов регуляризации некорректных задач [4].

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зеленюк В. К., Гартаковский Д. Ф. Динамические характеристики пленочных измерительных преобразователей. — «Измерительная техника», 1973, № 6, с. 18—20 с ил.
2. Ярышев Н. А. Теоретические основы измерения нестационарных температур. М., «Энергия», 1967, 299 с. с ил.
3. Химмельблау Д. Анализ процессов статистическими методами. М., «Мир», 1973, 957 с. с ил.
4. Турчин В. Ф., Козлов В. П., Малкевич М. С. Использование методов математической статистики для решения некорректных задач. — «Успехи физических наук», 1970, т. 102, вып. 3, с. 345—387 с ил.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

## МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОВОДИМОСТИ ЖИДКОСТИ

Одной из основных физических величин, изучаемых при исследовании Мирового океана, является удельная электрическая проводимость (УЭП). Измерение УЭП морской воды (морская кондуктометрия) позволяет ответить на ряд основных вопросов, возникающих при исследовании морских течений, естественной океанической турбулентности, установлении законов распределения солености и др.

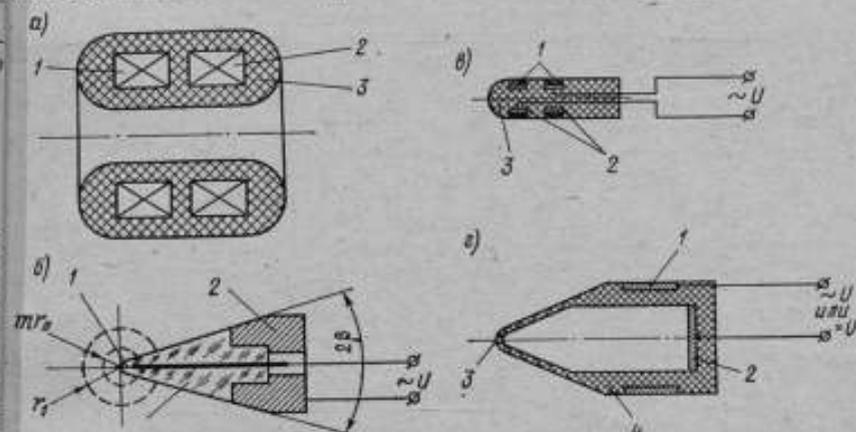


Рис. 1. Первичные измерительные преобразователи удельной электрической проводимости

а — бесконтактный (1 — трансформатор напряжения; 2 — трансформатор тока; 3 — диэлектрический корпус); б — микроконтактный (1 — микроэлектрод; 2 — макроэлектрод; 3 — обтекатель); в — емкостно-контактный (1 — сегнетокерамика; 2 — электроды; 3 — диэлектрический корпус); г — контактный с капиллярным вводом (1 — наружный электрод; 2 — внутренний электрод; 3 — капилляр; 4 — диэлектрический корпус)

В настоящее время в морской кондуктометрии для измерения средних и пульсационных значений УЭП нашли применение в основном три вида первичных измерительных преобразователей, отличающихся друг от друга способом связи измеряемой электрической проводимости морской воды с измерительной цепью (рис. 1), а именно: контактный с гальванической связью; емкостно-контактный с емкостной связью; бесконтактный с электромагнитной связью.

На схеме рис. 2 и в таблице представлена классификация морских кондуктометров. В настоящей классификации представлены методы измерения УЭП «in situ»,\* а также измерители пульсаций УЭП.

Сопротивление  $R_{ж}$  между двумя находящимися в контакте с водой электродами можно записать [1]

$$R_{ж} = \frac{l}{\kappa A}, \quad (1)$$

\* Под измерением «in situ» по терминологии, принятой в океанологии, подразумевают измерение и регистрацию параметра непосредственно в реальных условиях эксплуатации.

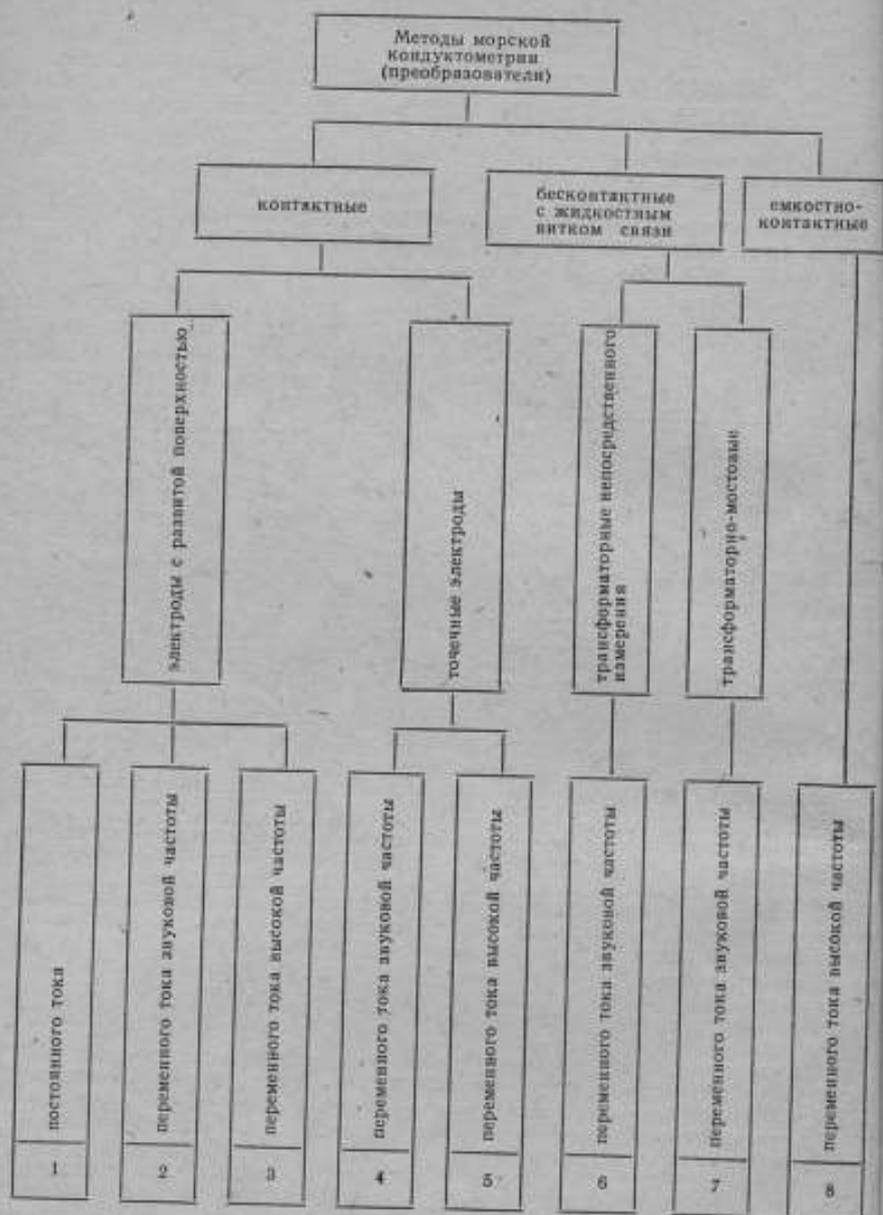


Рис.2 . Классификация методов морской кондуктометрии

Технические характеристики преобразователей

Номер преобразователя	Диапазон измерений ж: См/м	Погрешность статических измерений %	Стабильность чувствительности См/ж	Диапазон измерений ж: %	Погрешность динамических измерений %	Длинные-как чувствительность, См/ж	Верхняя граничная частота, Гц	Масштаб осреднения, мм
1	0,1-7	± 1-5	$10^{-4}-10^{-5}$	0,005-5	± 20	$10^{-3}-10^{-4}$	100	10
2	0,1-7	± 0,5-2,5	$10^{-4}$	0,01-5	± 20	$10^{-3}$	250	5
3	1,6-7	± 2,5-5	$10^{-4}-10^{-5}$	0,01-5	± 20	$10^{-3}-10^{-4}$	250	5
4	1,6-7	—	$10^{-4}-10^{-5}$	0,01-5	± 15	$10^{-3}-10^{-4}$	1000	1
5	1,6-7	—	$10^{-4}-10^{-5}$	0,01-5	± 20	$10^{-3}-10^{-4}$	1000	1
6	0,1-7	± 0,25-2	$10^{-3}-10^{-5}$	0,01-5	± 15-20	$10^{-2}-10^{-3}$	10	50-100
7	0,1-7	± 0,002-1	$10^{-4}-10^{-6}$	0,005-5	± 10-15	$10^{-3}-10^{-5}$	10	50-100
8	0,01-2	± 2-5	$10^{-3}-10^{-4}$	0,05-1	± 20-30	$10^{-2}-10^{-3}$	250	5

где  $A = \frac{l}{S}$  — кондуктивная постоянная преобразователя,  $\text{м}^{-1}$ ;  $l$  — расстояние между электродами;  $S$  — площадь электрода;  $\kappa$  — удельная электрическая проводимость,  $\text{См/м}$ .

Это выражение справедливо также для любых других типов измерительных преобразователей, причем в общем случае УЭП, являющаяся функцией сопротивления и эквивалентных геометрических параметров первичного преобразователя, может быть записана в таком виде

$$\kappa = \frac{l_{\text{эки}}}{S_{\text{эки}}} G_{\text{ж}} = A G_{\text{ж}}, \quad (2)$$

где  $G_{\text{ж}} = \frac{1}{R_{\text{ж}}}$  — электрическая проводимость рабочего объема жидкости;

$l_{\text{эки}}$ ,  $S_{\text{эки}}$  — эквивалентные длина и сечение эффективного объема жидкости при заданной конфигурации чувствительного элемента.

Поскольку УЭП является линейной функцией электрической проводимости раствора, ее обычно определяют путем измерения электрической проводимости между электродами контактного преобразователя или электрической проводимости объема жидкости, охватывающей чувствительный элемент. Кондуктивная постоянная  $A$  выбирается таким образом, чтобы с заданной точностью обеспечить диапазон измерения  $\kappa$ . При высоких значениях УЭП ( $\kappa > 0,5 \cdot \text{См/с}$ ) используют наибольшие постоянные преобразователей (от  $10$  до  $10^4 \text{ м}^{-1}$ ), которые получают конструктивными мерами. При измерении УЭП вод внутренних бассейнов (озера, реки), в которых  $\kappa \ll 0,5 \text{ См/м}$ , применяют преобразователи с малой постоянной (обычно  $A < 10 \text{ м}^{-1}$ ).

Кондуктивная постоянная характеризует в коленном счете коэффициент передачи первичного преобразователя, его чувствительность и точность. Постоянная  $A$  является важнейшим параметром кондуктометров и точность ее определения, а также временная стабильность в основном определяют погрешность измерения УЭП.

На практике определить значение кондуктивной постоянной первичного преобразователя весьма затруднительно, так как она зависит от многих факторов: концентрации электролита, напряжения и частоты питания измерительной цепи, электрохимических процессов на границе раздела электрод—жидкость и др. Поэтому определение постоянной производится экспериментально. При абсолютном методе постоянная находится по геометрическим размерам объемно-весовым методом и используется только для образцовых контактных ячеек в метрологических лабораториях [2].

Наибольшее распространение получил метод градуировки преобразователей УЭП по «стандартным растворам» с известными значениями  $0,01 \text{ N}$ ,  $0,1 \text{ N}$ ,  $1 \text{ N}$  растворов  $\text{KCl}$  при температурах  $0$ ;  $18$ ;  $20$ ;  $25^\circ \text{C}$ .

Преобразователь погружают в раствор с известной УЭП  $\kappa_0$ , термостатирует раствор и измеряют его электрическую проводимость  $G_{\text{ж}}$ . Кондуктивную постоянную вычисляют по формуле

$$A = \frac{\kappa_0}{G_{\text{ж}}} \quad (3)$$

Погрешность определения  $A$  складывается из погрешности приготовления стандартного раствора, точности поддержания заданной температуры и погрешности измерительной схемы кондуктометра.

Из известных в литературе абсолютных значений  $\kappa_0$  нормальных растворов  $\text{KCl}$  наиболее надежными являются данные Джонса, который устранил неопределенности, имевшие место при абсолютных измерениях  $\kappa_0$ , выполненных Кольраушем, Паркером и др. Данные Джонса в настоящее время применяются при вычислении УЭП растворов [3, 4].

Для контактных преобразователей характерно наличие электрохимических процессов, возникающих на границе раздела фаз электрод—электролит [5, 6]. Эти явления (поляризация, эффект Вина, дисперсия, эффект Соре и пр.) не позволяют уменьшить погрешность измерения среднего значения УЭП ниже 0,5% с любыми электродами.

Для измерения мелкомасштабных пульсаций УЭП, возникающих, например, в турбулентных потоках, широкое распространение получили микроконтактные преобразователи [7, 8, 9], выполненные в виде стеклянного зонда обтекаемой формы с впаянным платиновым микроэлектродом. Другим электродом служит макроэлектрод (рис. 1, б). Диаметр микроэлектрода в зоне гальванического контакта с исследуемой жидкостью составляет, 20—500 мкм, что позволяет сконцентрировать 90% измеряемого сопротивления в весьма малом объеме вблизи микроэлектрода. Оценить пространственное разрешение или эффективный объем осреднения микрозонда можно следующим путем. Если электрод радиусом  $r_0$  погружен в невозмущенный раствор с удельной электропроводимостью  $\kappa$ , то сопротивление  $R$  между контактирующей поверхностью микроэлектрода и сферической оболочкой радиуса  $r_1$  будет

$$R = \frac{1}{4\pi\kappa} \left( \frac{1}{r_0} - \frac{1}{r_1} \right). \quad (4)$$

При  $r_0 \rightarrow \infty$  получаем

$$R_{\infty} = \frac{1}{4\pi r_0 \kappa} = \frac{A_c}{\kappa}, \quad (5)$$

где  $A_c = \frac{1}{4\pi r_0}$  — кондуктивная постоянная микропреобразователя (микроэлектрод—сфера).

Эффективный объем ячейки (объем осреднения) определим как сферу, внутри которой сосредоточено сопротивление (0,90—0,95)  $R_{\infty}$ .

Сопротивление  $R_n$  объема жидкости, расположенной вне сферы радиусом  $mr_0$ , определим по формуле

$$R_n = \frac{1}{4\pi\kappa m r_0 \left( 1 - \frac{\beta^2}{2} \right)}, \quad (6)$$

где  $2\beta$  — угол при вершине конуса микроконтактного преобразователя.

Для того чтобы сопротивление  $R_n$ , рассредоточенное вне объема осреднения, определяемого радиусом сферы  $mr_0$ , составляло 5% от сопротивления, сосредоточенного внутри сферы, необходимо соблюдение следующего неравенства

$$\frac{1}{4\pi\kappa m r_0 \left( 1 - \frac{\beta^2}{2} \right)} < \frac{1}{20} \cdot \frac{1}{2\pi r_0 \kappa} \quad (7)$$

при уточненном значении постоянной  $A = \frac{1}{2\pi r_0}$ , так как микроэлектрод есть полусфера.

Как следует из (7), для  $R \approx 0,95 R_{\infty}$  необходимо, чтобы

$$m \left( 1 - \frac{\beta^2}{2} \right) > 10, \quad (8)$$

а для случая  $R \approx 0,90 R_{\infty}$

$$m \left( 1 - \frac{\beta^2}{2} \right) > 5 \quad (9)$$

Так как в применяемых преобразователях угол при вершине конуса составляет примерно 0,5 рад, то для  $R \approx (0,90 \pm 0,95) R_{\text{от}}$  будет лежать в пределах от 6 до 11. Для оценки масштаба осреднения  $M_0$  рекомендуется следующее соотношение

$$M_0 = 10r_0, \quad (10)$$

где  $r_0 = \frac{1}{2\lambda A}$

По формуле (10) можно оценить масштаб осреднения с погрешностью, несколько большей 5%.

Верхнее значение частотного диапазона микропреобразователя находим по формуле

$$f = \frac{kv}{2\lambda}, \quad (11)$$

где  $k = \frac{1}{M_0}$  — волновое число,  $\text{м}^{-1}$ ;  $v$  — средняя скорость набегающего потока  $\text{м/с}$ .

Например, для микрозондов, имеющих  $r_0 = 100$  мкм, теоретическая верхняя граничная частота приблизительно равна 1000 Гц.

Имея высокую пространственную разрешающую способность, указанные преобразователи обладают низкой точностью измерения переменных составляющей УЭП (порядка 20%), так как электрохимические процессы на границе раздела фаз у микроэлектродов проявляются в большей степени, чем у контактных преобразователей с развитой поверхностью электродов. К недостаткам микропреобразователей относится зависимость их показаний от средней и пульсационной скорости набегающего потока, объясняемая сносом диффузной части двойного электрического слоя в приэлектродном пространстве [10]. Существенными недостатками микроконтактных преобразователей являются также нестабильность кондуктивной постоянной во времени и подверженность микроэлектрода загрязнению, когда наличие диэлектрических примесей (полярных молекул, например, масло, нефтепродукты) в приэлектродном слое вызывает дрейф сопротивления в сторону увеличения, а следовательно, увеличение погрешности измерения.

За последние годы в литературе появились сообщения о капиллярных контактных преобразователях [11, 12], у которых два платиновых электрода с развитой поверхностью конструктивно выполнены так, что линии тока между ними замыкаются только через капиллярный ввод (рис. 1, в). Это позволяет «сфокусировать» не менее 90% измеряемого сопротивления жидкости в очень малом объеме, определяемом отверстием капилляра, и обеспечить максимальную плотность тока в нем, а следовательно, и высокую чувствительность преобразователя. При этом сопротивлением жидкости, расположенной между электродами вне капилляра и поляризационными явлениями на границе раздела фаз, можно пренебречь. Масштаб осреднения таких преобразователей определяется, в основном, диаметром и длиной капиллярной трубки. Дальнейшее совершенствование капиллярных преобразователей позволит существенно снизить погрешность измерения мелкокаплярных пульсаций УЭП.

Емкостно-контактные преобразователи УЭП (рис. 1, а) конструктивно выполняются в виде двух аксиально расположенных металлических электродов на диэлектрическом корпусе. Электроды защищены от агрессивного воздействия морской воды покрытием из сегнетокерамики.

По принципу действия емкостно-контактные преобразователи отличаются от контактных тем, что у них электроды не имеют гальванического контакта с морской водой, а электрическая связь между электродами осуществляется через емкость защитного покрытия.

Из теоретического анализа [4, 8, 13] следует, что при достаточно высокой частоте питания измерительной цепи (несколько мегагерц) и высокой диэлектрической проницаемости покрытия практически все падение напряже-

ния сосредоточено между электродами и определяется УЭП исследуемой среды. Емкостно-контактные преобразователи предпочтительнее использовать для исследования жидкостей с низкой УЭП ( $\kappa \leq 1$  См/м). Однако для них в такой же степени, как и для контактных преобразователей, характерны электрохимические процессы, возникающие на границе раздела фаз диэлектрик — морская вода.

Кроме того, емкостно-контактные преобразователи имеют нестабильную во времени градуировочную характеристику, обусловленную нестабильностью диэлектрической проницаемости сегнетокерамики и потерями на переходе металл—покрытие—среда. В связи с этим измерение среднего значения с погрешностью, меньшей 2%, и переменной составляющей УЭП с погрешностью, меньшей 20% (масштаб осреднения при этом составляет 5—10 мм), представляет существенные трудности.

Развитие новых методов электрических измерений, и в частности бесконтактного трансформаторного метода [14], применение его в морской кондуктометрии [15] позволило резко уменьшить погрешность измерения среднего значения УЭП, особенно при измерениях «in situ». Принцип бесконтактного трансформаторного метода (рис. 1, а) заключается в измерении э. д. с. взаимной индукции, возникающей в обмотке одного из тороидальных трансформаторов, установленных коаксиально или аксиально друг к другу, в результате индуктивной связи между ними через жидкостной виток связи, образуемый морской водой с изменяющейся электропроводностью.

Бесконтактные измерительные преобразователи можно разделить на два основных подкласса: трансформаторные непосредственного измерения и трансформаторно-мостовые.

Погрешность преобразователей непосредственного измерения определяется, в основном, погрешностью регистратора и точностью определения кондуктивной постоянной и лежит в пределах от 0,25—2%. Трансформаторно-мостовые схемы позволяют измерять среднее значение УЭП с высокой точностью порядка 0,002% в лабораторных условиях [16] и порядка 0,05—0,5% на различных глубинах и при различных скоростях буксировки при измерениях «in situ» [17]. Бесконтактные преобразователи УЭП, применяемые в морской кондуктометрии, практически безынерционны, но обладают большим масштабом осреднения (порядка 50—100 мм) [18]. При измерении средних значений, а также низкочастотных флуктуаций (до 10 Гц) этот недостаток не является существенным. Однако необходимость измерения высокочастотных составляющих пульсаций УЭП, когда требуется измерение локальных неоднородностей масштаба 0,5—5 мм, исключает возможность применения трансформаторных преобразователей [19]. Уменьшение диаметра чувствительного элемента примерно в 2—3 раза влечет за собой некоторое повышение пространственной разрешающей способности (в 2—3 раза). При этом чувствительность преобразователя уменьшается примерно на один порядок. Это также ограничивает возможности применяемого метода.

Следует заметить, что метрологические характеристики морских кондуктометров (см. таблицу) могут быть несколько завышены, так как данные кондуктометров, как правило, приводятся без учета погрешности определения кондуктивной постоянной и ее нестабильности во времени. Частотный диапазон измерителей пульсаций УЭП и масштаб осреднения приведен автором данной статьи при средней скорости набегавшего потока  $v = 5$  м/с и реальных или предполагаемых габаритах чувствительного элемента.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Робинсон Р., Стокс Р. Растворы электролитов. М., Изд-во иностр. лит., 1963, 646 с. с ил.
2. Ионатамишвили Т. В. К вопросу организации метрологического надзора за кондуктометрическими приборами. Материалы третьей научно-

технической конференции по метрологии. Ч. II. Изд. Тбилисского филиала ВНИИМ, Тбилиси, 1974, с. 139—144.

3. Харнед Г., Оузи Б. Физическая химия растворов электролитов. М., Изд-во иностр. лит., 1952, 627 с. с ил.

4. Лопатин Б. А. Кондуктометрия. Изд. СО АН СССР, Новосибирск, 1964, 279 с.

5. Делахей П. Двойной слой и кинетика электродных процессов, М. «Мир», 1967, 460 с. с ил.

6. Феттер К. Электрохимическая кинетика. М., «Химия», 1967, 256 с. с ил.

7. Gibson C. H. and Schwarz W. H. Detection of conductivity fluctuations in a turbulent flow field. — «Journal of Fluid Mechanics», v. 16, Part 3, July, 1963, pp. 357—364.

8. Андреев В. С. Кондуктометрические методы и приборы в биологии и медицине. «Медицина», М., 1973, 335 с. с ил.

9. Gibson C. H. and Schwarz W. H. The universal equilibrium spectra of turbulent velocity and scalar fields. — «Journal of Fluid Mechanics», v. 16, Part 3, July, 1963, pp. 365—385.

10. Левич В. Г. Физико-химическая гидродинамика. М., Физматгиз, 1959, 599 с. с ил.

11. Hello O. Improved Capillary Direct Current Cell Suitable for Conductometric Titrations. — «Analytical Chemistry», v. 44, no. 3, 1972, pp. 646—648.

12. Gregg M. C. and Cox C. S. Measurement of the oceanic microstructure of temperature and electrical conductivity. «Deep—Sea Research», v. 18, No. 9, 1971, pp. 925—934.

13. Усиков В. С. Электрометрия жидкостей. «Химия», Л., 1974, 141 с.

14. Карандеев К. Б. Трансформаторные мосты. М., «Энергия», 1970, 280 с.

15. Современная аппаратура для океанографических исследований. Сборник под ред. А. Г. Колесникова. Изд. МГИ АН УССР, Севастополь, 1970, 192 с.

16. Лоуренс Л. Электроника в океанографии. М., Воениздат, 1969, 258 с.

17. Ерофеев П. Н., Калмыкова Е. П., Пономарева Л. С., Чернявский Е. Б. Автоматизированные зондирующие гидрологические комплексы и приборы. «Обзорная информация», Сер. 9 «Промысловая океанология», вып. 1. М., Центральный научно-исследовательский институт информации и технико-экономических исследований рыбного хозяйства, 1973, 64 с.

18. Доценко С. В. Теоретические основы измерения физических полей океана. Гидрометеонадат, Л., 1974, 151 с.

19. Исследование изменчивости гидрофизических полей в океане. Сборник под редакцией Р. В. Олмидова, М., «Наука», 1974, 207 с.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

УДК 541.136 : 532.5

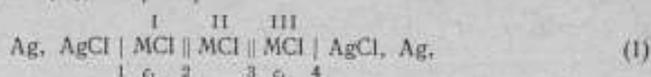
М. Ю. ГОРИНА, Л. М. ТАРАСОВА

ВНИИМ

### ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФФУЗИОННОГО ПОТЕНЦИАЛА, ВОЗНИКАЮЩЕГО В СИММЕТРИЧНОЙ ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ ЦЕПИ С ПЕРЕНОСОМ

В практических измерениях э. д. с. элементов наиболее часто используются цепи с переносом. Для успешного применения в них хлорсеребряных электродов с высокой воспроизводимостью и стабильностью потенциала [1, 2] необходим минимальный и постоянный диффузионный потенциал.

В некоторых случаях при измерениях э. д. с. используют симметричную гальваническую цепь [3], например



где  $c_1$  — концентрация раствора I и III;  $c_2$  — концентрация раствора II.

Можно полагать, что если в качестве растворов I, II, III используется один и тот же электролит и  $c_1 = c_2$ , то диффузионные потенциалы, возникающие на границах 2 и 3, будут равны нулю. Однако в тех случаях, когда  $c_1 \neq c_2$  и электролиты содержат разные катионы, диффузионные потенциалы будут отличаться от нуля. Например, в некоторых достаточно (но не абсолютно) симметричных элементах с двойным жидкостным соединением скачки потенциала на противоположных сторонах соединений не равны между собой и диффузионный потенциал не равен нулю, как часто полагают [3, 4]. Таким образом, исследование элементов с жидкостными соединениями типа цепи (1) представляет практический и теоретический интерес [3].

В статье рассмотрены условия получения малого диффузионного потенциала для случая, когда катионом в растворе II цепи (1) является ион натрия, а концентрация  $c_2$  может меняться от 0,2 до 3,5%.

Диффузионный потенциал  $\varphi_d$  возникает на границе двух водных растворов, если растворы отличаются по составу растворенных веществ либо по концентрации одного и того же растворенного вещества. Скачок потенциала обусловлен, соответственно, различием в подвижности носителей зарядов ионов того или другого знака либо их числом. Так, для растворов одного и того же электролита, но с разными концентрациями  $c_1$  и  $c_2$  уравнение Гендерсона [5] дает

$$\varphi_d = \frac{RT}{F} \frac{\lambda_-^0 - \lambda_+^0}{\lambda_-^0 + \lambda_+^0} \ln \frac{c_1}{c_2}, \quad (2)$$

где  $\lambda_-^0$  и  $\lambda_+^0$  — подвижности ионов в разбавленных растворах.

Известен метод уменьшения диффузионного потенциала на границе двух различных растворов (I и II) путем введения между ними солевого моста из насыщенного раствора KCl. В этом случае из уравнения Гендерсона можно получить диффузионный потенциал [2]

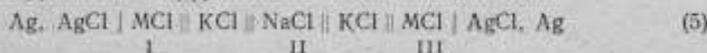
$$\varphi_d = \frac{RT}{F} \frac{c_+ \lambda_+^0 - c_- \lambda_-^0 + 11,6}{c_+ \lambda_+^0 |z| + c_- \lambda_-^0 |z| - 623} \ln \frac{c_+ \lambda_+^0 |z| + c_- \lambda_-^0 |z|}{623}, \quad (3)$$

где  $c_+$  и  $c_-$  — концентрации катиона и аниона в растворе I;  $|z|$  — валентность иона на границе раствора I с насыщенным раствором KCl.

Диффузионный потенциал цепи (1) представляет собой сумму скачков потенциала

$$E_d = \varphi_{d \text{ I-II}} + \varphi_{d \text{ II-III}}. \quad (4)$$

При введении солевых мостов на границе между растворами I—II и II—III полное уравнение диффузионного потенциала для цепи



будет иметь вид

$$E_d = \varphi_{d \text{ I-KCl}} + \varphi_{d \text{ KCl-II}} + \varphi_{d \text{ II-KCl}} + \varphi_{d \text{ KCl-III}} \quad (6)$$

С помощью уравнения (2) проведены расчеты диффузионных потенциалов  $\varphi_{d \text{ I-II}}$ , возникающих в цепи (1) на границе растворов I и II при условиях, указанных в табл. 1. Уравнение (3) было использовано для оценки диффу-



Таблица 2

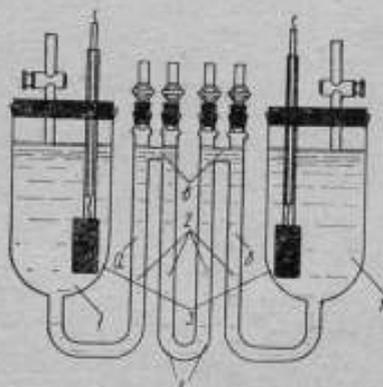
Состав раствора I, III	Концентрация с раствора NaCl, %	$E_{дизм.}$ мВ
Насыщенный раствор KCl	3,5	0,22
	3,0	0,14
	2,0	0,02
	0,4	0,30
	0,2	0,33

Из данных табл. 1 и 2, следует:

- а) измеренные значения  $E_{дизм.}$  не превышают величин  $\psi_{расч.}$   
 б) значения экспериментально измеренного диффузионного потенциала цепи (1) получаются малыми (не более 0,4 мВ), если в качестве раствора

Ячейка для исследования диффузионного потенциала

1 — сосуд с раствором I, III;  
 2 — трубки (а, б — для жидкостного соединения; в — соединительные; г — с раствором II);  
 3 — хлорсеребряный электрод



I, III используется насыщенный раствор KCl, а раствором II является раствор NaCl с концентрацией 0,2—3,5% (см. табл. 2). При этом, однако, теоретические значения диффузионного потенциала превышают 0,4 мВ;

в) рассчитанные значения диффузионного потенциала цепи (1) получаются малыми, если используется ее разновидность — цепь (5), т. е. солевой мост из насыщенного раствора KCl. В этом случае значения не превышают также 0,4 мВ при условии, что раствор I, III близок по концентрации к раствору II.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коллеров Д. К. рН-метрическая установка для метрологических работ. — Труды метрологических институтов СССР, 1968, вып. 96, с. 25—35.
2. Бейтс Р. Определение рН. Теория и практика. Пер. с англ. под ред. Б. П. Никольского и М. М. Шульца, М., «Химия», 1968, 397, с. с ил.
3. Ионоселективные электроды. Пер. с англ. под редакцией Р. Дарста, М., «Мир», 1972, 430 с. с ил.
4. Covington A. K. Ion-selective electrodes—«Electrochim Acta», 1966, 11, с. 953—959.
5. Антропов Л. И. Теоретическая электрохимия. «Высшая школа», 1969, 509 с. с ил.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

РАБОТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ  
ПРОВОДИМОСТИ ЖИДКОСТЕЙ В ПОТОКЕ

Для градуировки и поверки рабочих средств измерения удельной электрической проводимости (УЭП), работающих в широком амплитудно-частотном диапазоне, во ВНИИМ разработана образцовая кондуктометрическая аппаратура с микроконтактными (рис. 1, а) и трансформаторно-мостовыми первичными (рис. 1, б) измерительными преобразователями.

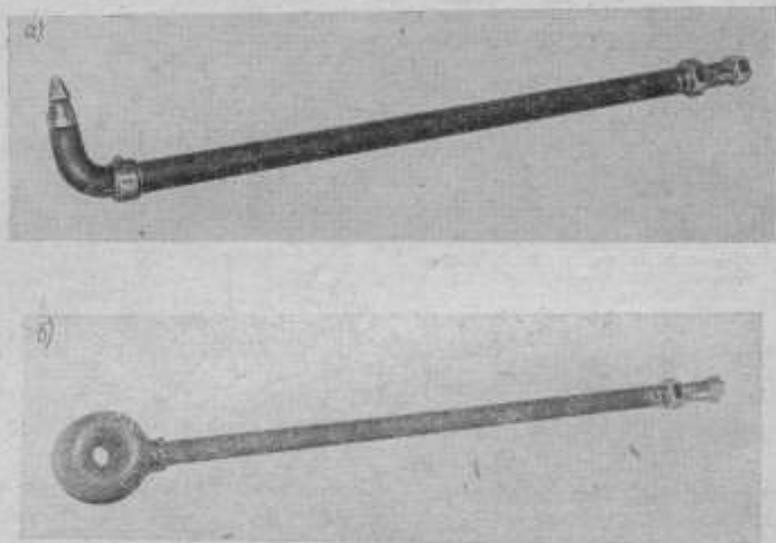


Рис. 1. Преобразователи УЭП

Рабочие средства измерений средних и пульсационных значений УЭП должны градуироваться в движущихся (или перемешиваемых) растворах, поскольку градуировка в статическом режиме (в неподвижной среде) сопровождается рядом погрешностей, обусловленных диффузионными процессами тепло-массопередачи (например, из-за неравномерности температурного поля, эффекта Соре и др.) [1, 2].

При работе преобразователей в движущихся потоках следует учитывать возможность возникновения погрешностей, вследствие изменения электрохимических процессов на границе раздела фаз электрод—электролит и искажения набегающего потока телом преобразователя.

Недооценка электрохимических процессов в условиях обтекания может привести к значительному искажению результатов измерений. Так, кондуктивная постоянная микроконтактного преобразователя, определенная в невозмущенном растворе, может на 10—50% отличаться от постоянной, определенной в перемешиваемом растворе. Влияние скорости набегающего потока на различные преобразователи проявляется по-разному. Для бескон-

тактичных преобразователей, которые измеряют интегральное значение удельной электрической проводимости жидкости, заключенной в объеме осреднения чувствительного элемента, перемешивание жидкости приводит к выравниванию температурного  $T$  и концентрационного  $C$  полей в этом объеме. Наличие градиента температуры или концентрации между жидкостью, заключенной в зоне наибольшей чувствительности (внутреннее отверстие чувствительного элемента), и жидкостью, охватывающей преобразователь снаружи, может привести к дополнительной погрешности измерения действительного значения удельной электропроводимости до 1%. Для трансформаторных преобразователей при  $\text{grad } T = 0$  и  $\text{grad } C = 0$  влиянием скорости потока (при идеальном обтекании), очевидно, можно пренебречь.

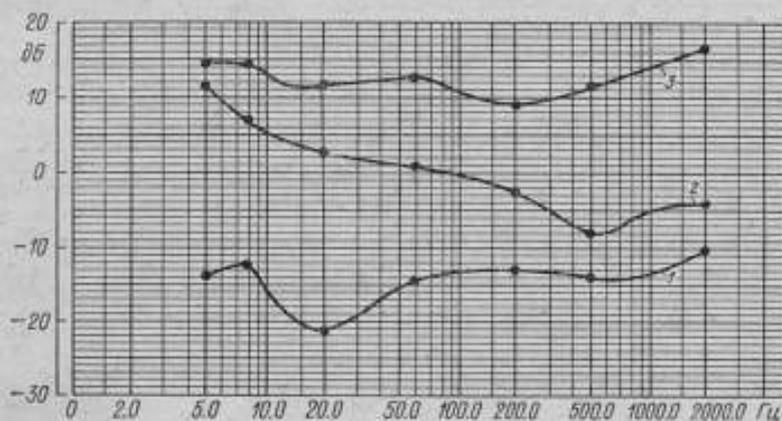


Рис. 2. Спектральные характеристики шумов трансформаторно-мостового преобразователя

Влияние скорости потока на результат измерения УЭП контактными преобразователями (особенно с микроэлектродами) зависит от многих факторов: диаметра микроэлектрода, напряженности электрического поля в чувствительной зоне, частоты питающего напряжения, концентрации электролита, загрязнения микроэлектрода и др. Это влияние можно объяснить сносом диффузионной части двойного электрического слоя [1], что приводит к изменению полного сопротивления между электродами и номинальных значений элементов эквивалентной схемы измерительной цепи.

Так как возникновение отрыва или кавитации в объеме осреднения преобразователя может существенно исказить исследуемую картину поля электрической проводимости, особенно при бесконтактном методе измерения, наиболее важными являются условия обтекания чувствительного элемента.

На практике для оценки уровня шумов контактных преобразователей обычно ограничиваются применением уравнения Найквиста для тепловых шумов. Шумы преобразователей, рассчитанные по формуле Найквиста, имеют порядок 0,1 мкВ, что соответствует истинному уровню шумов преобразователя при замене исследуемой жидкости эквивалентным сопротивлением. Однако с учетом гидродинамического взаимодействия и электрохимических процессов на границе раздела фаз электрод—электролит значение шумов может возрасти на один—два порядка [3].

Экспериментальные исследования разработанных микроконтактных и трансформаторных преобразователей проводились в неподвижной жидкости (градуировочная камера) и в гидродинамической трубе при различных ско-

ростях потока ( $\bar{v}$ ). Спектральные характеристики шумов преобразователя снимались с помощью анализатора спектра и самописца фирмы «Brüel & Kjær».

На рис. 2 представлены спектральные характеристики бесконтактного (трансформаторно-мостового) преобразователя, снятые при трех режимах работы: на эквиваленте, когда исследуемая жидкость заменяется на эквивалентное сопротивление (кривая 1); в потоке (кривая 2); в потоке при наличии кавитации в чувствительной зоне преобразователя (кривая 3). При этом установлено, что при скоростях потока, обеспечивающих отсутствие кавитации в зоне чувствительного элемента, скорость на результат измерения не влияет. Возникновение кавитации в чувствительной зоне преобразователя (при  $\bar{v} \gg 7$  м/с) вызывает увеличение шумов (см. рис. 2, кривая 3). Максимальная дисперсия шумов лежит в области до 10 Гц, что соответствует реальному частотному диапазону бесконтактного преобразователя.

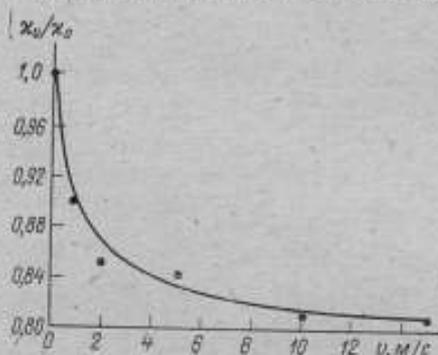


Рис. 3. Зависимость выходного сигнала микроконтактного преобразователя УЭП от скорости потока.

Обнаружено также увеличение уровня шумов во всем частотном диапазоне при любой скорости потока, в том числе при  $\bar{v} = 0$ , при установке преобразователя в гидродинамическом стенде (кривая 2) по сравнению с шумами, измеренными в градуировочной камере или на эквиваленте (кривая 1). Это увеличение, видимо, связано с наведенными в жидкостном контуре ГДТ сторонними токами при  $\bar{v} = 0$  и турбулентностью потока при  $\bar{v} > 0$ .

Отметим, что бесконтактный преобразователь показал нечувствительность к низкочастотным вибрациям, которые возникают при больших скоростях потока в гидродинамическом стенде.

При исследовании микроконтактных преобразователей получить точную количественную зависимость УЭП ( $x_v$ ) от скорости потока ( $\bar{v}$ )  $x_v = f(\bar{v})$  не представилось возможным из-за неустойчивости потока в гидродинамическом стенде при скоростях  $\bar{v} < 1,5$  м/с.

Установлено, что наибольшее влияние скорость потока оказывает в диапазоне скоростей от 0 до 2 м/с. При скоростях от 2 до 8 м/с влияние скорости существенно уменьшается и составляет  $(0,02 \div 0,03) x_0$  на 1 м/с, где

$$x_0 = x_v \Big|_{\bar{v}=0}$$

При дальнейшем увеличении скорости потока показания преобразователя стремятся к некоторому установившемуся значению  $x_v \rightarrow \text{const}$ . На

рис. 3 представлена зависимость  $\frac{x_v}{x_0} = f(\bar{v})$  при  $x_0 = 0,1$  См/м, подтверждающая предположения об изменении структуры двойного электрического слоя при механическом воздействии на его диффузную часть.

Экспериментальные исследования микроконтактных преобразователей в гидродинамическом стенде подтвердили теоретические представления о сосредоточении чувствительной зоны в области микроэлектрода, так как даже

возникновение кавитации на втором электроде (макроэлектрод) не привело к увеличению уровня шумов преобразователя.

Представленная на рис. 4 спектрограмма была получена при искусственном введении микроэлектрода в зону отрыва и кавитации.

Таким образом, экспериментальными исследованиями преобразователей УЭП в набегающем потоке установлено:

1) независимость показаний трансформаторного преобразователя от скорости потока в широком диапазоне скоростей, что позволяет рекомендовать эти преобразователи в качестве образцовых при градуировке и поверке рабочих средств измерений в динамическом режиме;

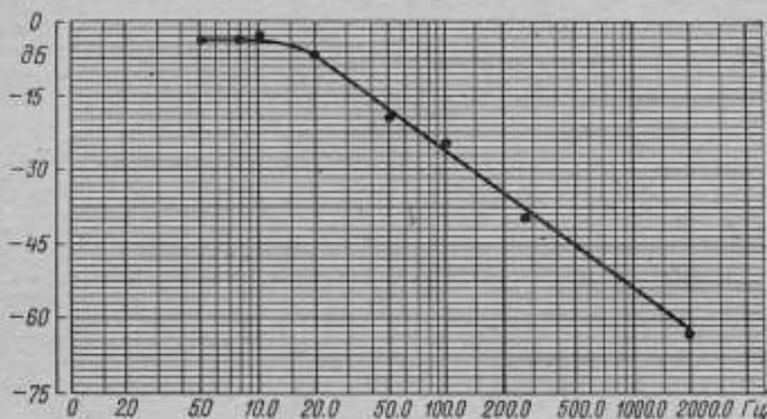


Рис. 4. Спектральная характеристика, полученная микроконтактным преобразователем УЭП при введении чувствительного элемента в зону кавитации

2) скорость потока влияет на показания микроконтактных преобразователей. При их градуировке следует определять зависимость  $\alpha_0 = f(v)$  для каждой конкретной конструкции. Эксперименты подтвердили хорошие гидродинамические свойства преобразователей, высокую пространственную разрешающую способность; при детальном анализе приэлектродных процессов они могут быть рекомендованы в качестве образцовых преобразователей низших разрядов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левич В. Г. Физико-химическая гидродинамика, М., Физматгиз, 1959, 599 с, с ил.
2. Берд Р., Стьюарт В., Лайтфут Е. Явления переноса М., «Химия», 1974, 678 с, с ил.
3. Тагай В. А. Шумы электрохимических систем.— «Электрохимия», 1974, т. X, вып. 1, с. 3—23.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

ПОГРЕШНОСТИ ПРИБОРОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПУЛЬСАЦИЙ  
УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОВОДИМОСТИ

Основные источники погрешностей средств измерения целесообразно оценивать по структурным схемам. Структурные схемы трансформаторных измерителей пульсаций удельной электрической проводимости (УЭП) могут быть сведены к двум типам (рис. 1, а, б).

Измерительная цепь преобразователя УЭП, схема которого представлена на рис. 1, а, работает следующим образом. На первичную обмотку трансформатора напряжением  $Tp1$  подается напряжение  $U_{\sim}$ , получаемое от генератора  $G$ . Вторичной обмоткой  $Tp1$ , состоящей из одного витка, служит объемный жидкостный виток, который служит первичной одновитковой обмоткой трансформатора  $Tp2$  и имеет проводимость

$$G_{ж} = A_{г} \kappa_{ж}, \quad (1)$$

где  $A_{г}$  — кондуктивная постоянная;  $\kappa_{ж}$  — удельная электрическая проводимость жидкости.

Вторичную обмотку трансформатора  $Tp2$  включают ко входу усилителя с низкоомным входным сопротивлением. Выходное напряжение усилителя выпрямляют амплитудным или фазовым детектором. Среднее значение выпрямленного напряжения  $U_2$ , пропорциональное среднему значению УЭП, компенсируют напряжением  $U_3$ , получаемым с выхода стабилизатора  $Ст$ . Разностное напряжение  $\Delta U = U_1 - U_3$  подают на регистрирующий прибор через согласующий широкополосный усилитель.

Так как в приборе, собранном по схеме рис. 1, а, происходит сравнение модуля напряжения  $U_1$  с постоянным напряжением, уравнение измерения может быть представлено в таком виде \*

$$\left( \frac{U_{\sim}}{K_1} A_{г} \kappa_{ж} \frac{1}{K_2} K_{ус} K_{дет} - U_3 \right) K_{ш} = \alpha C_p, \quad (2)$$

где  $U_{\sim} = U_{0\sim} (1 + f_{\sim})$  — выходное напряжение генератора;  $K_1 = K_{01} (1 + f_1)$  — коэффициент трансформации  $Tp1$ ;  $A_{г} = A_{0г} (1 + f_g)$ ;  $K_2 = K_{02} (1 + f_2)$  — коэффициент трансформации  $Tp2$ ;  $K_{ус} = K_{0ус} (1 + f_{ус})$  — коэффициент усиления усилителя  $Ус1$ ;  $K_{дет} = K_{0дет} (1 + f_{дет})$  — коэффициент преобразования детектора;  $U_3 = U_{03} (1 + f_{ст})$  — выходное напряжение стабилизатора;  $K_{ш} = K_{0ш} (1 + f_{ш})$  — коэффициент усиления широкополосного усилителя;  $\alpha$  — показание регистрирующего прибора;  $C_p = C_{0p} (1 + f_p)$  — постоянная регистрирующего прибора.

Номинальное напряжение стабилизатора выбирают в первом приближении, равном

$$U_{03} = \frac{U_{0\sim}}{K_{01}} A_{0г} \kappa_{0ж} \frac{1}{K_{02}} K_{0ус} K_{0дет}, \quad (3)$$

где  $\kappa_{0ж} = \kappa_{ж} - \Delta \kappa$  — среднее значение УЭП;  $\Delta \kappa$  — переменная составляющая УЭП.

\* Здесь и далее приняты следующие обозначения: индекс «0» — номинальное значение;  $f$  — относительная погрешность;  $\delta$  — квадратурная погрешность. В формулах (2) и (3) квадратурная составляющая не учитывается, так как схема рис. 1, а уравнивается по постоянному току.

Обозначим относительное изменение УЭП через

$$\beta(t) = \frac{\Delta x}{x_0}$$

При условии

$$f_1, f_r, f_2, f_{yc}, f_{дет}, f_{ст} \ll \beta(t) \ll 1$$

формула (2) может быть представлена в виде

$$\beta(t) = \alpha \frac{C_n}{K_{\text{вн}} U_{02}} \left( 1 + f_p - f_{ш} + \frac{f_{ст} + f_1 + f_2 - f_- - f_r - f_{yc} - f_{дет}}{\beta(t)} \right) \quad (4)$$

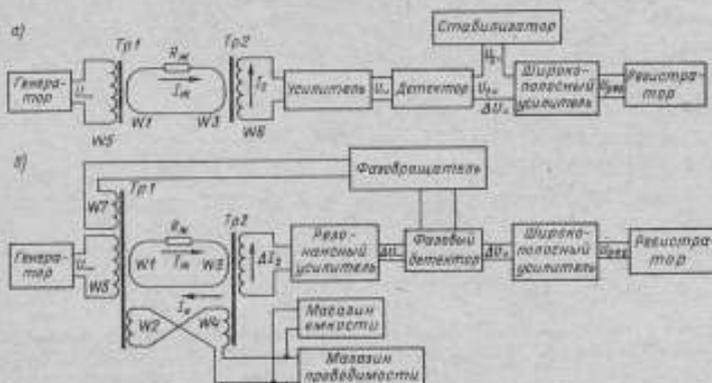


Рис. 1. Структурные схемы измерителей пульсаций удельной электрической проводимости

При анализе погрешности измерения пульсаций на основе формулы (4) следует иметь в виду, что под погрешностями  $f_1, f_2, f_{ст}, f_{yc}, f_{дет}, f_-$  следует понимать не только средние значения погрешности или погрешности, соответствующие первой гармонике, но и такие важные в рассматриваемом случае погрешности, как содержание гармоник в выходном напряжении генератора, трансформаторов, усилителя переменной составляющей и в выходном напряжении стабилизатора, а также влияние нелинейности преобразователей (усилителя, детектора и трансформаторов).

Мостовая измерительная цепь, схема которой представлена на рис. 1, б, работает следующим образом. Напряжение  $U_0$ , получаемое от генератора, подается на первичную обмотку трехобмоточного трансформатора напряжения  $Tr1$  (с двумя вторичными обмотками). Первой вторичной обмоткой (состоящей из одного витка) служит объемный жидкостный виток, который охватывает второй трансформатор  $Tr2$  и имеет общую электрическую проводимость  $G_{ж} = A_r \kappa_{ж}$ . Трансформатор  $Tr2$  имеет две первичные обмотки, одной из которых и является жидкостный виток. Вторую вторичную обмотку трансформатора  $Tr1$  подключают через магазин сопротивления (шунтированный магазин емкости) ко второй первичной обмотке трансформатора  $Tr2$ , причем так, чтобы токи  $I_{ж}$  и  $I_{к}$  в двух первичных обмотках  $Tr2$  ( $w_2$  и  $w_4$ ) были в противофазе.

Для того чтобы напряжение, подаваемое с выхода обмотки  $Tr2$  на резонансный усилитель, находилось строго в фазе (или противофазе) с токами  $I_{ж}$  или  $I_{к}$ , трансформатор  $Tr2$  должен работать в режиме, близком к короткому замыканию.

Для уменьшения влияния помех и увеличения чувствительности на ходе трансформатора  $Tr2$  подключают резонансный усилитель, напряжение с которого  $\Delta U_-$  детектируют фазовым детектором. Между фазовым детектором и регистрирующим прибором подключают согласующий широкополосный усилитель.

В мостовой измерительной цепи осуществляют уравновешивание по составляющим, поэтому уравнение измерения цепи по схеме рис. 1, б можно представить в виде

$$\dot{U}_- \left( \frac{1}{K_1} \cdot \frac{1}{K_2} A_T - \frac{1}{K_3} \cdot \frac{1}{K_4} \dot{Y}_M \right) K_{рез} \frac{K_{дет}}{K_{Фв}} K_{ш} = \alpha C_p,$$

где  $K_1 = K_{01} e^{j_1 + j\delta_1}$ ;  $K_2 = K_{02} e^{j_2 + j\delta_2}$  — комплексные коэффициенты трансформации  $Tr1$  соответственно для обмоток  $\omega_1$  и  $\omega_2$ ;  $K_3 = K_{03} e^{j_3 + j\delta_3}$ ,  $K_4 = K_{04} e^{j_4 + j\delta_4}$  — комплексные коэффициенты трансформации  $Tr2$  соответственно для обмоток  $\omega_3$  и  $\omega_4$ ;

$\dot{Y}_M = \frac{1}{R_M} + j\omega C$  — комплексная проводимость параллельно включенного

магазина сопротивления  $R_M = R_{0M} e^{j_M + j\delta_M}$  и магазина емкости  $C = C_0 e^{j_C + j\delta_C}$ ;

$K_{рез} = K_{0рез} e^{j_{yc} + j\delta_{yc}}$  — комплексный коэффициент преобразования резонансного усилителя;

$K_{дет}$  — операционный коэффициент преобразования детектора, зависящий от разности фаз выходного напряжения генератора  $\dot{U}_-$  и резонансного усилителя  $\Delta U_-$ .

Для того чтобы разность фаз была достаточно малой, так как она существенно влияет на точность и чувствительность прибора, между генератором и ветвью управления фазового детектора помещают компенсирующий фазовращатель с эквивалентным коэффициентом преобразования  $K_{Фв} = e^{j_{Фв}}$ .

При измерении параметров пульсаций в широком диапазоне частот мост уравнивают только по среднему значению УЭП.

Уравнения равновесия в первом приближении принимают вид:

$$\frac{1}{K_{01}} \cdot \frac{1}{K_{02}} A_T \beta_{ж0} = \frac{1}{K_{03}} \cdot \frac{1}{K_{04}} \cdot \frac{1}{R_{0M}} \left\{ \frac{1}{K_{01}} \cdot \frac{1}{K_{03}} A_T \beta_{ж0} (\delta_1 - \delta_2 + \delta_3 - \delta_4 + j\delta_M) = \frac{1}{K_{02}} \cdot \frac{1}{K_{04}} \omega C \right.$$

Если амплитуда пульсаций УЭП мала по сравнению со средним значением, но больше абсолютных погрешностей элементов моста,

$$f_1, f_2, f_3, f_4, f_C, f_M, \delta_1, \delta_2, \delta_C \ll |\beta(t)| \ll 1,$$

то

$$\beta(t) = \alpha \frac{C_p}{K_{0рез} K_{0дет} U_{0-} K_{0ш}} (1 + f_p - f_M - f_- - f_{дет} - f_{рез} + f_{Фв} + \frac{f_1 + f_3 - f_2 - f_4 - f_C + f_M + \delta_C \omega C R_M}{\beta(t)}).$$

Чтобы оценить погрешности, а также принципы действия двух измерительных цепей, схемы которых представлены на рис. 1, а и б, сравним выражения (4) и (7). В результате приходим к выводу, что эксплуатация приборов по схеме рис. 1, а несколько проще, чем по схеме рис. 1, б, так как в первом случае производится уравновешивание только по одному параметру — модулю [см. уравнение (3)], и, следовательно, возможно введение

автоматического дискретного уравнивания, а во втором — по двум параметрам [см. уравнение (6)].

В диапазоне звуковых частот угловые погрешности трансформаторов  $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4$  и магазина сопротивления  $\delta_M$ , а также другие источники квадратурной составляющей не очень велики (порядка  $10^{-4}$ — $10^{-5}$ ), поэтому автоматическое аналоговое уравнивание квадратурной составляющей согласно второму уравнению (6) и дискретное автоматическое уравнивание по первому уравнению (6) несложны [1].

Порог чувствительности измерительной цепи по схеме рис. 1, а в первом приближении может быть оценен при отношении сигнал—шум, равном единице, по формуле

$$|\beta(f)|_{\text{порог}} \leq |f_2 + f_1 + f_{CT} - f_{\sim} - f_r - f_{yc} - f_{\text{дет}}|. \quad (8)$$

Для повышения порога чувствительности измерительной цепи проводят периодическую проверку равенства (3) и в случае необходимости корректируют измерительную цепь так, чтобы правая часть неравенства (8) была бы как можно меньше (например, путем изменения выходного напряжения стабилизатора  $U_2$ ).

Находим порог чувствительности измерительной цепи по схеме рис. 1, б в первом приближении при отношении сигнал—шум, равном 1.

$$|\beta(f)|_{\text{порог}} \leq |f_1 + f_2 - f_3 - f_4 - f_r + f_M + \delta_{\omega} CR_M|. \quad (9)$$

Для повышения порога чувствительности измерительной цепи проводят периодическое уравнивание моста, т. е. проверку уравнений (6), и в случае необходимости вносят корректировку таким образом, чтобы правая часть неравенства (9) была минимальной.

Погрешности трансформаторов  $f_1, f_2, f_3, f_4$  обычно невелики и, что особенно важно, стабильны. Так как оба типа прибора периодически подвергаются уравниванию по среднему значению УЭП, можно не учитывать постоянные систематические погрешности элементов измерительных цепей, а только переменную составляющую погрешности, в том числе и случайные погрешности. Для измерительных трансформаторов эта составляющая погрешности может быть снижена до значений порядка  $10^{-4}$ — $10^{-5}$  (0,001 — 0,01%). Нестабильность  $f_{\sim}$  источника напряжения составляет порядок значения  $10^{-2}$ — $10^{-4}$ .

Нестабильность коэффициента усиления широкополосного усилителя может быть снижена до  $10^{-3}$ — $10^{-4}$ , однако в этом случае резко возрастает содержание составляющих помех. Их можно исключить заменой широкополосного измерительного усилителя на резонансный. Однако при этом резко возрастает нестабильность коэффициента усиления до  $10^{-2}$ — $10^{-3}$ . Нестабильность коэффициента преобразования детектора составляет  $10^{-2}$ — $10^{-3}$ . Современные стабилизаторы напряжения обеспечивают уровень погрешности из-за нестабильности порядка  $10^{-4}$ — $10^{-5}$ . Погрешности переменной составляющей в выходном напряжении стабилизатора имеет то же значение. Таким образом, порог чувствительности в приборах, собранных по схеме рис. 1, а, имеет значение  $10^{-2}$ .

Нестабильность погрешности современных магазинов сопротивления и нестабильность угла потерь магазина емкости составляет  $10^{-4}$ .

Кроме того, в результате применения в мостовой цепи резонансного усилителя влияние высших гармоник (в том числе вследствие помех) и нелинейности элементов измерительной цепи значительно меньше, чем по схеме рис. 1, а. Резонансный усилитель позволяет также обеспечить более высокую точность уравнивания по среднему значению УЭП.

Таким образом, хотя в уравнении (9) составляющих значительно больше, чем в (8), но все они либо значительно меньше, либо более стабильны, и поэтому погрешность из-за ограниченного порога чувствительности у приборов, собранных по схеме рис. 1, а, выше, чем у приборов по схеме рис. 1, б.

Однако резонансный усилитель вносит искажение в результат измерения параметров пульсаций с помощью мостовой измерительной цепи (рис. 1, б). При полном равновесии моста на вход резонансного усилителя напряжение не поступает. Если же мост выведен из состояния равновесия, например путем некоторого изменения УЭП, на вход резонансного усилителя поступит напряжение частотой  $\nu_{ген}$ , равной частоте генератора. Если УЭП изменять периодически по синусоидальному закону с частотой  $\nu_m$ , на

$$\Delta k = x_1 \sin 2\pi \nu_m t,$$

где  $x_1$  — амплитуда пульсации УЭП, то на вход резонансного усилителя поступит напряжение с частотой  $\nu_{ген}$  с модулированной амплитудой, причем частота модуляции будет  $\nu_m$ :

$$U_{вх} = U_a \sin 2\pi \nu_{ген} t + U_0 \sin 2\pi \nu_m t \sin 2\pi \nu_{ген} t = \\ = U_a \sin 2\pi \nu_{ген} t + \frac{1}{2} U_0 [\cos 2\pi (\nu_{ген} - \nu_m) t - \cos 2\pi (\nu_{ген} + \nu_m) t],$$

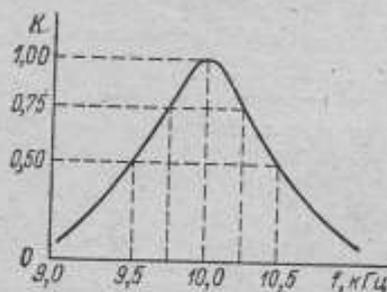


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика пульсационного индикатора Ф582

где  $U_a$  — напряжение, зависящее от точности уравновешивания моста по среднему значению УЭП;  $U_0$  — напряжение, пропорциональное амплитуде колебаний.

На выходе фазового детектора сигнал будет состоять из постоянной составляющей, пропорциональной  $U_a$ , т. е. степени неуравновешенности и временной составляющей с частотой  $\nu_m$ , и амплитуды, пропорциональной  $U_0$ , зависящей от амплитуды колебаний  $x_1$ .

Поскольку усилитель настроен на частоту  $\nu_{ген}$  амплитуды с частотой  $\nu_{ген} + \nu_m$  и  $\nu_{ген} - \nu_m$  будут ослаблены, поэтому на выходе фазового детектора сигнал с частотой  $\nu_m$  будет уменьшен. На рис. 2 представлена зависимость от частоты выходного напряжения резонансного усилителя при постоянном входном напряжении, определенная для указателя равновесия типа Ф582. Как видно, что при отклонении частоты от номинальной на 4% (при  $\nu_{ном} = 10^4$  Гц) выходное напряжение изменяется на 25%; при отклонении частоты на 500 Гц от номинальной происходит ослабление сигнала в два раза. Следовательно, амплитуды пульсаций с погрешностью порядка 20—30% могут быть зарегистрированы только при частотах пульсации порядка 200—300 Гц.

При измерении относительных пульсаций  $\beta(t)$  необходимо получение линейной зависимости  $\beta(t)$  от отклонения регистрирующего прибора  $\alpha$ , так как при больших отклонениях  $|\beta(t)| > 0,3$  приходится учитывать влияние нелинейной зависимости  $\beta(t)$  от  $\alpha$ .

Чтобы исключить влияние нелинейности и мультипликативных составляющих погрешностей обычно проводят градуировку приборов по амплитуде пульсации путем резкого изменения на 5—10% одного из параметров (например, выходного напряжения стабилизатора или сопротивления магазина).

С целью повышения стабильности и уменьшения влияния реактивной составляющей в мостовой измерительной цепи (рис. 1, б) вместо магазина

ли (или электрической проводимости (или сопротивления) включают меру (или набор из 2—4 мер) проводимости (или сопротивления), с очень малой реактивной составляющей ( $\tau < 10^{-7} - 10^{-9}$ ) и высокой стабильностью (порядка  $10^{-4} - 10^{-5}$ ). Для получения различных эквивалентных значений проводимости меру включают через индуктивный (трансформаторный) делитель напряжения; в этом случае точность моста резко возрастает [2].

Таким образом, погрешность из-за ограниченного порога чувствительности измерения УЭП мостовым методом значительно меньше, чем у приборов непосредственного измерения. Полученные результаты могут быть использованы для других схем, применяемых в морской кондуктометрии.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Файнгольд Р. Г. Разработка и исследование точных автотрансформаторных мостовых цепей с активными четырехполюсниками. Автореф. дисс. Л., ВНИИМ, 1973.
2. Лоуренс Л. Электроника в океанографии. Воениздат, М., 1969, 258 с.

Поступила в редакцию 18/IV 1975

УДК 541.133 : 532.517.6

В. Н. ХАЖУЕВ  
ВНИИМ

## НОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПУЛЬСАЦИЙ УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОВОДИМОСТИ

Развитие теории трансформаторных мостов [1] и применение их в кондуктометрии позволило создать бесконтактные первичные измерительные преобразователи с жидкостным витком связи, которые отличаются высокой точностью измерения удельной электрической проводимости (УЭП). Однако эти преобразователи вследствие большого объема осреднения могут использоваться только для измерения среднего значения или крупномасштабных пульсаций УЭП, т. е. локальных неоднородностей, линейные размеры которых, по крайней мере, одного порядка с размерами корпуса чувствительного элемента (порядка 50—100 мм). Для трансформаторных преобразователей верхнее значение частотного диапазона с учетом объема осреднения чувствительного элемента и средней скорости набегающего потока ( $\bar{v} = 5$  м/с) не превышает 10 Гц, что не отвечает современным требованиям, предъявляемым к преобразователям для исследования мелкомасштабной структуры поля электропроводимости, возникающего, например, в турбулентных потоках.

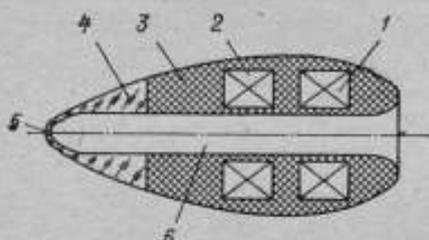
Требованиям высокой пространственной разрешающей способности удовлетворяют микроконтактные преобразователи УЭП, имеющие малый объем осреднения (порядка 0,5—5 мм) [2, 3] и верхнюю граничную частоту порядка 1 кГц. Однако такие преобразователи имеют большую погрешность измерения как средних (порядка 5%), так и пульсационных значений УЭП (порядка 20%).

Таким образом, существующие преобразователи имеют либо высокую точность измерения и большой объем осреднения, либо высокую пространственную разрешающую способность и низкую точность измерения.

Для повышения точности измерения пульсаций УЭП автором разработан капиллярный бесконтактный преобразователь трансформаторного типа, обеспечивающий измерение мелкомасштабных пульсаций УЭП.

Капиллярный преобразователь (см. рисунок) содержит трансформатор напряжения 1 и трансформатор тока 2. Оба трансформатора выполнены на ферритовых магнитопроводах 3000 НМ,  $K38 \times 24 \times 7$  и заключены в герметичный диэлектрический обтекаемый корпус 3. Со стороны набегающего потока корпус переходит в стеклянную насадку 4, снабженную отверстием (капилляром) 5, расположенным на оси преобразователя. Трансформатор напряжения возбуждает в жидкостном витке ток, который замыкается через внутреннее отверстие тороидального корпуса 6, капилляр 5 и через жидкость, обмывающую преобразователь снаружи.

Диаметр капилляра выбирается на порядок меньше диаметра внутреннего отверстия корпуса, при этом длина канала капилляра должна быть соизмерима с его диаметром. Такое соотношение между размерами различных участков жидкостного витка необходимо для того, чтобы сопротивление жидкостного столбика, ограниченного диаметром и длиной капилляра с учетом краевых эффектов, было примерно на порядок больше суммарного со-



Капиллярно-трансформаторный преобразователь УЭП

противления остальных участков цепи жидкостного витка. В этом случае преобразователь будет реагировать на изменения сопротивления, вызванные пульсациями УЭП, только в области, прилегающей к отверстию капилляра и в самом капилляре со стороны набегающего потока. Такая конструкция позволяет сфокусировать около 90% полного сопротивления жидкостного витка в очень малом объеме и обеспечить максимальную плотность тока в нем, а следовательно, и высокую чувствительность преобразователя. Пренебрегая сопротивлением жидкостного витка, рассредоточенного вне зоны чувствительности, выражение для сопротивления жидкостного столбика  $R_{ж}$  в зоне измерения имеет вид

$$R_{ж} \approx \frac{l_{экв}}{\kappa S_{экв}},$$

где  $\kappa$  — удельная электропроводимость жидкости в зоне измерения;  $l_{экв}$ ,  $S_{экв}$  — эквивалентные длина и площадь поперечного сечения отверстия капилляра.

При изменениях сопротивления  $R_{ж}$ , вызванных пульсациями УЭП, происходят пропорциональные изменения тока в жидкостном витке и в выходной обмотке трансформатора тока. Малый диаметр отверстия и соизмеримая с ним длина капилляра обеспечивают высокую пространственную разрешающую способность, что позволяет практически без искажения измерять мелкомасштабные неоднородности УЭП, линейные размеры которых приближенно одного порядка с диаметром отверстия капилляра.

Как показали расчеты, для диапазона УЭП 1—6 См/м оптимальный диаметр капилляра лежит в пределах 0,2—1,5 мм и выбирается, исходя из возможностей измерительной цепи и необходимой пространственной разрешающей способности.

Был изготовлен макет преобразователя со следующими параметрами: диаметр капилляра 1 мм, длина капилляра 0,5 мм, диаметр внутреннего отверстия корпуса 15 мм. Экспериментальными исследованиями преобразователя с использованием стандартных растворов KCl установлено, что пре-

дельная погрешность измерения среднего значения УЭП не превышала  $\pm 0,5\%$  (с учетом погрешности приготовления стандартного раствора).

Таким образом, разработанный преобразователь может быть рекомендован в качестве образцового при градуировке и поверке рабочих средств измерений, а также в качестве измерительного преобразователя рабочих средств при особо точных измерениях мелкомасштабных пульсаций УЭП в турбулентных потоках.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Карандеев К. Б. Трансформаторные мосты. М., «Энергия», 1970, 280 с. с ил.
2. Keeler R. N., Petersen E. E. and Prausnitz J. M. Mixing and Chemical Reaction in Turbulent Flow Reactors. — «Americ. Insy. of Chem. engin. Journal», v. 11, No. 2, 1965, pp. 221—227.
3. Kamiwano M., Nishioka T., Sato Y. and Yamamoto K. Conductometric Method Capable of Rapid Concentration — Fluctuation Measurements. Kagaku—Kogaku. «The society of Chemical engineers», v. 34, No. 12, 1970, pp. 1339—1343.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

УДК 541.135.5

М. Ю. ГОРИНА, Н. П. БАРАБАНОВА  
ВНИИМ

#### ИССЛЕДОВАНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ И ВОСПРОИЗВОДИМОСТИ ПОТЕНЦИАЛА ХЛОРСЕРЕБРЯНОГО ЭЛЕКТРОДА

Основными требованиями к хлорсеребряному электроду являются стабильность и воспроизводимость его потенциала. При этом под воспроизводимостью понимают разброс потенциалов у электродов одной группы [1]. Наиболее высокой воспроизводимостью обладают электроды термоэлектродитического типа [2, 3], т. е. имеющие пористое серебро. Одним из свойств хлорсеребряных электродов является старение — некоторая первоначальная нестабильность потенциала, вызванная концентрационной поляризацией в пористом слое [1, 4, 5]. Известно также, что процесс растворения и кристаллизации хлористого серебра вызывает концентрационную поляризацию в хлорсеребряном электроде [6].

Установлено, что кислород воздуха оказывает влияние на потенциал этих электродов в кислых растворах и не оказывает в нейтральных [4]. Однако в работе [7] наблюдалось значительное влияние насыщения раствора  $KCl$  воздухом.

В ряде работ [1, 3] указано, что нагреванием раствора с электродами до  $50-75^\circ C$  они могут быть приведены к малому разбросу потенциалов. Особое значение придается идентичности условий изготовления для электродов одной группы. На потенциал электродов оказывает влияние присутствие следов бромидов [5, 7].

Представляет интерес исследование воспроизводимости и стабильности потенциала, зависящих, по-видимому, от концентрационной поляризации. Последняя связана с величиной плотности тока и, следовательно, площадью поверхности электрода. Кроме того, она зависит от температуры, при которой находятся электроды.

В статье изложены результаты исследования воспроизводимости и стабильности потенциала хлорсеребряных электродов в зависимости от площади поверхности и массы пористого слоя серебра, а также от температуры. Рассмотрено влияние воздуха и некоторых других условий.

В работе были применены электролитический и термоэлектролитический способы изготовления электродов. По первому способу на платину гальванически наносили слой серебра из железисто-серебристого электролита с последующим анодным хлорированием серебра; по второму — окись серебра либо в виде водной пасты [2], либо в виде порошка [8] с последующим восстановлением до серебра (плотностью 2 и 3 г/см<sup>3</sup> соответственно) при

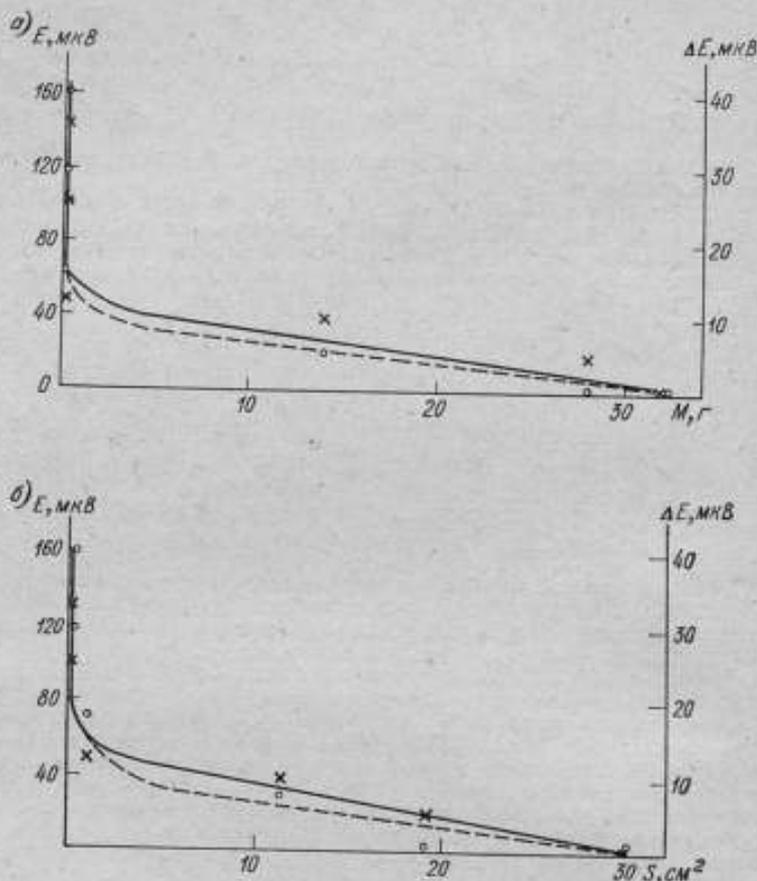


Рис. 1. Зависимость воспроизводимости  $E$  и стабильности  $\Delta E$  от массы серебра электрода (а) и площади кажущейся поверхности серебра (б) (данные приведены по  $S$  и  $M$  для одного электрода)  
 —  $E$ . - - -  $\Delta E$

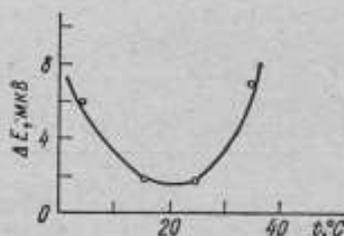
500° С и преобразованием серебра с помощью электролиза в хлорид серебра. По первому способу было изготовлено две, по второму — пять партий электродов. Партии отличались по массе и площади поверхности серебра. Число электродов в партии составляло от 6 до 15 шт.

Хлорирование производили в 3%-м растворе хлорида натрия, очищенного от бромидов, с разделением катодного и анодного пространств, причем в хлорид переходило 15–20% серебра. Данные о применявшихся режимах хлорирования приведены в табл. 1.

№ группы электродов	Число партия электродов	Способ изготовления электродов	Площадь поверхности [кажущейся], см <sup>2</sup>	Режим электролитического хлорирования	
				плотность тока, мА/см <sup>2</sup>	длительность электролиза, ч
1	2	Электролитический	0,01—0,1	3	0,5
2	5	Термоэлектролитический	1—30	10	4—6

Изготовленные хлорсеребряные электроды исследовали в 3%-м растворе хлористого натрия, насыщенном хлористым серебром. Воспроизводимость потенциала оценивалась по разности потенциалов — значениям э. д. с.

Рис. 2. Зависимость стабильности  $\Delta E$  от температуры



между электродами одной партии. Стабильность характеризовалась изменением этой э. д. с. во времени. Э. д. с. измеряли с помощью высокоомного потенциометра типа Р37-1 с ценой наименьшего деления 1 мкВ и микровольтноамперметра типа Р325 чувствительностью  $4 \cdot 10^{-10}$  А/дел, используемого в качестве нуль-индикатора.

Термостатирование осуществлялось с погрешностью не более  $\pm 0,1^\circ \text{C}$ . По данным измерений э. д. с., проводившихся при  $25^\circ \text{C}$  в течение двух месяцев, вычислялось среднее значение э. д. с.  $E$  и стабильности  $\Delta E$  за 1 ч.

На рис. 1, а, б показаны зависимости величин  $E$  и  $\Delta E$  от средних значений массы серебра и площади его кажущейся поверхности для каждой партии электродов. Как видно, воспроизводимость и стабильность потенциала улучшаются с увеличением площади поверхности и массы серебра, особенно в пористых электродах (группа 2). Это объясняется зависимостью перенапряжения в электродах 2-го рода от плотности тока обмена. Перенапряжение возникает вследствие растворения или выделения кристаллов хлористого серебра в порах на поверхности электродов [6, 9]. Плотность тока обмена, в свою очередь, зависит от площади поверхности электрода [1]. Кроме того, в случае очень малых поверхностей могут стать заметными побочные электродные процессы. Для получения требуемой воспроизводимости и стабильности потенциала можно пользоваться любым из указанных параметров электродов.

Электроды партии № 5 второй группы (пять пар) были исследованы в изотермических условиях. Зависимость стабильности э. д. с. пар от температуры в интервале  $5-35^\circ \text{C}$  представлена на рис. 2, из которого видно, что электроды обладают наилучшей стабильностью в области температур  $15-25^\circ \text{C}$ . Заметим, что аналогичная зависимость стабильности э. д. с. от температуры наблюдается у насыщенного нормального элемента Вестона II класса, для которого, согласно паспорту, действительное значение э. д. с. может отличаться от вычисленного (по уравнению для температурных поправок)

на 50 мкВ в интервалах температур 10—15° С и от 25 до 30° С и лишь на 20 мкВ — в интервале 15—25° С.

Растворенный воздух и освещение оказывают несомненное действие на воспроизводимость и стабильность потенциалов электродов [1, 7].

Авторами проведены опыты по выяснению влияния  $\text{CO}_2$  на изучаемые свойства электродов. Электроды помещали в раствор  $\text{NaCl}$ , насыщенный воздухом, затем — в тот же раствор, обезгаженный путем кипячения и защищенный от попадания в него воздуха, после чего в этот раствор добавляли  $\text{NaHCO}_3$  как источник  $\text{CO}_2$ . Результаты измерений для всех трех случаев приведены в табл. 2, где  $E$  и  $\Delta E$  — средние значения из 15—22 измерений, проводившихся с каждым раствором в течение 2—3 дней (через 1 ч.).

Таблица 2

Состояние 3%-го раствора $\text{NaCl}$	$E$ , мкВ	$\Delta E$ , мкВ, за 1 ч
Насыщенный воздухом	11	2,4
Обезгажен и защищен от воздуха	7	1,6
С добавкой $\text{NaHCO}_3$ , 0,05 г	25	5,0
Через два дня после добавки $\text{NaHCO}_3$	2	1,6
Насыщен воздухом	59	0,8
После пропускания водорода	0,8	0,8

Данные табл. 2 показывают, что  $\text{CO}_2$  воздуха оказывает влияние на воспроизводимость и стабильность потенциала хлорсеребряных электродов, по-видимому, до тех пор, пока между электродами не установится равновесие. По результатам измерений в растворе  $\text{NaCl}$ , насыщенном воздухом, и после пропускания газообразного водорода в течение 1 ч (см. табл. 2; измерения проводились в течение трех суток) приходим к выводу, что наилучшая воспроизводимость может быть получена при полном удалении воздуха из раствора путем пропускания через него водорода (или инертного газа).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Janz G. J., Ives D. I. G. Silver—silver chloride Electrodes. «Annals of the New York Academy of Sciences», 1968, v. 148, pp. 208—212.
2. Бейтс Р. Определение рН. Теория и практика. Пер. с англ. под ред. Б. П. Никольского и М. М. Шульца. «Химия», 1968, 397 с.
3. Ионоселективные электроды. Пер. с англ. Под ред. Р. Дарста. М., «Мир», 1972, 430 с.
4. Smith E. R. and Tayler I. K. Responsive electrodes. — «J. Res. Natl. Bur. Stand.», 1938, v. 20, N 6, pp. 837—847; 1939, v. 22, N 3, p. 307.
5. Janz G. J., Taniguchi A. H. The silver—silver Halide Electrodes. — «Chem. Rev.», 1953, v. 53, N 3, pp. 397—437.
6. Кабанов Б. Н. Электрохимия металлов и адсорбция. М., «Наука», 1966, III с. с ил.
7. Manov G. G., Delollis N. L., Acree S. F. Diffusion potential of pH — standart buffer. — «J. Res. Natl. Bur. Stand.», 1945, N 34, pp. 112—115.
8. Горина М. Ю., Пархоменко В. С., Рывкина Л. Е., Тарасова Л. М. Способ изготовления хлорсеребряного электрода. Авт. свид. № 393660 G01 27/52, «Бюлл. изобретений», 1973, № 33.
9. Феттер К., Электрохимическая кинетика, М., «Химия», 1967, 856 с. с ил.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

ВЛИЯНИЕ ФОРМЫ ПЕРВИЧНОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЯ  
ТУРБУЛЕНТНЫХ ПУЛЬСАЦИЙ

При проектировании преобразователей для измерения турбулентных пульсаций обычно стремятся обеспечить необходимую чувствительность, частотный диапазон и достаточную механическую прочность. Однако измерительный преобразователь, как и всякое тело, помещенное в поток жидкости или газа, может служить причиной возникновения турбулентности, вызываемой, например, срывом потока или переходом пограничного слоя на

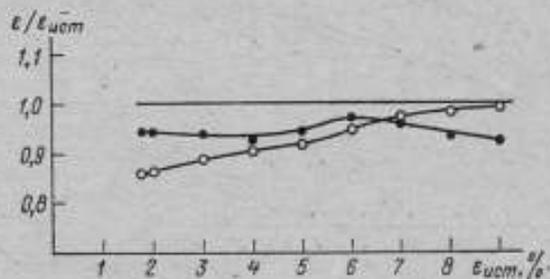


Рис. 1. Клиновидный и конусовидный преобразователи при синусоидальном колебании в потоке

● — клин  
○ — конус  
— — теоретическая зависимость

преобразователе от ламинарного к турбулентному состоянию. Чувствительный элемент преобразователя может воспринимать эти пульсации; это приводит к появлению неконтролируемой погрешности измерений пульсаций набегающего потока, а при особо неблагоприятных условиях — к тому, что будет измеряться турбулентность, создаваемая лишь преобразователем.

При измерениях пульсаций скорости потока в лабораторных условиях часто применяются тонкие проволоочки диаметром в несколько микрон. На таком преобразователе не возникают турбулентные пульсации, так как он представляет собой поперечно обтекаемый цилиндр с числом Рейнольдса (при обычных скоростях) в несколько единиц. Малость числа Рейнольдса обеспечивает безвихревое обтекание. Однако проволоочка обладает малой механической прочностью, и поэтому широкое распространение получили более массивные и прочные преобразователи, для которых числа Рейнольдса на несколько порядков больше, чем для проволоочки. В этих условиях можно ожидать существенной зависимости результатов измерения от формы преобразователя. Наибольшее распространение получили пленочные преобразователи, представляющие собой стеклянную или кварцевую подложку обычно в виде клина или конуса, на которую нанесена тонкая металлическая пленка, являющаяся чувствительным элементом термовольтметра.

Была исследована реакция таких преобразователей на пульсации скорости потока. Преобразователи приводились в возвратно-поступательное синусоидальное движение параллельно направлению потока в рабочем участке гидродинамической трубы. Скорость перемещения преобразователя рассчитывалась по частоте и амплитуде его колебаний и сравнивалась с по-

казаниями термоанемометра, подключенного к нему. Результаты измерений представлены на рис. 1 в виде отношения измеренных и расчетных (истинных) значений интенсивности пульсаций в зависимости от интенсивности. Под интенсивностью пульсаций здесь понимается отношение среднего квадратического значения пульсационной скорости к ее среднему значению. Результаты измерений, полученные при помощи клинового и конусного преобразователей, близки между собой и мало отличаются от расчетных значений. Кроме того, не следовала реакция преобразователей на турбулентные пульсации скорости. На рис. 2 приведены осредненные результаты измерений интенсивности турбулентности в водном потоке 51 клиновыми и 48 конусными преобразователями; конусные преобразователи дают более высокие показания.

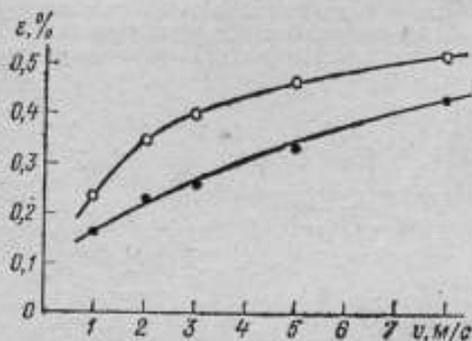


Рис. 2. Клиновой и конусный преобразователи в турбулентном потоке

● — клин  
○ — конус

Сравнение данных рис. 1 и 2 показало, что реакция преобразователя на пульсации скорости потока существенно зависит от их структуры. Исследование преобразователя при помощи однородных в пространстве входных воздействий еще не дает полного представления о его поведении в турбулентных потоках. Кроме того, реакция преобразователя на турбулентные пульсации зависит от его формы (см. рис. 2). Причем разница заметна даже для таких сравнительно близких между собой форм, как клин и конус.

Для того чтобы установить, какой из преобразователей обеспечивает более правильное измерение пульсаций, их показания сравнивались с показаниями

проволочного преобразователя (диаметр проволоки 5 мкм). Измерения производились в воздушном потоке по следующей методике.

При помощи термоанемометра постоянной температуры фирмы «DISA» с проволочным преобразователем определялся спектр турбулентных пульсаций скорости на входе в открытый рабочий участок аэродинамической трубы на ее оси. Затем в ту же точку потока помещался клиновой или конусный преобразователь, и при помощи этой же аппаратуры вновь измерялись спектры турбулентных пульсаций. Эти же измерения производились на выходе на рабочего участка.

По полученным данным строились отношения уровней спектра при одинаковых частотах пленочного и проволочного преобразователей, полученных в одних и тех же сечениях потока. Эти отношения при условии, если преобразователь не вносит дополнительных гидродинамических возмущений в поток, должны представлять частотные характеристики термоанемометра с пленочными преобразователями.

Средняя скорость потока в обоих сечениях была 13,3 м/с, а интенсивность турбулентности на входе составила 0,8%, на выходе — 5%. При этих условиях тепловая инерционность преобразователя в обоих сечениях была практически одинаковой. Поэтому и частотные характеристики должны быть одинаковыми.

Отношения уровней спектра, полученные экспериментально, (см. рис. 3) оказались неодинаковыми, причем разница между входом и выходом для конусного преобразователя была несколько больше, чем для клинового.

Отсюда следует, что оба исследованных преобразователя вносят искажения в результаты измерений, которые зависят от структуры турбулентности и от формы преобразователя. Заметим, что клиновой преобразователь

дает несколько меньшие искажения. Механизм генерации искажений и влияния на них формы преобразователя не выяснен. Во всяком случае, искажения нельзя объяснить переходом режима течения в пограничном слое из ламинарного в турбулентный. Для этого слишком малы числа Рейнольдса,

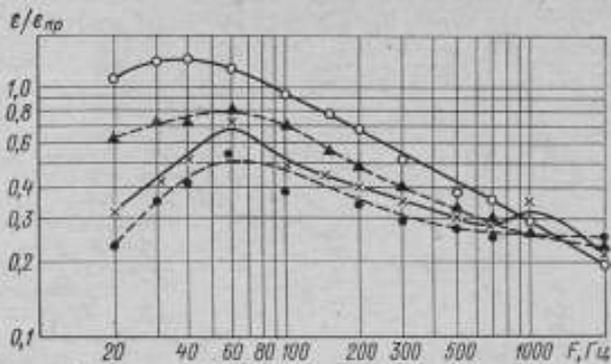


Рис. 3. Сравнение пленочного преобразователя с проволочным

- — конус на входе
- × — конус на выходе
- ▲ — клин на входе
- — клин на выходе

и кроме того, специально проведенные эксперименты подтвердили, что режим течения на преобразователе действительно остается ламинарным.

Аналогичные исследования проведены для клинового и конусного преобразователей фирмы «DISA» (рис. 4). Результаты измерения на входе и выходе для клиновых преобразователей практически совпадают; для конус-

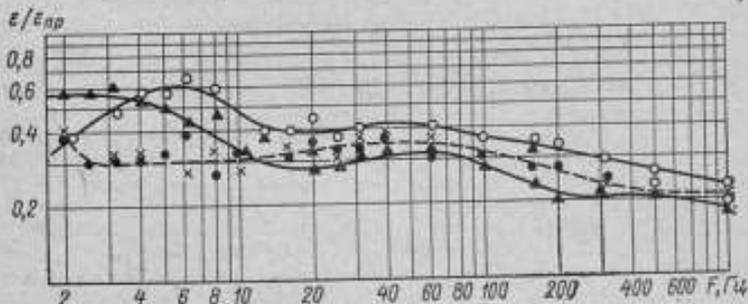


Рис. 4. Сравнение преобразователей «DISA» с проволочкой

- — конус на входе
- × — конус на выходе
- ▲ — клин на входе
- — клин на выходе

ных преобразователей наблюдается некоторая разница. Таким образом, наиболее правильно измеряет турбулентные пульсации скорости клиновой преобразователь фирмы «DISA». Основное отличие его от исследованных ранее заключается в том, что его чувствительная пленка расположена на передней кромке. У других преобразователей (см. рис. 3) она располагается на некотором расстоянии от передней кромки. Благодаря этому они менее подвер-

жены загрязнению по сравнению с преобразователями фирмы «DISA». В обоих случаях клиновидный преобразователь обеспечивает большую точность измерений по сравнению с конусным.

Несмотря на некоторое искажение показаний клиновидными и конусными преобразователями, их следует считать сравнительно хорошо обтекаемыми.

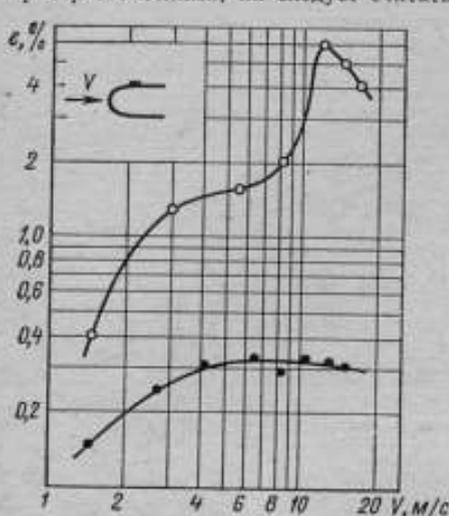


Рис. 5. Параболический и конусный преобразователи в турбулентном потоке

○ — парабола  
● — клин

сантиметров или десятков сантиметров самой разнообразной формы. Одной из форм является такая, в которой поток жидкости протекает через канал в теле преобразователя. Зона чувствительности расположена внутри канала. Обычно преобразователю придают такую форму, чтобы в разрезе получить

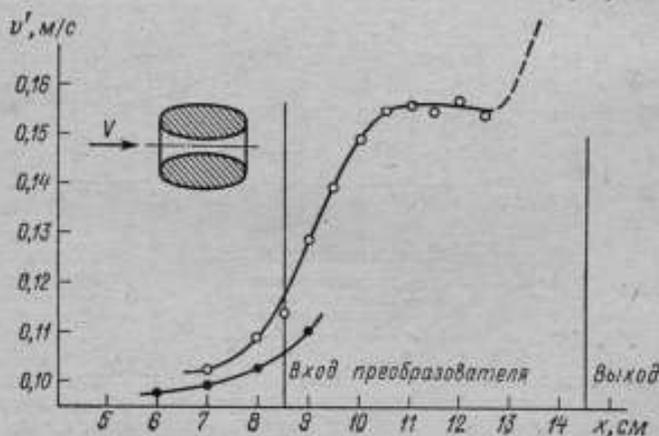


Рис. 6. Электромагнитный преобразователь с протоком

○ — пульсации внутри преобразователя  
● — пульсации в потоке при отсутствии преобразователя

плавно обтекаемое сечение, как это изображено на рис. 6. Такой преобразователь был помещен в аэродинамическую трубу, и было измерено распределение величин пульсаций скорости вдоль его оси.

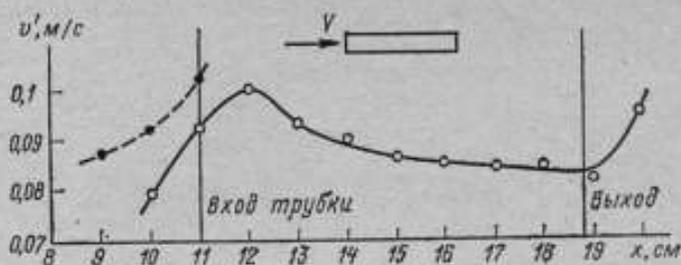


Рис. 7. Влияние трубки на пульсации скорости

- — внутри трубки
- — при отсутствии трубки

Как видно из результатов измерения (см. рис. 6), величина пульсаций в среднем сечении примерно в 1,5 раза превышает пульсации на входе. В районе выхода потока из преобразователя пульсации резко возрастают. Для сравнения проведены те же исследования для трубки диаметром 32 мм и толщиной стенки 6 мм (рис. 7). Величина пульсаций внутри трубки понижается приблизительно на 15%. Увеличение пульсаций наблюдается только вне трубки и оно значительно меньше, чем для предыдущего преобразователя. Таким образом, при проектировании преобразователей с протоком целесообразно делать проточную часть по форме, близкой к трубке, а чувствительную зону располагать ближе к входному сечению.

Типичной формой электромагнитного преобразователя скорости является такая, в которой жидкость протекает в зазоре между двумя полюсами магнита. На рис. 8 представлены результаты измерения пульсаций скорости подобным преобразователем на оси рабочего участка гидродинамической трубы. Там же приведены значения интенсивности турбулентности, измеренные термоанемометром с клиновым преобразователем. Отношение выходных сигналов электромагнитного измерителя скорости и термоанемометра представляет собой чувствительность электромагнитного преобразователя; при отсутствии гидродинамических искажений оно должно оставаться постоянным. В действительности же это отношение изменяется в 3,5 раза, что можно

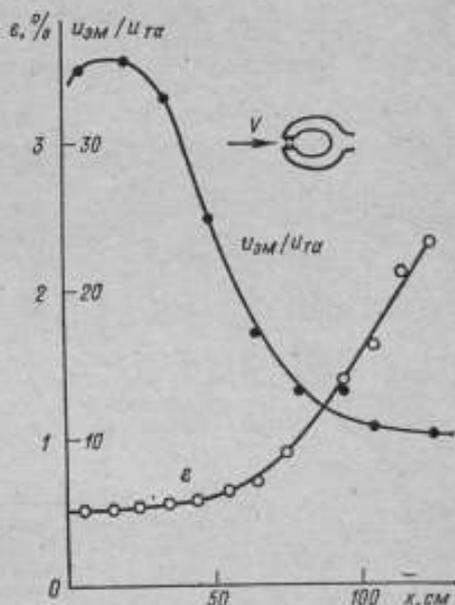


Рис. 8. Электромагнитный преобразователь с зазором

- — чувствительность электромагнитного преобразователя
- — интенсивность турбулентности

объяснить только несовершенством формы электромагнитного преобразователя.

Другой характерной формой электромагнитного преобразователя является такая, при которой магнитное поле создается вне преобразователя. В этом случае жидкость не протекает в зазоре, а обтекает преобразователь. Были сопоставлены результаты измерения спектров турбулентных пульсаций скорости в рабочем участке гидродинамической трубы, полученные с помощью данного преобразователя и клинового термоанемометра. В эксперименте изменялась скорость потока и интенсивность турбулентности (рассто-

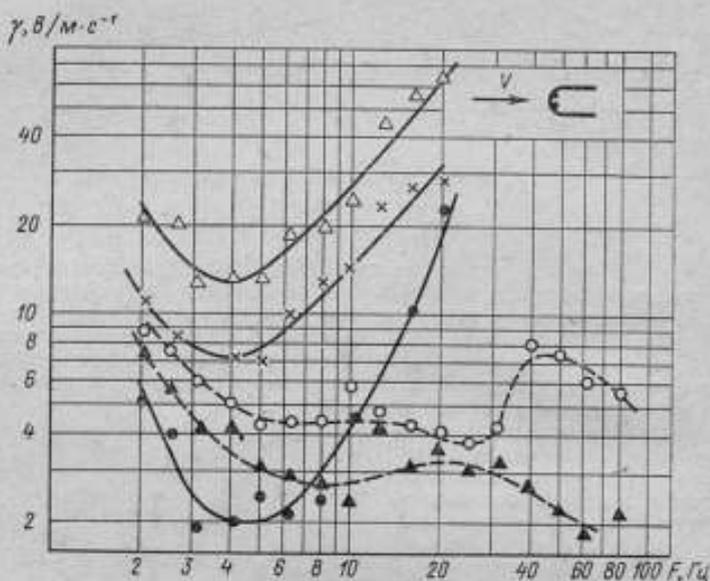


Рис. 9. Электромагнитный преобразователь с внешним магнитным полем

- —  $V = 0,5 \text{ м/с}$  ( $x = 50 \text{ см}$ )
- ×—× —  $V = 1 \text{ м/с}$  ( $x = 9$ )
- △—△ —  $V = 1 \text{ м/с}$  ( $x = 30 \text{ см}$ )
- ▲—▲ —  $V = 3 \text{ м/с}$  ( $x = 30 \text{ см}$ )
- —  $V = 5 \text{ м/с}$  ( $x = 30 \text{ см}$ )

ние от среза сопла). Отношение сигналов, так же как и в предыдущем случае, должно оставаться постоянным. Измеренные значения отношения приведены на рис. 9; изменения отношения достигают значительной величины. Как видно, этот преобразователь не может применяться для измерения турбулентных пульсаций. В лучшем случае он может служить для индикации турбулентности.

Проведенные предварительные исследования свидетельствуют о том, что выбор формы преобразователя является в настоящее время самым важным вопросом в проблеме измерения турбулентности. Такие характеристики, как чувствительность, частотный диапазон, уровень шумов, определяют погрешность измерения преобразователей, пригодных для измерения. Именно форма преобразователя определяет, пригоден ли он вообще для измерения турбулентности.

В связи с этим необходимо проведение целого комплекса исследований по выявлению наилучших форм преобразователей различных типов с целью последующей их стандартизации.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

ИЗОЛЯЦИОННЫЕ ПОКРЫТИЯ ДЛЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ТЕРМОАНЕМОМЕТРОВ

Пленочные измерительные термоанемометрические преобразователи, предназначенные для работы в проводящей среде (морская вода), представляют собой стеклянную подложку с нанесенной платиновой пленкой размерами порядка  $1 \times 0,2$  мм.

Известно, что стабильность показаний и коррозионная стойкость платиновых пленок в морской воде резко уменьшается по сравнению с работой этих же преобразователей в пресной воде, и поэтому для стабильной и надежной работы измерительного преобразователя (ИП) необходимо наносить защитные покрытия на металлические пленки.

Для оценки влияния проводящей среды на пленочные ИП пленочный преобразователь, включенный в мостовую схему (рис. 1) и перегретый относительно среды, поочередно погружали в водопроводную воду и в раствор соленостью  $17,5\%$ . Вначале мост балансировался при погружении чувствительного элемента (ЧЭ) в водопроводную воду, затем ЧЭ опускали в соленую воду. В случае разбаланса при пропуске через ЧЭ того же тока, что и в водопроводной воде, баланс восстанавливался. При указанной проверке отношение  $\Delta R_0/R_0$ , приводящее к нарушению равновесия моста, является критерием шунтирующего влияния проводящей среды. Для преобразователей, лишенных изоляционных покрытий  $\Delta R_0/R_0 = 0,5 \div \pm 1,4\%$ , где  $R_0$  — балансировочное сопротивление (см. рис. 1),  $\Delta R_0$  — изменение балансировочного сопротивления, приводящее к нарушению равновесия мостовой схемы.

Относительное изменение сопротивления в пределах  $0,5-1,4\%$  приводит к относительной погрешности измерения скорости  $20-40\%$ .

Технология нанесения защитных пленочных покрытий широко распространена, особенно в области микроэлектроники. Однако к диэлектрическим покрытиям термоанемометрических преобразователей предъявляются повышенные требования из-за агрессивности среды. Особенно высокими являются требования к плотности покрытий.

Для отработки технологии нанесения различных защитных покрытий опробовано несколько способов, а именно: окиси кремния — испарением в вакууме; двуокиси кремния — катодным распылением кремния в атмосфере кислорода (реактивное напыление); пентоксида тантала — катодным распылением тантала в атмосфере кислорода; нитрида кремния — распыле-

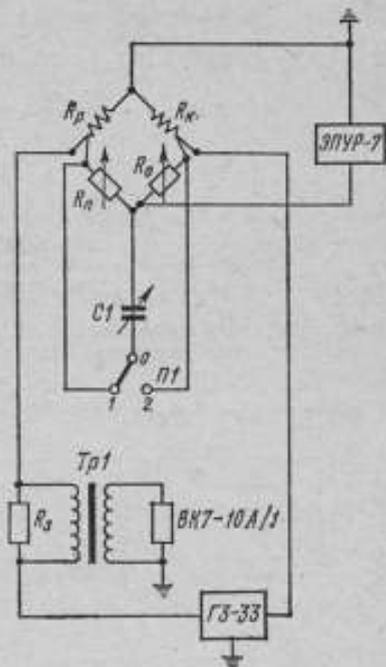


Рис. 1. Схема включения приборов для определения влияния проводящей среды на измерительный преобразователь

нием кремния в атмосфере азота; сульфида кадмия — осаждением из коллоидных растворов.

Ни одно из этих покрытий, за исключением  $\text{SiO}_2$  и  $\text{Ta}_2\text{O}_5$ , не дало удовлетворительных результатов; все покрытия быстро растворялись в морской

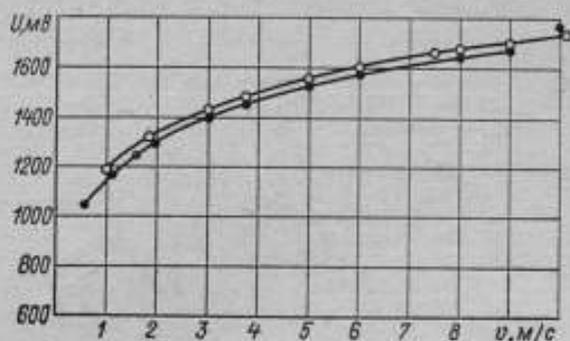


Рис. 2. Усредненные градуировочные кривые  $U = I(v)$  при перегреве 4%

●—●—●— после нанесения изолирующего покрытия  
○—○—○— до нанесения изолирующего покрытия

воде. Преобразователи с покрытием  $\text{SiO}_2$  и  $\text{Ta}_2\text{O}_5$  шунтируются значительно меньше, тем не менее после пребывания в потоке в течение 8—10 ч. шунтирование наблюдается.

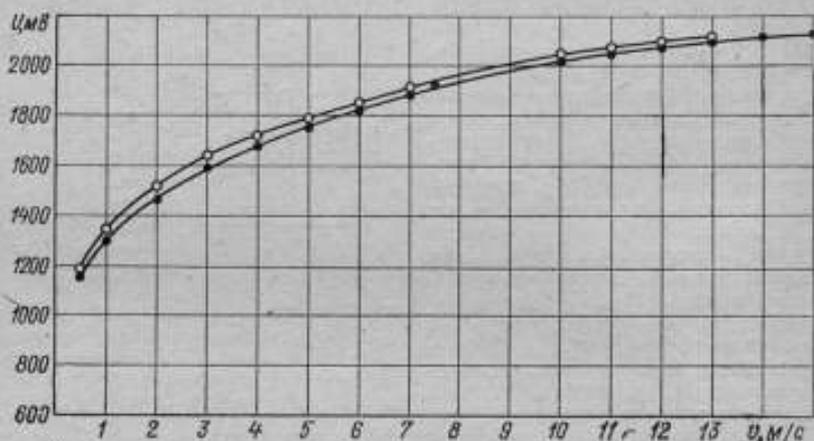


Рис. 3. Усредненные градуировочные кривые  $U = I(v)$  при перегреве 4%

○—○—○— — водопроводная вода  
●—●—●— — вода  $S = 17.5\%$

Оптимальные результаты с точки зрения прочности и сплошности диэлектрической пленки  $\text{SiO}_2$  получены методом нанесения изоляционных покрытий из растворов гидролизующихся соединений, разработанным для просветления оптики [1, 2].

В качестве исходного вещества для приготовления раствора было использовано алкоксисоединение — тетраэтоксисилан. Изоляционное покрытие

наносится путем окунания измерительного преобразователя в раствор, приготовленный на основе тетраэтоксисилана, и последующего обжига измерительного преобразователя с нанесенным раствором до температуры 600° С в муфельной печи.

Можно получать несколько слоев  $\text{SiO}_2$ , при этом после каждого окунания необходимо подвергать преобразователь обжигу. Толщина изоляционного покрытия не превышала 0,1 мкм; для одного и того же измерительного преобразователя градуировочные характеристики, снятые до и после нанесения покрытия, почти не отличались (см. рис. 2). Чувствительность  $dU/d\alpha$  с нанесением покрытия на измерительный преобразователь не изменилась.

Результаты исследований преобразователя с защитной пленкой приведены на рис. 3. Градуировочная кривая, соответствующая работе в соленой воде  $S = 17,5\%$ , располагается ниже кривой, соответствующей пресной воде; это объясняется различием коэффициентов теплоотдачи  $\alpha$ .

Преобразователи с изоляционным покрытием испытывались в течение 25 ч. в пресной воде при  $v = 4$  м/с и 6 ч. в воде соленостью  $S = 17\%$ . Испытание их по описанной выше методике показало, что  $\Delta R/R = 0 \pm 0,1\%$ ; это свидетельствует о достаточных защитных свойствах нанесенной пленки.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гребенщиков И. В. и др. Просветление оптики. Гостехиздат, 1946, 250 с. с ил.
2. Суйковская Н. В. Химические методы получения тонких прозрачных пленок. М., «Химия», 1971, 198 с. с ил.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

УДК 621.317.733 : 532.5

*Г. П. БОЛДЫРЕВА, С. Ф. ЧЕРНОВ, Т. К. ПЛОТНИКОВА*  
ВНИИМ

### РАБОТА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ТЕРМОАНЕМОМЕТРА В МОСТАХ, ПИТАЕМЫХ СИНУСОИДАЛЬНЫМ ТОКОМ

При питании термоанемометра синусоидальным током мгновенная электрическая мощность, выделяемая в измерительном преобразователе, определяется выражением

$$P_j = I_0^2 \sin^2 \omega t R_d, \quad (1)$$

где  $I_0$  — амплитудное значение тока, проходящего через преобразователь;  $\omega$  — угловая частота;  $R_d$  — мгновенное значение сопротивления преобразователя.

Мгновенное значение сопротивления преобразователя можно представить в виде

$$R_d = R_{дб} \pm r,$$

где  $r$  — отклонение сопротивления преобразователя от его значения при балансе моста ( $R_{дб}$ ).

В схемах термоанемометров, измеряющих скорость потоков воды, измерительный преобразователь работает при небольших перегревах (единицы процентов), поэтому даже максимально возможное отклонение  $r_{\max} \ll R_{дб}$  и изменение мощности, выделяемой в преобразователе, будет определяться

в основном изменением тока. На этом основании выражение (1) можно записать в таком виде

$$P_I = I_0^2 \sin^2 \omega t R_{дб}$$

или

$$P_I = \frac{1}{2} I_0^2 R_{дб} (1 - \cos 2\omega t) = I_A^2 R_{дб} (1 - \cos 2\omega t), \quad (2)$$

где

$$I_A = \frac{I_0}{\sqrt{2}}.$$

Для поддержания заданного перегрева (сопротивления измерительного преобразователя) при средней скорости потока  $V$  необходима электрическая мощность

$$P_{I0} = (A + B \sqrt{V}) (R_{дб} - R_{ср}), \quad (3)$$

здесь  $A$  и  $B$  — постоянные, зависящие от физических свойств среды и преобразователя;  $R_{ср}$  — сопротивление преобразователя при температуре среды [1].

При отклонении электрической мощности ( $\Delta P$ ) от значения  $P_{I0}$  на входе моста появляется сигнал разбаланса. На основании (2) и (3) определяем

$$\Delta P = (A + B \sqrt{V}) (R_{дб} - R_{ср}) - \frac{1}{2} I_0^2 R_{дб} + \frac{1}{2} I_0^2 R_{дб} \cos 2\omega t,$$

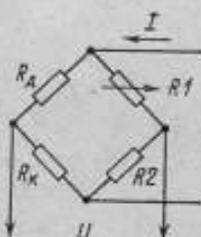


Рис. 1. Схема моста

в котором можно выделить постоянную и переменную составляющие:

$$\Delta P_{-} = (A + B \sqrt{V}) (R_{дб} - R_{ср}) - \frac{1}{2} I_0^2 R_{дб}, \quad (4)$$

$$\Delta P_{\sim} = \frac{1}{2} I_0^2 R_{дб} \cos 2\omega t.$$

Для пленочного измерительного преобразователя связь между  $\Delta P$  и  $r$  устанавливает дифференциальное уравнение

$$(\sqrt{T(V)} p + 1) r = k(V) \Delta P,$$

где  $p = \frac{d}{dt}$ ;  $k(V) = \frac{1}{A + B \sqrt{V}}$  — коэффициент передачи преобразователя;

$T(V)$  — его постоянная времени (параметр тепловой инерции) [2].

Для напряжения на выходе моста (рис. 1) справедлива формула

$$U = k I r, \quad (5)$$

где  $k$  — коэффициент передачи;  $I$  — ток питания моста.

Рассмотрим случай, когда постоянная времени измерительного преобразователя много меньше периода питающего тока, и инерционность преобразователя по отношению к питающему току можно не учитывать. При этом постоянной и переменной составляющим  $\Delta P$  будут соответствовать постоянная и переменная составляющие  $r$ , определяемые равенствами:

$$r_{-} = k(V) \Delta P_{-} = \frac{\Delta P_{-}}{A + B \sqrt{V}}, \quad (6)$$

$$r_{\sim} = k(V) \Delta P_{\sim} = \frac{\Delta P_{\sim}}{A + B \sqrt{V}}. \quad (7)$$

При условии  $R_d + R_x \ll R_1 + R_2$  и с учетом (6) и (7) равенство (5) принимает вид

$$\begin{aligned}
 U &= kI_0 \sin \omega t \frac{\Delta P_-}{A + B\sqrt{V}} + kI_0 \sin \omega t \frac{\Delta P_+}{A + B\sqrt{V}} = \\
 &= kI_0 \sin \omega t \frac{\Delta P_-}{A + B\sqrt{V}} + kI_0 \sin \omega t \frac{1}{A + B\sqrt{V}} \cdot \frac{1}{2} I_0^2 R_{дб} \cos 2\omega t = \\
 &= \frac{kI_0 \Delta P_-}{A + B\sqrt{V}} \sin \omega t + \frac{kI_0^3 R_{дб}}{2(A + B\sqrt{V})} \cdot \frac{1}{2} (\sin 3\omega t - \sin \omega t). \quad (8)
 \end{aligned}$$

Как видно, при питании моста переменным током с частотой  $\omega$  сопротивление преобразователя меняется с частотой  $2\omega$ , что приводит к появлению в выходном напряжении моста составляющих с частотами  $\omega$  и  $3\omega$ . Из (8) находим условие равенства нулю первой гармоники

$$\frac{kI_0 \Delta P_-}{A + B\sqrt{V}} = \frac{kI_0^3 R_{дб}}{4(A + B\sqrt{V})}$$

или

$$\Delta P_- = \frac{I_0^2 R_{дб}}{4}. \quad (9)$$

Заменив в (4) выражение  $(A + B\sqrt{V})(R_{дб} - R_{ср})$  на  $I_-^2 R_{дб}$ , представим постоянную составляющую в таком виде

$$\Delta P_- = I_-^2 R_{дб} - \frac{1}{2} I_0^2 R_{дб}. \quad (10)$$

Это эквивалентно введению некоторого постоянного тока, необходимого для поддержания точного баланса моста.

На основании (9) и (10) имеем

$$I_-^2 R_{дб} - \frac{1}{2} I_0^2 R_{дб} = \frac{I_0^2 R_{дб}}{4}.$$

Отсюда

$$I_- = \frac{\sqrt{3}}{2} I_0 = \sqrt{\frac{3}{2}} I_d$$

или

$$I_d = \sqrt{\frac{2}{3}} I_- \approx 0,82 I_-.$$

Таким образом, при работе малонерционного измерительного преобразователя в мостах, питаемых переменным током, настройка на минимум первой гармоники выходного напряжения моста соответствует введению некоторого разбаланса моста по постоянной составляющей  $r$ . При этом  $R_d \ll R_{дб}$ , так как при  $R_d > R_{дб}$   $\Delta P_-$  меняет знак и, как следует из (8), компенсация первой гармоники невозможна.

Введение разбаланса по  $r_-$  обеспечивается уменьшением действующего значения тока питания моста до 82% от значения постоянного тока, необходимого для поддержания заданного перегрева. Сигнал на выходе моста, сбалансированного по первой гармонике, принципиально отличен от нуля и меняется с частотой  $3\omega$ .

Если постоянная времени измерительного преобразователя много больше периода питающего тока, переменная составляющая  $r_{\Sigma}$  с частотой  $2\omega$  будет мала, и уровень третьей и первой гармоник в выходном напряжении моста также будет мал. В результате при настройке на нуль первой гармоники мост практически не разбалансируется, и  $I_d = \frac{I_0}{\sqrt{2}} = I_{\Sigma}$ .

Таким образом, наличие третьей гармоники в выходном напряжении моста, питаемого синусоидальным током, при нагретом измерительном преобразователе и сбалансированном мосте указывает на то, что измерительный преобразователь изменяет свое сопротивление с частотой второй гармоники.

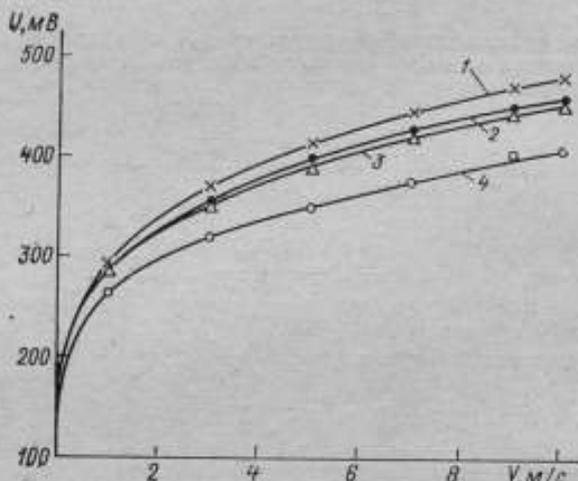


Рис. 2. Градуировочные характеристики измерительного преобразователя в потоке воды при питании моста постоянным и переменным током

С увеличением средней скорости потока постоянная времени преобразователя уменьшается; это приводит, во-первых, к увеличению уровня третьей гармоники в выходном напряжении моста и, во-вторых, к большему разбалансу моста при настройке на нуль первой гармоники.

Для разрабатываемых во ВНИИМ пленочных измерительных преобразователей случай, когда инерционностью измерительного преобразователя по отношению к питающему току можно пренебречь, возможен при питании моста переменным током частотой порядка десятков герц.

На рис. 2 приведены экспериментальные градуировочные характеристики пленочного измерительного преобразователя, работающего в потоке воды при питании моста постоянным (кривая 1) и переменным током частотой 40 Гц (кривая 4), 1 кГц (кривая 3) и 10 кГц (кривая 2). При скоростях выше 5 м/с отношение ординат точек кривой 4 к ординатам кривой 1 при одной и той же скорости близко к теоретическому значению 0,82. При повышении частоты тока измерительный преобразователь уже нельзя считать безинерционным. Градуировочные кривые в этом случае будут располагаться ближе к кривой 1 (см. кривые 2 и 3 на рис. 2).

На основании изложенного выше можно сделать выводы:

1) у измерительного преобразователя термоанемометра, работающего на переменном токе, при изменении средней скорости изменяется перегрев. Максимально возможное его изменение соответствует уменьшению дейст-

будущего значения питающего тока до 82% от того значения, которое необходимо для обеспечения заданного перегрева;

2) в выходном напряжении моста присутствует третья гармоника питающего напряжения, что необходимо учитывать при конструировании усилительно-преобразовательного тракта термоанемометра;

3) измерение уровня третьей гармоники в выходном напряжении моста дает возможность оценить инерционность измерительного преобразователя.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хинце И. О. Турбулентность. Под ред. Г. Н. Абрамовича. Пер. с англ. О. В. Яковлевского, М., Физматгиз, 1963, 680 с. с ил.
2. Зеленюк В. К., Тартаковский Д. Ф. Динамические характеристики пленочных измерительных преобразователей. — «Измерительная техника», 1973, № 6, с. 18—20 с ил.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

УДК 536.24

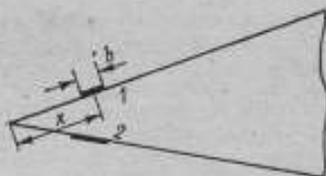
А. И. ПОПОВ  
ВНИИМ

## ОСОБЕННОСТИ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛЕНОЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Пленочные преобразователи нашли широкое применение при измерениях средних и пульсационных скоростей и температур водных потоков. Типичная конструкция пленочного преобразователя представлена на рисунке. Металлическая пленка толщиной менее 1 мк нанесена на стеклянную подложку в виде клина или конуса. При измерениях в водных потоках такой

Конструкция пленочного преобразователя

1 — преобразователь скорости; 2 — компенсационная пленка.



преобразователь можно представить полупространством, на внешней границе которого выделяется тепло и осуществляется конвективный теплообмен с набегающим потоком. Частотная характеристика такого преобразователя по отношению к скорости и температуре в водном потоке может быть представлена выражением [1]:

$$W = \frac{1}{1 + \sqrt{N \omega i}}, \quad (1)$$

где

$$N = \frac{(1 - a_n)^2 \lambda c x}{\alpha^2}$$

$a_n$  — коэффициент перегрева, равный относительному увеличению сопротивления пленки под влиянием нагрева протекающим через нее током относительно температуры потока; для термометра сопротивления  $a_n = 0$ , для

термоанемометра  $a_a \neq 0$ ;  $\lambda_{сж}$  — коэффициент теплопроводности, удельная теплоемкость и удельная плотность материала подложки;  $\alpha$  — коэффициент теплоотдачи от преобразователя к потоку;  $i$  — минимакс единица.

Из (1) следует, что частотная характеристика существенно зависит от величины  $\alpha$ , зависящего в свою очередь от условий теплообмена на поверхности преобразователя. При одинаковых  $\alpha$  величина постоянной инерции  $N$  для преобразователя скорости и температуры отличаются. При обычных перегревах для водного потока  $a_d = 0,04$  это отличие составляет всего 8%. Рассмотрим, насколько могут отличаться коэффициенты  $\alpha$  в режимах измерения скорости и температуры.

Теплообмен пленочного преобразователя в режиме измерения скорости описывается соотношением 5

$$Nu = 4 + 0,56 Pr^{\frac{1}{3}} Re^{\frac{1}{2}} \left( \frac{b}{x} \right)^{\frac{1}{6}}, \quad (2)$$

где  $Nu = \frac{\alpha b}{\lambda_{ж}}$ ;  $\alpha$  — коэффициент теплопередачи;  $b$  — ширина пленки;  $\lambda_{ж}$  — коэффициент теплопроводности жидкости;  $Re = \frac{vb}{\nu}$ ;  $v$  — скорость потока;  $\nu$  — кинематическая вязкость;  $x$  — расстояние от передней кромки подложки до пленки.

Таким образом, теплообмен в режиме измерения скорости зависит в основном от ширины пленки и значительно меньше от расстояния до передней кромки. В режиме измерения температуры теплообмен описывается выражением, полученным Польшаузенем [2]

$$Nu = 4 + 0,664 Pr^{\frac{1}{3}} Re_1^{\frac{1}{2}}, \quad (3)$$

где

$$Re_1 = \frac{vx}{\nu}; \quad Nu = \frac{\alpha x}{\lambda_{ж}}.$$

В данном случае теплообмен зависит только от расстояния пленки от передней кромки. Ввиду ее очень малой толщины и ширины пленка не участвует в теплообмене, а только фиксирует температуру подложки.

Численные оценки при скорости воды 5 м/с для преобразователя с шириной пленки 0,2 мм, расположенной на расстоянии 1,5 мм от передней кромки, в режиме измерения скорости дают  $N = 2 \cdot 10^{-4}$  с, а в режиме измерения температуры  $N = 10^{-3}$  с.

Следует отметить, что соотношения (2) и (3) все-таки не полностью учитывают различие теплообмена преобразователей скорости и температуры. Коэффициент теплоотдачи  $\alpha$  зависит от граничных условий на поверхности. Обычно эти условия задаются в виде постоянства температуры или потока тепла на поверхности пленки. Ни одно из этих условий не выполняется точно для преобразователей температуры и скорости. Однако для преобразователя скорости более естественно принять условие постоянства теплового потока на пленке. Тепло выделяется в пленке независимо от внешних условий согласно закону Джоуля—Ленца, а коэффициент теплоотдачи и температура «приспосабливаются» таким образом, чтобы снять с поверхности заданный поток тепла.

Для преобразователя температуры более характерно условие постоянства температуры. В данном случае первичным является изменение разности температур подложки и потока, а тепловой поток изменяется таким образом, чтобы обеспечить эту разность температур. В отличие от преобразователя скорости, для преобразователя температуры задача о теплообмене с окружающей средой возникает только в динамическом режиме. По вычислениям

сделанным в работе [3], в режиме постоянного потока тепла  $\alpha$  на 36% выше, чем в режиме постоянной температуры. Следовательно, разность между постоянными инерционности  $N$  для преобразователей скорости и температуры будет несколько больше, чем по оценке с использованием (2) и (3), полученных в предположении постоянства температуры на поверхности.

Приведенные выше соотношения могут служить только для оценки частотной характеристики пленочного преобразователя. Более точные результаты можно получить, если постоянную  $N$  определить экспериментально. Наиболее просто это сделать, если нагревать пленку электрическим током и фиксировать изменение ее температуры в зависимости от изменения тока. Очевидно, что такой метод применим только для преобразователей скорости, так как условия теплообмена с внешней средой здесь одинаковы при воздействии током и скоростью.

В термоанемометре с компенсацией влияния температуры преобразователя скорости и температуры включены в смежные плечи моста. Компенсационная пленка (преобразователь температуры) имеет площадь приблизительно в 10 раз большую, чем рабочая (преобразователь скорости).

Для компенсации влияния температуры на показания термоанемометра в статическом режиме необходимо, чтобы температурные коэффициенты сопротивления рабочей и компенсационной пленок были одинаковыми. Для компенсации в динамическом режиме, кроме того, пленки должны иметь идентичные динамические характеристики относительно температуры [4].

Как следует из вышесказанного, получить рабочую и компенсационную пленки, близкие по динамическим свойствам и по температуре, несложно. Достаточно расположить их на одинаковом расстоянии от передней кромки, а разница площадей, как это следует из (3), не будет оказывать существенного влияния. Такая схема расположения пленок принята в настоящее время для клиновидного и конусного пленочного преобразователя. Конечно динамические свойства пленок относительно скорости будут отличаться, однако с точки зрения компенсации изменений температуры это не имеет существенного значения.

Таким образом, динамические характеристики обусловлены не только кондуктивной теплопроводностью внутри преобразователя, но и условиями внешнего теплообмена. Неучет особенностей этого теплообмена может привести к существенным ошибкам.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зеленюк В. К., Тартаковский Д. Ф. Определение динамических характеристик пленочных преобразователей. — «Измерительная техника», 1973, № 6, с. 18—19.
2. Лойцянский Л. Г. Механика жидкости и газа. М., «Наука», 1973, 846 с.
3. Кэйс В. М. Конвективный тепло- и массообмен. М., «Энергия», 1972, 438 с. с ил.
4. Болдырева Г. П., Зеленюк В. К., Тартаковский Д. Ф. О температурной компенсации в термоанемометре. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1973, XVI, № 7, с. 25—28.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

ТРУБА ДЛЯ ГРАДУИРОВКИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ МАЛЫХ  
СКОРОСТЕЙ ВОЗДУШНОГО ПОТОКА

Градуировка и поверка измерителей скорости газовых потоков может осуществляться двумя методами: перемещением градуируемого прибора относительно неподвижной среды или в набегающем потоке. Первый метод обеспечивает градуировку в сравнительно небольшом диапазоне скоростей. Расширение диапазона приводит к резкому увеличению габаритов, а следовательно, и стоимости установок.

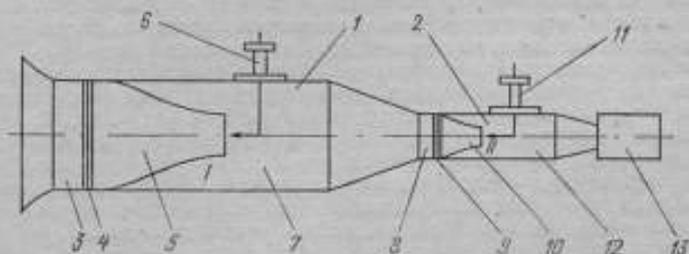


Рис. 1. Схема двухступенчатой аэродинамической трубы

Градуировка в набегающем потоке осуществляется в аэродинамических трубах. При малых скоростях воздушного потока основная сложность заключается в измерении скорости потока, так как применение обычного способа определения скорости по перепаду давления в сечениях на входе и выходе конфузора или напорной трубкой невозможно из-за малых разностей давлений. Для устранения этой трудности применяются двухступенчатые аэродинамические трубы [1]. Однако рабочие участки этих труб при метрологических работах не допускают загрузки сечений рабочей зоны более, чем на 5%.

Во ВНИИМ разработана, изготовлена и исследована малогабаритная двухступенчатая аэродинамическая установка, обеспечивающая градуировку и поверку преобразователей в диапазоне 0,1...70 м/с. При этом возможна регулировка интенсивности турбулентных пульсаций. Нижний предел интенсивности пульсаций в рабочей зоне 0,2...0,5%.

Установка (рис. 1) представляет собой аэродинамическую трубу прямого действия с двумя последовательно расположенными рабочими участками 1 и 2. Каждый из рабочих участков состоит из конфузоров 5 и 10 и герметичных камер 7 и 12, снабженных координатными устройствами 6, 11 для установки образцовых и градуируемых средств измерения. Камеры 7, 12 имеют окна для визуального наблюдения в процессе эксперимента. Воздушный поток создается вентилятором 13 с регулируемым числом оборотов. Рабочие участки трубы являются участками открытого типа с истечением свободной струи в затопленный объем [2]. Они обеспечивают возможность большей загрузки сечения, по сравнению с участками других конструкций [2, 3]. Регулирование интенсивности турбулентных пульсаций может осуществляться за счет спрямляющих устройств 4, 9 кассетного типа, состоящих из сменных сеток и сотовых выпрямителей 3, 13.

Профили конфузоров 5 и 10 построены по формуле Витошинского, удлинение конфузоров равно семи, а поджатие — девяти. Диаметр выходного сечения конфузора 5 равен 70 мм, конфузора 10 — 20 мм. Принцип действия

такой трубы заключается в том, что при одном и том же объеме расходе на срезе конфузора 10 можно получить скорости потока, в несколько раз большие, чем на срезе конфузора 5, и надежно их измерить.

Очевидно, что

$$v_{cp}' = \frac{F}{f} v_{cp}''$$

или

$$k_1 v_0' = \frac{F}{f} k_2 v_0'' \quad (1)$$

где  $k_1$ ,  $k_2$  — коэффициенты, учитывающие профиль скоростей на срезе конфузоров;  $F$  и  $f$  — площади выходных сечений конфузоров;  $v_0'$  и  $v_0''$  — скорости потоков на оси рабочих участков на срезе конфузоров;  $v_{cp}'$  и  $v_{cp}''$  — среднерасходные скорости в рабочих участках.

При измерениях исследуемый преобразователь помещается в рабочий участок I. Из формулы (1) следует, что

$$v_0' = \frac{F}{f} \frac{k_2}{k_1} v_0''$$

Скорость потока  $v_0''$  определяется с помощью образцовых средств измерения (например, напорными трубками) либо по перепаду давления  $\Delta H$  в сечениях входа и выхода конфузора 10, как

$$v_0'' = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{2\Delta H}{\rho}} \quad (2)$$

где  $k$  — коэффициент конфузора 10;  $\Delta H$  — перепад давления на конфузоре.

Измерение разности давления  $\Delta H$  осуществляется с помощью дифференциального манометра (например, ММН-240).

Программа исследования трубы включала измерение профиля скорости в малом и большом соплах при нескольких скоростях и профиля интенсивности турбулентных пульсаций скорости. Измерения проводились проволоочным преобразователем, работающим в комплексе с термоанемометром. Диаметр чувствительного элемента 0,8 мкм. Измерительный преобразователь устанавливался в координатном устройстве, позволяющем перемещать его с шагом 0,1 мм.

На рис. 2 показаны профили скоростей в сечениях I и II в безразмерном виде — на оси, ординат отложено отношение скорости в точке с координатой  $r_1$  к скорости на оси, на оси абсцисс — отношение  $r_1$  к радиусу сопла. Интегрируя профили скорости в сечениях I и II, получаем значение среднерасходной скорости в конфузоре 5  $v_{cp}' = 0,972 v_0'$ , в конфузоре 10  $v_{cp}'' = 0,977 v_0''$ .

Отношение скоростей на осях выходных сечений конфузоров находим по (1) из условия равенства расхода в обоих конфузорах

$$0,972 v_0' f = 0,977 v_0'' F;$$

$$v_0' = 1,005 \frac{F}{f} v_0''$$

Таким образом, можно считать, что отношение скоростей в конфузорах равно отношению их площадей с погрешностью, не превышающей 0,5%, т. е.  $v_0' =$

$$= \frac{F}{f} v_0''. \text{ В описываемой трубе } \frac{F}{f} = (3,5)^2 = 12,25.$$

Надежные измерения скорости изпорной трубкой можно производить, начиная примерно с 6 м/с, при этом скорость в малом конфузоре будет около 0,5 м/с. Для получения более низких скоростей можно отградуированный в конфузоре 5 измерительный преобразователь (например, термоанемометрический) использовать для измерения скорости в конфузоре 10. Это приведет к увеличению погрешности градуировки, но позволит снизить нижний предел измеряемых скоростей до сотых долей метра в секунду.

Максимальная скорость  $v'_0$  в данной установке в рабочем участке 1 составляет около 6 м/с. Градуировка при скоростях выше этого значения осуществляется в рабочем участке 2; в этом случае скорость потока определяется по формуле (2).

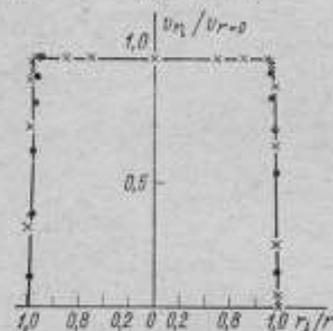


Рис. 2. Безразмерные профили скорости в большом и малом конфузорах  
 × — профиль скорости в большом конфузоре  
 ● — профиль скорости в малом конфузоре

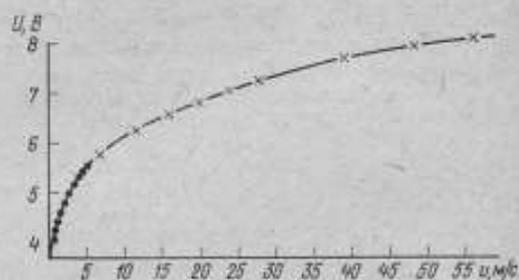


Рис. 3. Градуировочная кривая термоанемометра  
 ● — измерительный преобразователь установлен в большом конфузоре  
 × — измерительный преобразователь установлен в малом конфузоре

Измерения интенсивности турбулентных пульсаций проводились при двух скоростях потока на срезе конфузоров 5 и 10 и в сечении, отстоящем от среза конфузоров на 20 мм. Результаты эксперимента показали, что на участке, составляющем примерно 80% площади конфузора, интенсивность пульсации не зависит от координаты.

Для иллюстрации на рис. 3 показана градуировка термоанемометра в диапазоне скоростей 0,5—60 м/с, полученная при установке измерительного преобразователя последовательно в I и II рабочих участках.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Попов С. Г. Некоторые задачи и методы экспериментальной аэромеханики. ГИТТЛ, М., 1952, 490 с. с ил.
2. Горшков А. С., Русецкий А. А. Квантационные трубы. «Судостроение», 1972, 150 с. с ил.
3. Кузьмин В. А. Определение допустимой неоднородности поля скоростей потока в рабочих участках поверочных гидродинамических стенов. — «Измерительная техника», 1975, № 2, с. 9—11.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

### ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ДАВЛЕНИЯ

Динамика линейной системы измерения давления исследовалась в работах [1, 2]. В реальных условиях измерительная система, как правило, является нелинейной.

Математическая формулировка задачи исследования нелинейной системы измерения давления имеет вид [2]

$$\begin{cases} \frac{\partial p}{\partial x} = -\frac{\partial(\rho w)}{\partial t} - m_0 \frac{1}{p}(\rho w) \\ \frac{\partial p}{\partial t} = -c^2 \frac{\partial(\rho w)}{\partial x} \end{cases} \quad (1)$$

$$p(0, t) = f(t); \quad (2)$$

$$w(l, t) = n \frac{\partial p(l, t)}{\partial t}; \quad (3)$$

$$p(x, 0) = p_0; \quad (4)$$

$$(\rho w)|_{t=0} = 0. \quad (5)$$

где  $p(x, t)$ ,  $w(x, t)$ ,  $\rho(x, t)$  — средние в сечении измерительной области давление, скорость и плотность среды в момент времени  $t$ ;  $f(t)$  — давление, подлежащее измерению;  $m_0$  и  $n$  — постоянные величины;  $c$  — скорость распространения звука в среде.

Для того чтобы система (1)–(5) оказалась замкнутой относительно искомых  $\rho w$  и  $p$ , перепишем условие (3) в таком виде

$$(\rho w)|_{x=l} = k_0 p(l, t) \frac{\partial p(l, t)}{\partial t}, \quad k = \text{const}. \quad (6)$$

Пусть  $p(x, t) = p_0 + \tilde{p}(x, t)$ ,  $\rho(x, t) = \rho_0 + \tilde{\rho}(x, t)$ , где  $p_0, \rho_0$  — начальные значения давления и плотности, а  $\tilde{p}(x, t)$ ,  $\tilde{\rho}(x, t)$  — переменные составляющие, которые и подлежат определению.

Тогда, так как  $w(x, t) = \tilde{w}(x, t)$  (ибо среднее во времени значение скорости равно нулю), система (1)–(5) с учетом (6) примет вид:

$$\begin{cases} (\rho_0 + \tilde{\rho}) \frac{\partial \tilde{p}}{\partial x} = -(\rho_0 + \tilde{\rho}) \frac{\partial(\rho \tilde{w})}{\partial t} - m_0(\rho \tilde{w}); \\ \frac{\partial \tilde{p}}{\partial t} = -c^2 \frac{\partial(\rho \tilde{w})}{\partial x}; \end{cases} \quad (7)$$

$$\tilde{p}(0, t) = f(t) - p_0; \quad (8)$$

$$(\rho \tilde{w})|_{x=l} = k_0 \rho_0 \frac{\partial \tilde{p}(l, t)}{\partial t} + k_0 \tilde{\rho}(l, t) \frac{\partial \tilde{p}(l, t)}{\partial t}; \quad (9)$$

$$\tilde{p}(x, 0) = 0; \quad (\rho \tilde{w})|_{t=0} = 0. \quad (10)$$

Следует обратить внимание на то, что в системе (7)–(10) некая  $\bar{p}(x, t)$  есть произведение полного значения плотности на переменную составляющую скорости. Система (7)–(10) является нелинейной системой дифференциальных уравнений в частных производных, причем нелинейные члены содержатся как в уравнении, так и в одном из граничных условий. Решим эту систему на основе обобщения метода, предложенного в работе [3]. Пусть

$$\bar{p}(x, t) = \sum_{i=1}^N \bar{p}_i(x, t); \quad (11)$$

$$(\rho\bar{w}) = \sum_{i=1}^N (\rho\bar{w})_i, \quad (12)$$

где члены сумм (11), (12) являются решениями следующих краевых систем, каждая из которых представляет собой уже линейную систему дифференциальных уравнений в частных производных с постоянными коэффициентами.

$$\begin{cases} \frac{\partial \bar{p}_1}{\partial x} = -\frac{\partial (\rho\bar{w})_1}{\partial t} - m(\rho\bar{w})_1, \quad m = \frac{m_0}{\rho_0}; \\ \frac{\partial \bar{p}_1}{\partial t} = -c^2 \frac{\partial (\rho\bar{w})_1}{\partial x}; \end{cases} \quad (13)$$

$$\bar{p}_1(0, t) = f(t) - p_0; \quad (14)$$

$$(\rho\bar{w})_1|_{x=l} = k \frac{\partial \bar{p}_1(t, t)}{\partial t}, \quad k = k_0 \rho_0; \quad (15)$$

$$\bar{p}_1(x, 0) = 0, \quad (\rho\bar{w})_1|_{t=0} = 0; \quad (16)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial \bar{p}_2}{\partial x} = \frac{\partial (\rho\bar{w})_2}{\partial t} - m(\rho\bar{w})_2 - \frac{\bar{p}_1}{\rho_0} \frac{\partial (\rho\bar{w})_1}{\partial t} - \frac{\bar{p}_1}{\rho_0} \frac{\partial \bar{p}_1}{\partial x}; \\ \frac{\partial \bar{p}_2}{\partial t} = -c^2 \frac{\partial (\rho\bar{w})_2}{\partial x}; \end{cases} \quad (17)$$

$$\bar{p}_2(0, t) = 0; \quad (18)$$

$$(\rho\bar{w})_2|_{x=l} = k \frac{\partial \bar{p}_2(t, t)}{\partial t} + k_0 \bar{p}_1(t, t) \frac{\partial \bar{p}_1(t, t)}{\partial t}; \quad (19)$$

$$\bar{p}_2(x, 0) = 0, \quad (\rho\bar{w})_2|_{t=0} = 0; \quad (20)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial \bar{p}_3}{\partial x} = -\frac{\partial (\rho\bar{w})_3}{\partial t} - m(\rho\bar{w})_3 - \frac{\bar{p}_1}{\rho_0} \frac{\partial (\rho\bar{w})_2}{\partial t} - \frac{\bar{p}_2}{\rho_0} \frac{\partial (\rho\bar{w})_2}{\partial t} - \\ - \frac{\bar{p}_1}{\rho_0} \frac{\partial \bar{p}_2}{\partial x} - \frac{\bar{p}_2}{\rho_0} \frac{\partial \bar{p}_1}{\partial x} - \frac{\bar{p}_2}{\rho_0} \frac{\partial \bar{p}_2}{\partial x}; \\ \frac{\partial \bar{p}_3}{\partial t} = -c^2 \frac{\partial (\rho\bar{w})_3}{\partial x}; \end{cases} \quad (21)$$

$$\bar{p}_3(0, t) = 0; \quad (22)$$

$$(\rho\bar{w})_3|_{x=l} = k \frac{\partial \bar{p}_3(t, t)}{\partial t} + \left[ k_0 \bar{p}_1 \frac{\partial \bar{p}_2}{\partial t} + k_0 \bar{p}_2 \frac{\partial \bar{p}_1}{\partial t} + k_0 \bar{p}_2 \frac{\partial \bar{p}_2}{\partial t} \right] |_{x=l} \quad (23)$$

$$\bar{p}_3(x, 0) = 0, \quad (\rho\bar{w})_3|_{t=0} = 0. \quad (24)$$

Все члены решений (11), (12) могут быть определены как частные случаи решения следующей системы:

$$\begin{cases} \frac{\partial z}{\partial x} = -\frac{\partial y}{\partial t} - my + \varphi(x, t); \\ \frac{\partial z}{\partial t} = -c^2 \frac{\partial y}{\partial x}; \end{cases} \quad (1')$$

$$z(0, t) = \psi(t); \quad (2')$$

$$y(l, t) = k \frac{\partial z(l, t)}{\partial t} + \varepsilon(t); \quad (3')$$

$$z(x, 0) = 0, \quad y(x, 0) = 0. \quad (4')$$

Для решения этой системы сведем ее к краевой задаче для переменной  $y(x, t)$ . Продифференцируем первое из уравнений (1') по  $t$ , а второе — по  $x$ , приравняем правые части, это даст

$$\frac{\partial^2 y}{\partial t^2} + m \frac{\partial y}{\partial t} - c^2 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} = \varphi'(t). \quad (5')$$

Краевые условия для  $y(x, t)$  примут вид:

$$\frac{\partial y(0, t)}{\partial x} = -\frac{1}{c^2} \psi'(t); \quad (6')$$

$$kc^2 \frac{\partial y(l, t)}{\partial x} + y(l, t) = \varepsilon(t); \quad (7')$$

$$y(x, 0) = 0, \quad \frac{\partial y(x, 0)}{\partial t} = \varphi(x, 0). \quad (8')$$

Будем строить решения для величины  $(p\bar{w})$ , имея в виду, что решение для давления может быть затем получено из любого уравнения системы (7').

Граничные условия (6'), (7') путем замены могут быть сведены к однородным

$$u(x, t) = y(x, t) + \frac{1}{c^2} \psi'(t)(x - kc^2 - l) - \varepsilon(t). \quad (9')$$

При этом система (5')—(8') перейдет в следующую:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + m \frac{\partial u}{\partial t} - c^2 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \Omega(x, t); \quad (10')$$

$$\frac{\partial u(0, t)}{\partial x} = 0; \quad (11')$$

$$\frac{\partial u(l, t)}{\partial x} + hu(l, t) = 0, \quad h = 1/kc^2; \quad (12')$$

$$u(x, 0) = \frac{1}{c^2} \psi'(0)(x - kc^2 - l) - \varepsilon(0) = w_0(x); \quad (13')$$

$$\frac{\partial u(x, 0)}{\partial t} = \varphi(x, 0) + \frac{1}{c^2} \psi''(0)(x - kc^2 - l) - \varepsilon'(0) = w_1(x). \quad (14')$$

где

$$\Omega(x, t) = \frac{1}{c^2} \Psi''(t) (x - kc^2 - l) - \varepsilon''(t) + \\ + \frac{m}{c^2} \Psi''(x - kc^2 - l) - m\varepsilon'(t) + \Psi'(t).$$

Решение системы (10)–(11) можно представить в виде

$$u(x, t) = u_1(x, t) + u_2(x, t), \quad (15')$$

где  $u_1(x, t)$ ,  $u_2(x, t)$  представляют собой решения следующих краевых задач:

$$\frac{\partial^2 u_1}{\partial t^2} + m \frac{\partial u_1}{\partial t} - c^2 \frac{\partial^2 u_1}{\partial x^2} = \Omega(x, t); \quad (16')$$

$$\frac{\partial u_1(0, t)}{\partial x} = 0; \quad (17')$$

$$\frac{\partial u_1(l, t)}{\partial x} + hu_1(l, t) = 0; \quad (18')$$

$$u_1(x, 0) = 0, \quad u_1'(x, 0) = 0; \quad (19')$$

$$\frac{\partial^2 u_2}{\partial t^2} + m \frac{\partial u_2}{\partial t} - c^2 \frac{\partial^2 u_2}{\partial x^2} = 0; \quad (20')$$

$$\frac{\partial u_2(0, t)}{\partial x} = 0; \quad (21')$$

$$\frac{\partial u_2(l, t)}{\partial x} + hu_2(l, t) = 0; \quad (22')$$

$$u_2(x, 0) = w_0(x) \quad u_2'(x, 0) = w_1(x). \quad (23')$$

Решение краевых задач (16')–(19'), (20')–(23') не представляет труда, поэтому приводим точный конечный результат. Функция  $u_1(x, t)$  имеет вид

$$u_1(x, t) = \sum_{i=0}^{\infty} b_i(t) \cos \lambda_i x, \quad (24')$$

где

$$b_i(t) = \frac{1}{\sqrt{c^2 \lambda_i^2 - \frac{m^2}{4}}} \cdot \frac{1}{\frac{l}{2} + \frac{\sin 2\lambda_i l}{4\lambda_i}} \times \\ \times \int_0^t \left[ \int_0^l \Omega(x, \tau) \cos \lambda_i x dx \right] e^{-\frac{m}{2}(t-\tau)} \sin \sqrt{c^2 \lambda_i^2 - \frac{m^2}{4}} (t-\tau) d\tau;$$

$\lambda_i$  — корни трансцендентного уравнения

$$\operatorname{tg} \lambda l = \frac{h}{\lambda}. \quad (25')$$

Функция  $u_2(x, t)$  имеет вид

$$u_2(x, t) = \sum_{l=0}^{\infty} \left[ A_l \cos \sqrt{c^2 \lambda_l^2 - \frac{m^2}{4}} t + B_l \sin \sqrt{c^2 \lambda_l^2 - \frac{m^2}{4}} t \right] e^{-\frac{m}{2} t} \cos \lambda_l x, \quad (26')$$

где

$$A_l = \frac{1}{\frac{l}{2} + \frac{\sin 2\lambda_l l}{4\lambda_l}} \int_0^l \omega_0(x) \cos \lambda_l x dx,$$

$$B_l = \frac{1}{\sqrt{c^2 \lambda_l^2 - \frac{m^2}{4}} \left( \frac{l}{2} + \frac{\sin 2\lambda_l l}{4\lambda_l} \right)} \int_0^l \omega_1(x) \cos \lambda_l x dx + \frac{m}{2 \sqrt{c^2 \lambda_l^2 - \frac{m^2}{4}}} A_l.$$

Обращаясь к системе (5')—(8'), в соответствии с (9') имеем

$$y(x, t) = \sum_{l=0}^{\infty} \left\{ b_l(t) + \left[ A_l \cos \sqrt{c^2 \lambda_l^2 - \frac{m^2}{4}} t + B_l \sin \sqrt{c^2 \lambda_l^2 - \frac{m^2}{4}} t \right] e^{-\frac{m}{2} t} \right\} \cos \lambda_l x - \frac{1}{c^2} \Psi'(t) (x - kc^2 - l) - \varepsilon(t). \quad (25)$$

Сравнивая краевую задачу (1')—(4') с краевыми задачами (13)—(16), (17)—(20), (21)—(24), можно сделать вывод:

1. Если положить  $\varphi(x, t) \equiv 0$ ,  $\Psi(t) = f(t) - p_0$ ,  $\varepsilon(t) \equiv 0$ , то решение для  $y(x, t)$  становится тождественным решением системы (13)—(16), т. е. получаем первое приближение  $(\rho\bar{w})_1$  для функции  $(\rho\bar{w})$ ;  $\bar{p}_1$  можно найти по (13).

2. Если положить

$$\varphi(x, t) = \frac{\bar{p}_1}{p_0} \frac{\partial (\rho\bar{w})_1}{\partial t} - \frac{\bar{p}_1}{p_0} \frac{\partial \bar{p}_1}{\partial x}, \quad \Psi(t) \equiv 0;$$

$$\varepsilon(t) = k_0 \bar{p}_1(t, t) \frac{\partial \bar{p}_1}{\partial t},$$

то функция, определяемая выражением (25), становится решением системы (17)—(20) и, следовательно, определяет член  $(\rho\bar{w})_2$ ;  $\bar{p}_2$  находится по одному из уравнений (17). Аналогичным образом определяются и последующие члены

решений (11), (12). Таким образом, нелинейный эффект при измерении давления находим по формуле

$$\bar{p}_z(x, t) = c^2 \int_0^t \frac{\partial (\rho \bar{w})_z}{\partial x} dt, \quad (26)$$

где  $(\rho \bar{w})_z$  определена выше.

Итак, при измерении давления нелинейность измерительной системы приводит к появлению в показаниях дополнительной составляющей, характеризуемой выражением (26). Величина этой составляющей может существенно исказить восстанавливаемую по результатам измерений картину поля давлений.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чарный И. А. Влияние подводящей трубки на точность показаний манометра для регистрации пульсаций давления. Изв. АН СССР, 1946, № 3, с. 24—28.
2. Чарный И. А. Неустойчившееся движение реальной жидкости в трубках. ГИТТЛ, М., 1951, 156 с.
3. Schelkunoff S. A. Solution of linear and slightly non-linear differential equations.— «Quart. of Appl. Math», 1946, v. 3, N 4, pp. 348—355.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

УДК 531.787.087.92

И. Я. МАЛЬКОВ, Ю. А. КИСЕЛЕВ, Д. А. СЕЛЕЦКИЙ  
ВНИИМ

#### ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КВАРЦЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПСПП-80 ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ДАВЛЕНИЯ В ИНФРАЗВУКОВОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

Исследование кварцевых преобразователей ПСПП-80 в квазистатической камере, выполненное с использованием вольтметров QRV-2 и ВЗ-7, показало, что снижение чувствительности этих преобразователей на частотах ниже 20 Гц обусловлено входным сопротивлением упомянутых вольтметров ( $\sim 10^8$  Ом) [1]. Для более полного использования возможностей кварцевых преобразователей ПСПП-80 с сопротивлением изоляции около  $R_{из} \approx 10^{11}$  Ом, необходим вольтметр с входным сопротивлением не менее  $10^{12}$  Ом. При этом нижняя граница частотного диапазона преобразователя может достигать значения [1, 2]

$$f_{н} \approx \frac{1}{2\pi R_{из} C_{\Sigma}} \approx \frac{10^{12}}{\pi \cdot 10^{11} \cdot 500} \approx 0,006 \text{ Гц,}$$

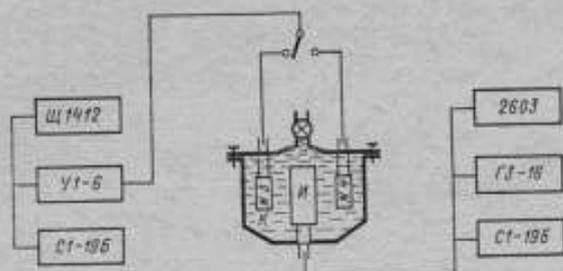
где  $C_{\Sigma} \approx 500$  пФ — суммарная емкость кварцевых преобразователей с учетом емкости соединительного кабеля и входной емкости измерительного прибора.

Таким требованиям соответствует отечественный электрометрический усилитель типа УИ-6. Исследования проводились в диапазоне частот 0,01—100 Гц на установке, описанной в работе [1] при некоторой модификации электронной аппаратуры (см. рисунок). Переменное давление в квазистатической камере создавалось пьезокерамическим излучателем И (ПСПП-160 № 6) при возбуждении его генератором ГЗ-16. Напряжение генератора контролировалось осциллографом С1-19Б и одновременно на частотах более 2 Гц

оно измерялось вольтметром типа 2603 фирмы «Брюль и Кьер». Возникающий под действием переменного давления сигнал с приемников типа ПСПП-80 № 3 (кварцевый) и № 4 (пьезокерамический) подавался на электрометрический усилитель У1-6, работающий в режиме  $R_{вх} = 10^{12}$  Ом. Напряжение на выходе усилителя У1-6 измерялось осциллографом С1-19Б и вольтметром Щ1412 (на частотах 0,01–0,2 Гц).

В табл. 1 приведены результаты измерений сигналов  $U_3$  и  $U_4$  с ПСПП-80 № 3 и № 4 вольтметром QRV-2 при возбуждении излучателя напряжением 52 В.

Данные этой таблицы подтверждают расчетные частотные характеристики преобразователей № 3 и № 4 при нагрузочном сопротивлении  $10^9$  Ом (QRV-2 и суммарной емкости приемников 490 и 28 000 пФ соответственно [1, 2].



Блок-схема установки для измерения переменного давления в диапазоне 0,01–100 Гц

Кроме того, они свидетельствуют о квазистатическом режиме работы не только преобразователей ПСПП, но и всей системы излучатель — малая камера — приемники\*.

Таблица 1

$f$ , Гц	2,0	2,5	5,0	10,0	20,0	40,0	80,0	100
$U_4$ , мВ	56	56	56	56	56	56	56	56
$U_3$ , мВ	12	14	22	27	29	30	30	30

Так как квазистатический режим системы с понижением частоты не нарушается, то исследования частотных характеристик приемников на инфразвуковых частотах можно проводить методом «квазистатического излучателя». Сущность этого метода заключается в том, что уровень переменного давления в камере определяется амплитудой напряжения, подаваемого на пьезокерамический излучатель ПСПП-160 от генератора ГЗ-16.

В табл. 2 приводятся результаты измерений сигналов от кварцевого приемника № 3 осциллографом С1-19Б ( $U_3$ ) и цифровым вольтметром Щ1412 ( $U_{щ}$ ) (см. рисунок).

\* Под квазистатическим режимом работы пьезопреобразователей (системы) понимается работа в частотном диапазоне, верхняя граница которого ниже резонансной частоты преобразователя (системы) не менее, чем в два раза, т. е. когда инерционными силами можно пренебречь [5].

Таблица 2

$f, \text{Гц}$	0,01	0,02	0,03	0,05	0,10	0,20	0,40	1,0	2,0	4,0	10
$U_{\text{с}}, \text{дел}$	48	49	49	49	49	50	50	50	50	50	50
$U_{\text{ш}}, \text{мВ}$	165	165	166	167	166	167	—	—	—	—	—

Амплитуда переменного напряжения на излучателе при этом поддерживалась постоянной по осциллографу (50 делений). Эффективное значение этого напряжения, измеренное вольтметром 2603 на частотах выше 2 Гц, составляло 90 В. Для обеспечения устойчивых измерений на частотах 0,01 и 0,02 Гц квазистатическую камеру пришлось термостатировать путем помещения ее в бак с водой. Температура воды в баке в процессе измерений изменялась не более, чем на  $0,01^\circ \text{C}$ .

В табл. 3 представлены результаты многократных измерений (в милливольтах) сигналов от ПСПП-80 № 3 и 4 на частоте 0,02 Гц с помощью цифрового вольтметра Щ1412. Разница  $\Delta U$  между максимальным  $U_{\text{max}}$  и минимальным  $U_{\text{min}}$  отсчетами напряжений соответствует двойной амплитуде сигнала.

Таблица 3

$U_{\text{max}} (\text{№ 4})$	$U_{\text{min}} (\text{№ 4})$	$\Delta U_4$	$U_{\text{max}} (\text{№ 3})$	$U_{\text{min}} (\text{№ 3})$	$\Delta U_3$
576	310	266	246	106	140
580	308	272	245	106	139
580	310	270	248	108	140
581	310	271	248	109	139
581	313	268	249	110	139
582	312	270	250	109	141
583	314	269	248	110	138
584	314	270	250	108	142
583	316	267	251	111	140
587	313	274	251	114	137
$\overline{\Delta U}$	270 ± 4		139,5 ± 2,5		

Как показывают данные табл. 3, разброс результатов измерений сигналов  $\Delta U$  относительно их среднего значения  $\overline{\Delta U}$  не превышает 2%. Это свидетельствует о возможности градуировки приемников давления методом сравнения на инфразвуковых частотах с весьма высокой точностью. Отношение средних значений  $\overline{\Delta U}_4 : \overline{\Delta U}_3 = 1,93$  хорошо согласуется с данными табл. 1 на частотах выше 20 Гц; в этом случае влиянием входного сопротивления вольтметра QRV-2 на частотную характеристику кварцевого преобразователя № 3 также можно пренебречь.

Результаты табл. 1, 2 и 3 подтверждают возможность использования кварцевых преобразователей ПСПП-80 в комплекте с электрометрическим усилителем У1-6 и установки в целом для градуировки приемников давления методом сравнения во всем частотном диапазоне генератора ГЗ-16.

В связи с тем, что приборы У1-6 и Щ1412 являются усилителями постоянного тока, чувствительность кварцевого преобразователя оказалось воз-

можно определить статическим методом непосредственно в измерительном тракте. С этой целью к измерительной камере К (см. рисунок) подключался образцовый пружинный манометр кл. 0,4 с верхним пределом измерений 1 кгс/см<sup>2</sup> и гидропресс от грузопоршневого манометра МП-60, с помощью которых в камере создавался перепад (скачок) давления  $\Delta p$  в течение 2—3 с.

Чувствительность приемника при статическом методе градуировки определяется выражением [3]

$$\gamma = U_0 : \Delta p,$$

где  $U_0$  — напряжение на выходе приемника при воздействии скачка давления  $\Delta p$ .

При определении чувствительности пьезоэлектрических приемников статическим методом необходимо иметь в виду, что точность определения напряжения от приемника  $U_0$  зависит не только от используемых приборов, но и от методики измерения, поскольку имеет место временная утечка заряда через сопротивление входной цепи измерительного прибора. Если постоянная времени входной цепи  $\tau = 100$  с, то для снижения погрешности измерений  $U_0$  из-за утечки заряда до 1% необходимо проводить измерения в течение 1 с. Если такие измерения трудно выполнимы, то для определения  $U_0$  можно использовать зависимость  $U(t)$ . Если напряжение изменяется по экспоненциальному закону  $U(t) = U_0 e^{-t/\tau}$ , то по «кривой спада напряжения» определяют постоянную времени

$$\tau = \frac{t_2 - t_1}{\ln[U(t_1)] - \ln[U(t_2)]}$$

и значение начального напряжения

$$U_0 = U(t) e^{(t_0 - t_1)/\tau} = U^2(t_1) / U(t_2)$$

при условии

$$t_1 - t_0 = t_2 - t_1.$$

Результаты испытаний кварцевого приемника № 3 при создании скачка давления гидропрессом и измерении его пружинным манометром кл. 0,4 ( $\Delta p = \pm 0,8$  кгс/см<sup>2</sup> = 78 500 Па) приводятся в табл. 4.

Таблица 4

$t, c$	$U_p, B$ (+78500 Па)	$-U_p, B$ (-78500 Па)	$\bar{U}_p, B$	$\tau, c$
10	7,35	7,45	7,40	167
20	6,95	7,00	6,97	
30	6,50	6,60	6,55	159
40	6,10	6,20	6,15	
50	5,70	5,90	5,80	173
60	5,40	5,60	5,50	

Измерение напряжения на выходе усилителя У1-6 (см. рисунок) равнозначно измерению входного сигнала, так как коэффициент передачи при этом отличается от 1 менее чем на 1%. Использование же цифровых вольтметров для измерения выходного сигнала позволяет производить «мгновенный»

отсчет сигнала. Рассчитанные по этим данным значения  $\tau$  свидетельствуют о том, что закон изменения напряжения во времени  $U_n(t)$  близок к экспоненциальному. Используя средние значения напряжений при  $t_1 = 10$  с и  $t_2 = 20$  с, находим чувствительность преобразователя № 3

$$\gamma_3 = \frac{U_0}{\Delta p} = \frac{U^2(t_1)}{\Delta p U(t_2)} = \frac{7,42 \cdot 10^6}{78500 \cdot 6,97} \approx 100 \text{ мкВ/Па.}$$

Предельная погрешность данного метода определения чувствительности не превышает 3%, так как погрешность определения скачка давления образцовым пружинным манометром не превышает 1%, а погрешность определения напряжения  $U_0$  может доходить до 2%.

Для получения более быстрого скачка давления и измерения напряжения в течение 1-4 секунды использовался макет градуировочного устройства, выполненный на базе грузопоршневого манометра МП-2,5 кл. 0,05, позволяющий (при жидкостном заполнении) путем наложения (или снятия) калиброванных грузов создавать скачок давления в камере за десятые доли секунды. Подобные способы статической градуировки пьезоэлектрических преобразователей считаются наиболее точными [3].

Ниже приведены результаты десятикратных измерений напряжения  $U_0$  от кварцевого приемника № 3 при снятии (или наложении) грузов.

Ар. кг/см <sup>2</sup>	$U_0$ , В
+1,00	9,58
-1,00	9,68
+1,00	9,64
-1,00	9,67
+1,00	9,60
-1,00	9,65
+1,00	9,65
-1,00	9,62
+1,00	9,71
-1,00	9,65

$$\bar{U}_0 = 9,645$$

Как видно, максимальный разброс измерений напряжения  $U_0$  не превышает 1%, что свидетельствует о возможности воспроизведения результатов измерений с достаточно высокой точностью. Кроме того, совершенствование статических методов градуировки кварцевых преобразователей позволит, по-видимому, улучшить воспроизводимость результатов градуировки в несколько раз [4]. Чувствительность приемника № 3, согласно этим данным,

$$\gamma_3 = U/\Delta p = \frac{9,645 \cdot 10^6}{9,8 \cdot 10^4} \approx 98,5 \text{ мкВ/Па.}$$

Это значение занижено примерно на 1%, так как напряжение  $U_0$  измерялось в течение 1-1,5 с.

Чувствительность преобразователя, найденная статическим методом, соответствует плоскому участку частотной характеристики [3]. Следовательно, чувствительность кварцевого приемника № 3 в комплекте с электрометрическим усилителем У1-6 можно считать равной 100 мкВ/Па в частотном диапазоне 0,02-10 Гц (см. табл. 2). На частоте 0,01 Гц чувствительность уменьшается примерно на 2%, как и следовало ожидать при сопротивлении входной цепи  $R_{вх} \approx 10^{11}$  Ом.

Таким образом, рассмотренная установка позволяет осуществить передачу единицы давления (паскаля) от образцовых статических манометров к кварцевым преобразователям типа ПСПП-80 и обеспечить измерение переменных давлений в частотном диапазоне 0,01-100 Гц.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мальков И. Я. Эталонные и образцовые гидрофоны в инфразвуковом и звуковом диапазоне частот. «Измерительная техника», 1973, № 5, с. 66—68 с ил.
2. Мальков И. Я. Расчет чувствительности измерительных пьезоэлектрических звукоприемников.— «Измерительная техника», 1973, № 10, с. 50—52 с ил.
3. Боббер Р. Дж. Гидроакустические измерения., М., «Мир», 1974, 362 с. с ил.
4. Непридзе Н. Х., Новгородов Е. Д., Тройников К. Т. Воспроизводимость пьезоэлектрической постоянной кварца при многократной односторонней нагрузке.— «Измерительная техника», 1965, № 10, с. 6—8 с ил.
5. Стрелков С. П. Введение в теорию колебаний, М., «Наука», 1950, 300 с. с ил.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

УДК 531.787 : 532.5

Ю. А. КИСЕЛЕВ, Е. Ш. НУДЕЛЬМАН, В. М. ИЛЬИН  
ВНИИМ

### ТЕНЗОМЕТРИЧЕСКИЙ ПРИБОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ГИДРОСТАТИЧЕСКИХ ДАВЛЕНИЙ

Проволочные и фольговые тензорезисторы, выпускаемые отечественной промышленностью, обладают достаточно стабильными техническими характеристиками и позволяют разрабатывать на их основе отвечающую современным требованиям малогабаритную измерительную аппаратуру.

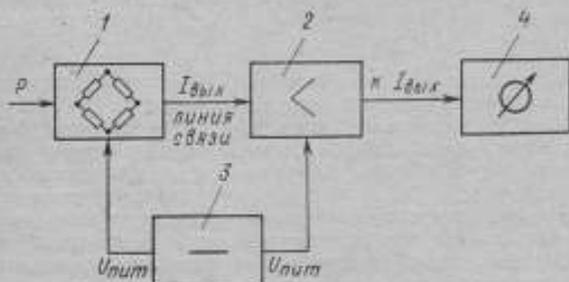


Рис. 1. Функциональная блок-схема тензометрического прибора для измерения гидростатических давлений

В статье описывается разработанный авторами тензометрический прибор для измерения гидростатических давлений. Функциональная схема прибора представлена на рис. 1.

Измерительный преобразователь 1, на приемную мембрану которого воздействует измеряемое гидростатическое давление  $P$ , преобразует его в электрический сигнал с помощью измерительной мостовой схемы на четырех активных проволочных тензорезисторах. Этот сигнал поступает на согласованный вход измерительного усилителя постоянного тока (УИТ) 2. Постоянный ток с выхода усилителя регистрируется стрелочным прибором 4 (микроамперметром) со шкалой, проградуированной в единицах измеряемой

величины. Питание измерительного преобразователя и усилителя осуществляется от стабилизатора постоянного напряжения 3. Принципиальная электрическая схема тензометрического прибора (за исключением схемы стабилизатора напряжения) изображена на рис. 2. В качестве первичного измерительного преобразователя давления использовался модифицированный вариант тензометрического преобразователя типа ЛХ-419. Выбор этого преобразователя обусловлен наиболее оптимальной конструкцией его упругого тензометрического элемента, который определяет метрологические характеристики преобразователя. Упругий элемент наклеивают на его поверхности проволочные тензорезисторы таким образом, чтобы их концы попадали в зоны «нулевых» напряжений. Такое размещение тензорезисторов значительно

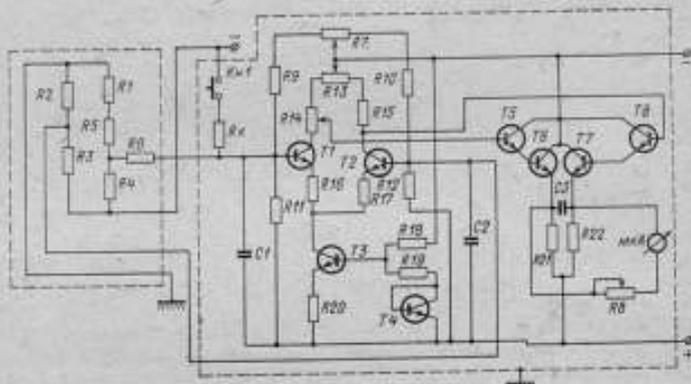


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема тензометрического прибора для измерения гидростатических давлений

уменьшает их нестабильность во времени [1]. Конструктивно преобразователь выполнен таким образом, что давление с помощью разделительной мембраны преобразуется в усилие, которое через подушку (грибок) передается на упругий тензометрический элемент, выполненный в виде кругового кольца равного сечения с двумя жесткими опорами. Под действием этого усилия упругий элемент деформируется, и его деформация передается проволочным тензорезисторам, которые попарно наклеены на внутреннюю и наружную поверхности кольца. Электрическая схема преобразователя представляет собой измерительный мост Уитстона, в смежные плечи которого дифференциально включены две пары активных (рабочих) тензорезисторов  $R1-R4$ ; это обеспечивает высокую степень стабильности нуля при статических измерениях [2]. Кроме того, в одном из плеч моста и в цепи его питания имеются два медных резистора  $R5$  и  $R6$ , необходимые для температурной коррекции нуля преобразователя и обеспечения номинального электрического сигнала в пределах рабочего диапазона температур.

Усилитель постоянного тока, собранный на кремниевых транзисторах  $T1-T4$ , представляет собой дифференциально-симметричный УПТ, рассчитанный на работу с тензометрическим мостом. Выход УПТ согласуется с показывающим прибором посредством дифференциального эмиттерного повторителя на транзисторах  $T5-T8$ . Дистанционный контроль работы тензометрического прибора осуществляется путем подключения (кнопка  $K1$ ) на вход УПТ калибровочного сопротивления  $R_k$  (на время проверки), шунтирующего одно из плеч мостовой схемы и вызывающего на выходе измерительного преобразователя электрический разбаланс, эквивалентный воздействию на его мембрану номинального давления. Потенциометры  $R7$  и  $R8$

служат соответственно для регулировки «нуля» и подстройки номинального выходного сигнала измерительной схемы прибора при подаче калибровочного сигнала.

Тензометрический прибор для измерения гидростатических давлений имеет следующие технические характеристики:

Верхний предел измерений, МПа . . . . .	0,25
Допустимая перегрузка, МПа . . . . .	0,40
Основная приведенная погрешность, % . . . . .	1
Дополнительная температурная погрешность (на каждые 10°C), % . . . . .	0,5
Номинальная выходная величина тока, мкА . . . . .	100
Дрейф нуля (часовой, после 30 мин. перегрева), мкА . . . . .	0,1
Напряжение питания постоянного тока, В . . . . .	8±0,04
	(для ИП)
	13,5±0,068
	(для УПТ)
Ток потребления, мА . . . . .	не более 30
Диапазон рабочих температур, °С . . . . .	от -3 до +50
Рабочий ресурс, ч . . . . .	не менее 10 000
Длина соединительного трехжильного экранированного кабеля, м . . . . .	100

Градуировка прибора проводилась образцовым грузопоршневым манометром типа МП-2,5 класса 0,05.

Разработанный прибор используется в качестве глубиномера с верхним пределом измерений 25 м. При измерении малых глубин погружения существенное влияние на результаты измерений оказывают такие факторы, как температура, вибрация, изменения атмосферного давления и другие. Измерительный преобразователь чувствителен к изменениям атмосферного давления за счет наличия в нем жесткой связи раздельной мембраны с тензометрическим упругим элементом. Зона нечувствительности прибора не превышает 0,1% верхнего предела измерений, а электрическая компенсация вариаций барометрического давления осуществляется с помощью регулировки «нуля» прибора. Шкала показывающего прибора градуирована в метрах, учет плотности воды производится по соответствующим таблицам. Прибор может быть использован для измерения статических и квазистатических избыточных давлений в воздушной и жидкой средах.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Маликов С. Ф. Расчеты упругих тензометрических элементов. «Машиностроение», 1964, 220 с. с ил.
2. Немец И. Я. Практическое применение тензорезисторов. «Энергия», 1970, 140 с. с ил.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

УДК 517.9

В. А. БЕРЗИН  
вншим

#### О ТОЧНОСТИ ОЦЕНОК КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ МЕТОДОМ МОМЕНТОВ

Метод моментов является удобным способом нахождения передаточной функции линейного звена с помощью импульсного испытательного сигнала произвольной формы. Поскольку исходные данные получены с погрешностью, возникает вопрос о точности получаемых оценок коэффициентов.

Передаточная функция  $W(s)$  линейного звена может быть представлена в виде дробно-рациональной функции

$$W(s) = \frac{\sum_{k=0}^m b_k s^k}{1 + \sum_{k=1}^n a_k s^k} \quad (1)$$

Искомые коэффициенты  $a_k$  и  $b_k$  находим из системы уравнений [1]

$$\sum_{k_1}^i \alpha_k b_{i-k} - \sum_{k=1}^{k_2} \alpha_k \beta_{i-k} = \beta_i \quad (2)$$

где

$$k_1 = \max(0; i - m);$$

$$k_2 = \min(i; n);$$

$$i = 0, 1, \dots, m+n,$$

а  $\alpha_k, \beta_k$  — рассчитываются по формулам:

$$\alpha_k = \frac{(-1)^k}{k!} \int_0^T t^k z_a(t) dt,$$

$$\beta_k = \frac{(-1)^k}{k!} \int_0^T t^k y_a(t) dt.$$

Здесь  $z_a(t), y_a(t)$  — функции, аппроксимирующие соответственно входной и выходной сигналы.

Для случая ступенчатой аппроксимации  $z_a(t)$  и  $y_a(t)$

$$\alpha_k = -\frac{(-\Delta t)^{k+1}}{(k+1)!} \sum_{\theta=0}^N z(\theta \Delta t) [( \theta + 1)^{k+1} - \theta^{k+1}], \quad (2a)$$

$$\beta_k = -\frac{(-\Delta t)^{k+1}}{(k+1)!} \sum_{\theta=1}^N y(\theta \Delta t) [( \theta + 1)^{k+1} - \theta^{k+1}],$$

где

$$k = 0, 1, \dots, m+n;$$

$$\theta = 0, 1, \dots, N;$$

$N+1$  — число измеряемых ординат реализаций  $z(t)$  и  $y(t)$ ;

$$\Delta t = \frac{T}{N}.$$

Положим, что погрешности измерения значений входного (выходного) сигнала некоррелированы, равнооточны и произведены со средними квадратическими отклонениями соответственно  $\Delta_z$  и  $\Delta_y$ . Тогда дисперсия оценок  $\alpha_k$  будет равна

$$\begin{aligned} D[\alpha_k] &= D \left[ -\frac{(-\Delta t)^{k+1}}{(k+1)!} \sum_{\theta=0}^N z(\theta \Delta t) [( \theta + 1)^{k+1} - \theta^{k+1}] \right] = \\ &= \left[ -\frac{(-\Delta t)^{k+1}}{(k+1)!} \right]^2 \Delta_z^2 \sum_{\theta=0}^N [( \theta + 1)^{k+1} - \theta^{k+1}]^2. \end{aligned} \quad (3)$$

При замене  $\Delta_2$  на  $\Delta_y$  аналогичное выражение получается для дисперсии оценок  $\beta_k$ . Преобразуем систему (2) к стандартному виду. Для этой цели введем новые обозначения:

$$x_k = \begin{cases} a_k & \text{при } 1 < k < n \\ b_{k-n-1} & \text{при } n+1 < k < m+n+1 \end{cases} \quad (4)$$

$$c_{i,j} = \begin{cases} \alpha_{j-m-i+1} & \text{при } i < m; m-i+1 \leq j < m+1 \\ 0 & \text{при } i < m; j \leq m-i+1 \\ \alpha_{j-m+i} & \text{при } i > m; i < m+1 \\ \beta_{i-j+m+1} & \text{при } m+1 \leq j < m+i+1. \end{cases} \quad (5)$$

Теперь система (2) может быть записана в матричной форме

$$C_x = \beta, \quad (6)$$

где  $C = \{c_{i,j}\}$  — матрица размерностью  $(m+n+1) \times (m+n+1)$ ,  $x = (x_1, x_2, \dots, x_{m+n+1})'$  — вектор-столбец неизвестных,  $\beta = (\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_{m+n})'$  — вектор-столбец свободных членов.

Нахождение передаточной функции по результатам измерений входного и выходного сигнала относится к некорректным задачам. При сведении задачи к системе линейных алгебраических уравнений (2) некорректность проявляется в плохой обусловленности матрицы этой системы. По мере усложнения модели измерительного преобразователя растет число уравнений системы, что при недостаточной точности исходных данных может привести к появлению больших чисел обусловленности. При этом оценки моментов высоких порядков в выражении для передаточной функции [1] будут иметь низкую достоверность. Ниже приведено правило, согласно которому можно решить вопрос о целесообразности дальнейшего усложнения модели. Для оценки точности вычисления коэффициентов передаточной функции воспользуемся мерой обусловленности матрицы  $C$ , выражаемой числом [2]

$$M = \frac{1}{m+n+1} M(C) M(C^{-1}), \quad (7)$$

где  $M(C) = \sqrt{\text{Sp}(C'C)}$ ;

$\text{Sp}(C'C)$  — след матрицы  $C'C$ .

Число  $M$  показывает, во сколько раз отношение среднего квадратического отклонения (с. к. о.) погрешности к с. к. о. самих искомых неизвестных превосходит отношение с. к. о. погрешностей коэффициентов системы к с. к. о. самих коэффициентов. С помощью  $M$ -числа найдем выражение для верхней границы с. к. о. погрешности  $\Delta_x$  определения коэффициентов передаточной функции

$$\Delta_x < \frac{(m+n+1) \Delta M S_x}{S_c}, \quad (8)$$

где

$$\Delta^2 = \max_k \{D\{\alpha_k\}, D\{\beta_k\}\};$$

$$S_x = \sqrt{\sum_{i=1}^{m+n+1} x_i^2};$$

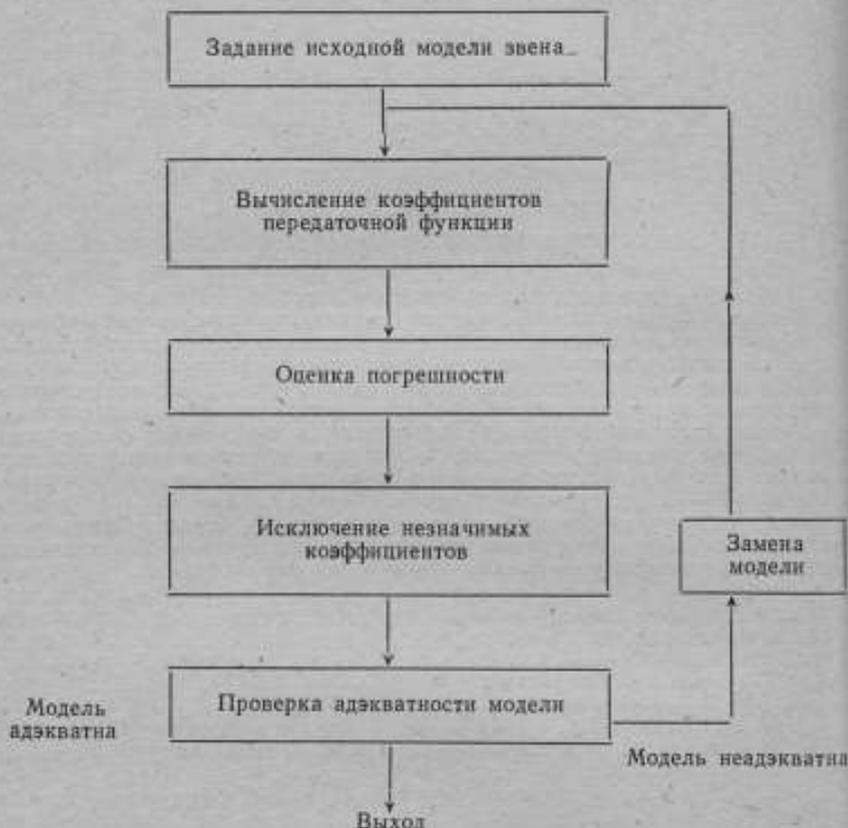
$$S_c = \sqrt{\sum_{i,j=0}^{m+n} C_{i,j}^2}.$$

\* Штрих означает транспонирование.

Описанный алгоритм позволяет проверять значимость вычисляемых коэффициентов передаточной функции и исключать незначимые коэффициенты. Это можно сделать следующим образом.

Для каждого коэффициента  $x_i$  вычисляется оценка его относительной погрешности

$$\delta_i = \frac{\Delta x_i}{x_i}.$$



Блок-схема алгоритма нахождения и оценки передаточной функции

Если при этом оказывается, что  $\delta_i > \delta_{\text{доп}}$  ( $\delta_{\text{доп}}$  — допустимая относительная погрешность оценки коэффициентов, задаваемая в нормах на динамические характеристики), то соответствующий коэффициент  $x_i$  полагается равным нулю; дальнейшее усложнение модели преобразователя без повышения точности исходных данных становится нецелесообразным.

Алгоритм нахождения и оценки передаточной функции строится по блок-схеме (см. рисунок) в такой последовательности:

1) выбор модели преобразователя на основании априорных данных (см. выражение (1));

2) одновременная регистрация входного и выходного сигналов. Эксперимент необходимо повторить достаточное число раз для надежного определения искомых параметров передаточной функции;

3) нахождение с. к. о. погрешности измерения  $\Delta_x$  и  $\Delta_y$  соответственно входного и выходного сигналов;

4) нахождение коэффициентов  $\alpha_k$  и  $\beta_k$  и их дисперсий по формулам (2а) и (3);

5) нахождение числа обусловленности  $M$  и верхней границы с. к. о. погрешности  $\Delta_x$  по формулам (7) и (8) с помощью стандартных программ для ЭВМ М-222;

6) исключение незначимых коэффициентов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бакланов В. Ф. и др. Определение коэффициентов передаточной функции измерительной системы по известному входному воздействию и отклику. — «Метрология», 1974, № 7, с. 23—27 с ил.

2. Фадеев Д. К., Фадеева В. Н. Вычислительные методы линейной алгебры. М., Физматгиз, 1960, 656 с. с ил.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

УДК 532.5 : 519.272

А. И. ПОХОДУН  
ВНИИМ

### КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ГИДРОДИНАМИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ ПРИ НАЛИЧИИ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ПОМЕХ

Исследование характеристик гидродинамических полей корреляционным методом часто осложняется присутствием периодических помех. При измерениях в гидродинамических трубах периодическая помеха может быть обусловлена, например, неравномерностью вращения насоса. Периодические помехи возникают также при наличии наводок на кабель, соединяющий вход коррелометра с измерительным преобразователем. Эти помехи вызывают аддитивную или мультипликативную нестационарность исследуемых процессов. Так, например, процесс вида

$$Y(t) = X(t) + \varphi(t), \quad (1)$$

где  $X(t)$  — стационарный случайный процесс, а  $\varphi(t)$  — периодическая функция времени, имеет периодическое по времени математическое ожидание  $m_Y(t) = m_X + \varphi(t)$ .

Мультипликативная нестационарность возникает за счет модуляции исследуемого процесса периодической помехой при наличии нелинейности во входных цепях коррелометра. Такие процессы описываются выражением

$$\eta(t) = F(t) \xi(t), \quad (2)$$

где  $F(t)$  — периодическая функция, а  $\xi(t)$  — стационарный случайный процесс, и имеют периодическую по времени функцию корреляции

$$R_{\eta\eta}(t, \tau) = F(t) F(t + \tau) R_{\xi\xi}(\tau)$$

и математическое ожидание

$$M\{\eta(t)\} = F(t) M\{\xi(t)\}.$$

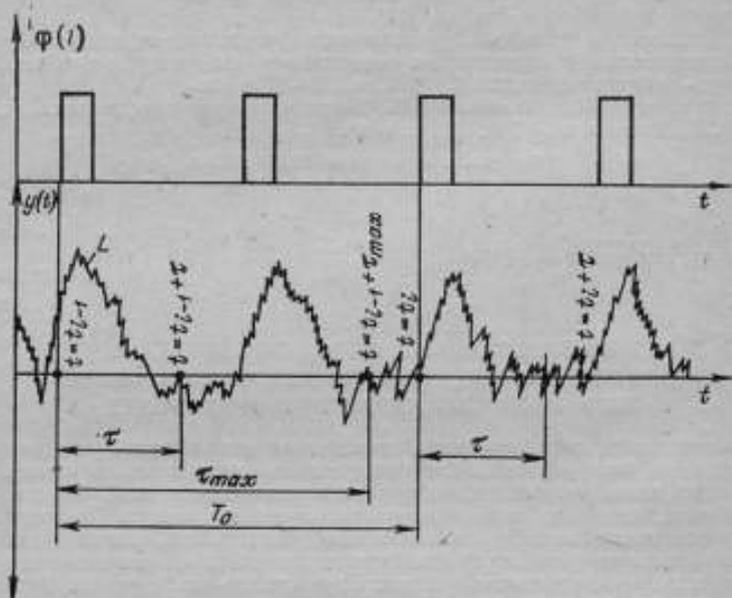
Очевидно, что корреляционная функция процесса, описываемого формулой (1), равна корреляционной функции процесса  $X(t)$ . Как показано в работе [1], процессы описываемые соотношением (2), обладают нормирован-

ной корреляционной функцией второго порядка, не зависящей от момента начала отсчета

$$K_{\eta\eta}(t_1, t_2) = \frac{R_{\eta\eta}(t_1, t_2)}{\sqrt{D_{\eta}(t_1) D_{\eta}(t_2)}} \quad (3)$$

где  $D_{\eta}(t_1), D_{\eta}(t_2)$  — значения дисперсии  $D(t)$  процесса  $\eta(t)$  соответственно в моменты времени  $t_1, t_2$ .

Рассмотрим принципы построения алгоритмов работы устройств, предназначенных для определения корреляционных характеристик процессов вида (1), (2).



Схематическое изображение, поясняющее метод когерентных выборок

Пусть имеется реализация  $L$  (см. рисунок) периодического нестационарного случайного процесса, описываемого выражением (1). Требуется определить дискретные значения корреляционной функции  $R_{\eta\eta}(\tau)$  при измерении аргумента  $\tau$  в пределах от нуля до некоторого значения  $\tau_{max}$ .

Разобьем реализацию  $L$  на  $n$  отрезков длительностью не менее  $\tau_{max}$  каждый, таким образом, чтобы начало каждого отрезка соответствовало одной определенной фазе периодического сигнала  $\varphi(t)$ . Рассматривая эти отрезки как  $n$  реализаций некоторого случайного процесса, определим характеристики последнего по ансамблю.

Обозначим символом  $t_0$  момент времени, соответствующий началу первого отрезка реализации  $L$ . Начало второго отрезка соответствует моменту

$$t_1 = \left\{ E \left[ \frac{\tau_{max}}{T_{\varphi}} \right] + 1 \right\} T_{\varphi} + t_0,$$

где  $T_{\varphi}$  — период сигнала  $\varphi(t)$ ;  $E \left[ \frac{\tau_{max}}{T_{\varphi}} \right]$  — целая часть дроби  $\frac{\tau_{max}}{T_{\varphi}}$ .

Примем

$$T_0 = \left\{ E \left[ \frac{\tau_{\max}}{T_0} \right] + 1 \right\} T_0.$$

Величина  $T_0$  представляет собой период следования выборок (отрезков) исследуемого процесса. Момент  $t_2$  соответствует началу третьего отрезка и определяется соотношением

$$t_2 = T_0 + t_1$$

или

$$t_2 = t_0 + 2T_0.$$

В общем случае момент времени, соответствующий началу  $i$ -й выборки описывается выражением

$$t_{i-1} = t_0 + (i-1)T_0.$$

Рассматривая множество отрезков реализации  $L$  как ансамбль реализаций, математическое ожидание процесса  $Y(t)$  на участке длительностью  $0 \rightarrow +T_{\max}$  можно представить в таком виде

$$m_Y(t) = m_Y(\tau) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Y [t_0 + (i-1)T_0 + \tau], \quad (5)$$

где  $Y [t_0 + (i-1)T_0 + \tau]$  — ордината процесса  $Y(t)$  в момент времени, соответствующий сдвигу  $\tau$  от начала  $i$ -выборки.

Центрируя процесс  $Y(t)$ , получим

$$\hat{Y}(t) = Y(t) - m_Y(t)$$

или для  $i$ -й выборки

$$\hat{Y}_i(\tau) = Y_i(\tau) - m_Y(\tau) = Y [t_0 + (i-1)T_0 + \tau] - \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \times \\ \times Y [t_0 + (j-1)T_0 + \tau]. \quad (6)$$

Автокорреляционная функция процесса  $Y(t)$  определяется соотношением

$$R_{YY}(\tau) = M \{ \hat{Y}(t) \hat{Y}(t + \tau) \}.$$

Учитывая (6), получим

$$R_{YY}(\tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left\{ Y [t_0 + (i-1)T_0] - \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n Y [t_0 + (j-1)T_0] \right\} \times \\ \times \left\{ Y [t_0 + (i-1)T_0 + \tau] - \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n Y [t_0 + (j-1)T_0 + \tau] \right\}. \quad (7)$$

Ввиду того, что на практике время эксперимента ограничено и длительность реализации изучаемых процессов конечна, вычисление корреляционной функции  $R_{YY}^*(\tau)$  производится статистически, без предельного перехода, т. е.

$$R_{YY}^*(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left\{ Y [t_0 + (i-1)T_0] - \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n Y [t_0 + (j-1)T_0] \right\} \times \\ \times \left\{ Y [t_0 + (i-1)T_0 + \tau] - \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n Y [t_0 + (j-1)T_0 + \tau] \right\}.$$

Обозначим

$$S_n(\tau) = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n Y[t_0 + (j-1)T_0 + \tau],$$

тогда

$$R_{YY}^*(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [Y[t_0 + (i-1)T_0] - S_n(0)] \times \\ \times [Y[t_0 + (i-1)T_0 + \tau] - S_n(\tau)]. \quad (8)$$

Рассуждая аналогичным образом, найдем алгоритм определения по одной реализации нормированной корреляционной функции  $K_{\eta\eta}^*(\tau)$  процесса, описываемого выражением (2).

Математическое ожидание  $m_\eta(t)$  процесса  $\eta(t)$  на отрезке  $t \rightarrow t + \tau$  может быть представлено в таком виде

$$m_\eta(\tau) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \eta[t_0 + (j-1)T_0 + \tau]$$

или

$$S'_n(\tau) = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \eta[t_0 + (j-1)T_0 + \tau]. \quad (9)$$

Выражение для текущего значения ординаты центрированного процесса  $\tilde{\eta}(t)$  на  $i$ -м отрезке реализации имеет вид

$$\tilde{\eta}_i(\tau) = \eta[t_0 + (i-1)T_0 + \tau] - \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \eta[t_0 + (j-1)T_0 + \tau].$$

С учетом (9) получим

$$\tilde{\eta}_i(\tau) = \eta[t_0 + (i-1)T_0 + \tau] - S'_n(\tau). \quad (10)$$

Обозначим

$$Z^c(t) = \frac{\tilde{\eta}(t)}{m_\eta(t)} = \frac{\tilde{\xi}(t)}{m_\xi(t)},$$

где  $m_\xi$  — математическое ожидание стационарного случайного процесса  $\xi(t)$ .

Корреляционная функция процесса  $\tilde{Z}(t)$  имеет вид

$$R_{ZZ}(t_1, t_2) = M \{\tilde{Z}(t_1) \tilde{Z}(t_2)\}. \quad (11)$$

Учитывая, что процесс  $\tilde{Z}(t)$  — стационарный, в виду стационарности  $\xi(t)$  и  $m_\xi = \text{const}$  выражение (11) может быть записано в виде

$$R_{ZZ}(\tau) = M \{\tilde{Z}(t) \tilde{Z}(t + \tau)\}$$

или

$$R_{ZZ}(\tau) = \frac{1}{m_\xi^2} M \{\xi(t) \xi(t + \tau)\} = \frac{1}{m_\xi^2} R_{\xi\xi}(\tau).$$

Определим нормированную корреляционную функцию второго порядка процесса  $\tilde{Z}(t)$ :

$$K_{ZZ}(\tau) = \frac{R_{ZZ}(\tau)}{R_{ZZ}(0)}.$$

Очевидно, что

$$K_{ZZ}(\tau) = K_{\eta\eta}(\tau) = K_{\xi\xi}(\tau) = \frac{R_{\xi\xi}(\tau)}{D_{\xi}}. \quad (12)$$

Учитывая (10)–(12), запишем

$$K_{\eta\eta}^*(\tau) = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{\eta[t_0 + (i-1)T_0] - S'_n(0)}{S'_n(0)} \frac{\eta[t_0 + (i-1)T_0 + \tau] - S'_n(\tau)}{S'_n(\tau)}}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left( \frac{\eta[t_0 + (i-1)T_0] - S'_n(0)}{S'_n(0)} \right)^2}.$$

После преобразования окончательно получим

$$K_{\eta\eta}^*(\tau) = \frac{S'_n(0) \sum_{i=1}^N \{ \eta[t_0 + (i-1)T_0] - S'_n(0) \} \{ \eta[t_0 + (i-1)T_0 + \tau] - S'_n(\tau) \}}{S'_n(\tau) \sum_{i=1}^N [ \eta[t_0 + (i-1)T_0] - S'_n(0) ]^2}. \quad (13)$$

Формула (13) удобна для определения нормированной автокорреляционной функции нестационарных случайных процессов вида (2) в том случае, когда математическое ожидание последних не равно нулю. Если математическое ожидание исследуемого процесса равно нулю, суммы  $S'_n(\tau)$  стремятся к нулю при  $n \rightarrow \infty$ . Числитель и знаменатель дроби (13) также стремятся к нулю, и для определения нормированной автокорреляционной функции по этой формуле необходимо раскрыть неопределенность вида  $\frac{0}{0}$ . Одновременно

становится невозможным образование вспомогательной функции  $\hat{Z}(t)$ , так как ее знаменатель обращается в нуль.

Рассмотрим еще один алгоритм определения нормированной корреляционной функции процесса вида (2). Обозначим  $D_{\eta}(t)$  и  $\sigma_{\eta}(t)$  — соответственно дисперсию и среднее квадратическое отклонение процесса  $\eta(t)$ , определяемые соотношениями:

$$D_{\eta}(t) = F^2(t) D_{\xi};$$

$$\sigma_{\eta}(t) = F(t) \sigma_{\xi}.$$

Пусть

$$\hat{W}(t) = \frac{\overset{\circ}{\eta}(t)}{\sigma_{\eta}(t)}, \quad (14)$$

Очевидно, что

$$\hat{W}(t) = \frac{\overset{\circ}{\eta}(t)}{\sigma_{\eta}(t)} = \frac{\overset{\circ}{\eta}(t)}{\sigma_{\xi}}.$$

Функция  $\hat{W}(t)$  — стационарная, так как стационарен процесс  $\hat{\xi}(t)$  и  $\sigma_{\xi} = \text{const}$ .

Корреляционная функция второго порядка процесса  $\hat{W}(t)$  имеет вид

$$R_{\hat{W}\hat{W}}(\tau) = M \{ \hat{W}(t) \hat{W}(t + \tau) \}$$

или

$$R_{\hat{W}\hat{W}}(\tau) = \frac{1}{\sigma_{\xi}^2} M \{ \hat{\xi}(t) \hat{\xi}(t + \tau) \} = \frac{R_{\hat{\xi}\hat{\xi}}(\tau)}{D_{\hat{\xi}}},$$

$$R_{\hat{W}\hat{W}}(\tau) = K_{\hat{\xi}\hat{\xi}}(\tau) = K_{\eta\eta}(\tau).$$

Текущая дисперсия  $D_{\eta}(t)$  процесса  $\eta(t)$  на отрезке изменения аргумента  $t$  в пределах от 0 до  $\tau_{\max}$  будет иметь вид

$$D_{\eta}^*(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{K=1}^M \{ \eta[t_0 + (K-1)T_0 + \tau] - S'_{\eta}(\tau) \}^2. \quad (16)$$

Учитывая (16), формулу (14) можно переписать в таком виде

$$\hat{W}(\tau) = \frac{\eta[t_0 + (i-1)T_0 + \tau] - S'_{\eta}(\tau)}{\sqrt{\frac{1}{M} \sum_{K=1}^M \{ \eta[t_0 + (K-1)T_0 + \tau] - S'_{\eta}(\tau) \}^2}}.$$

При  $R_{\hat{W}\hat{W}}(\tau) = K_{\eta\eta}(\tau)$  справедливо соотношение

$$K_{\eta\eta}^*(\tau) = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \{ \eta[t_0 + (i-1)T_0] - S'_{\eta}(0) \} \{ \eta[t_0 + (i-1)T_0 + \tau] - S'_{\eta}(\tau) \}}{\frac{1}{M} \sqrt{\frac{M}{\sum_{K=1}^M \{ \eta[t_0 + (K-1)T_0] - S'_{\eta}(0) \}^2} \times \sum_{K=1}^M \{ \eta[t_0 + (K-1)T_0 + \tau] - S'_{\eta}(\tau) \}^2}} \quad (17)$$

Формула (17) позволяет определить нормированную корреляционную функцию второго порядка процессов вида (2) в тех случаях, когда математическое ожидание исследуемого процесса равно нулю. Однако алгоритм (17), по сравнению с (13), требует дополнительного определения текущей дисперсии исследуемого процесса.

Из сказанного следует, что процесс корреляционного аппаратного анализа при наличии периодических помех может быть проведен в два этапа. Первый этап предполагает приведение исследуемого процесса к стационарному виду. Так, при определении корреляционной функции  $R_{Y\hat{Y}}(\tau)$  сигнала  $Y(t)$ , последний путем центрирования был приведен к стационарному сигналу  $\hat{X}(t)$ . При определении нормированной корреляционной функции второго порядка  $K_{\eta\eta}(\tau)$  исследуемый сигнал  $\eta(t)$  приводится в одном случае к стационарному процессу  $\hat{W}(t)$  или к процессу  $\hat{Z}(t)$  — в другом случае.

Второй этап определения корреляционных характеристик сигналов вида (1), (2) сводится к вычислению таких характеристик стационарных сигналов, к которым были приведены исследуемые процессы. Методы реализации второго этапа не представляют трудностей и достаточно известны из литературы [2].

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пугачев В. С. Теория случайных функций. М., Физматгиз, 1962, 853 с.
2. Грибанов Ю. И., Веселова Г. П., Андреев В. Н. Автоматические дифференциальные корреляторы. М., «Энергия», 1972, 315 с.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

УДК 621.391.273

**В. А. ВАШНЕВА, Е. И. КОРОВКИН, Н. В. ЛЕПИНА, А. И. НАЗАРЕТСКАЯ,  
В. П. ПНАСТРО  
ВНИИМ**

### КВАЗИМУЛЬТИПЛИКАЦИОННЫЙ КОРРЕЛОМЕТР С ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМИ ВЕСОВЫМИ КОЭФФИЦИЕНТАМИ

Описанный в работе [1] квазимультимпликационный метод построения коррелометров позволил создать простые по схеме быстродействующие корреляционные анализаторы.

В статье рассматривается инфразвуковой коррелометр экспресс-анализа (рис. 1), выполненный по квазимультимпликационному принципу. Вычисление корреляционных функций выполняется по следующему алгоритму:

$$R_{xy}\left(\frac{T}{N}\mu\right) = \frac{1}{N-\mu} \sum_{j=1}^S \sum_{l=1}^S \left[ \xi_{jl} \sum_{k=1}^{N-\mu+1} \gamma_{jl}(k, \mu) \right],$$

где  $N$  — количество равных отрезков, на которые разбиты длительности реализаций сигналов;  $\mu$  — относительный временной сдвиг сигналов в шагах  $\frac{T}{N}$ ;  $\xi_{jl}$  — весовой коэффициент ( $jl$ -го интервала анализа;  $S$  — количество интервалов квантования сигналов по уровню;  $\gamma_{jl}(k, \mu)$  — единичная функция, принимающая при целых  $k$  значения 0 и 1.

Эта функция при фиксированной задержке  $\mu = \text{const}$  и изменении  $k$  в пределах от  $k = 1$  до  $k = N - \mu + 1$  определяет количество случаев одновременного попадания сигналов в моменты выборки в  $jl$ -й интервал анализа.

Рассматриваемый коррелометр предназначен для измерения авто- и взаимнокорреляционных функций случайных стационарных эргодических сигналов с произвольными симметричными законами распределения плотностей вероятности.

Для сигналов с симметричными законами распределения плотностей вероятности количество интервалов амплитудного квантования сигналов может быть уменьшено в два раза за счет перехода от анализа исходных форм сигналов к анализу их модулей [1]. При этом удается без снижения точности аппаратуры сократить объем ее квантовых блоков в два раза. Блок-схема квазимультимпликационного коррелометра представлена на рис. 2.

Коррелометр состоит из следующих основных узлов:  $BV_X, BV_Y$  — входные устройства каналов  $X$  и  $Y$ , выполняющие функции согласующих и аттенюирующих устройств;  $BD_X, BD_Y$  — блоки дискриминации каналов  $X$  и  $Y$ , предназначенные для амплитудного квантования входных сигналов; ЭДУЗ — электронное дискретное устройство задержки, реализующее относительный временной сдвиг между анализируемыми сигналами; БВВК — блок выборки весовых коэффициентов, выполняющий формирование частотно-модулируемых импульсных последовательностей; БЛУ — блок логического умножения, предназначенный для выполнения операции взвешенного логи-

ческого умножения текущих ординат сигналов  $x(t)$  и  $y(t)$ ; БУ — блок управления, предназначенный для синхронизации работы узлов коррелометра; БРС — блок реверсивного счета, предназначенный для накопления и визуализации значений ординат корреляционной функции.

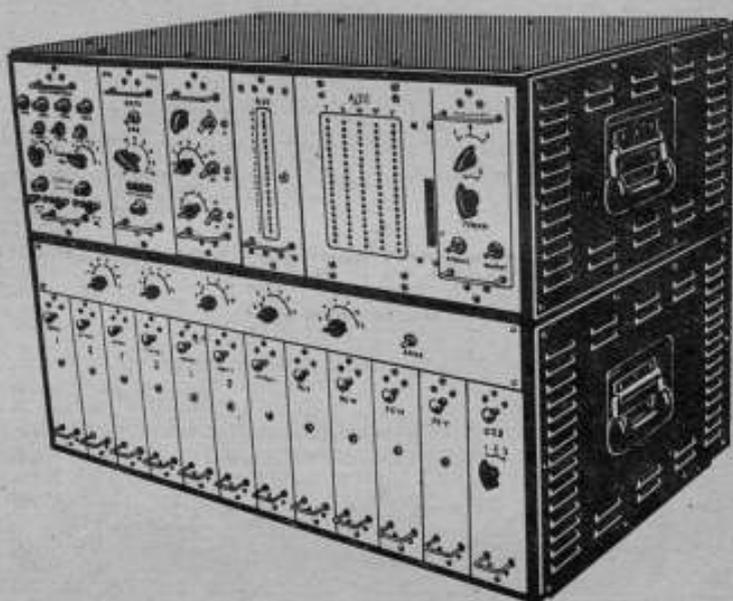


Рис. 1. Внешний вид квазимультимпликативного коррелометра

Коррелометр выполнен в виде двухканального специализированного вычислительного устройства. Уровни анализируемых сигналов при статистических исследованиях определяются областью применения аппаратуры и колеблются в пределах от десятков и сотен милливольт до единиц и десятков

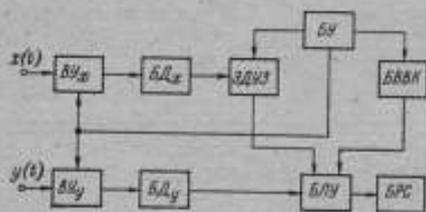


Рис. 2. Блок-схема коррелометра

вольт. Значительная разница в уровнях обрабатываемых сигналов выдвигает высокие требования к динамическому диапазону прибора. Известным способом сужения динамического диапазона аппаратуры является применение входных нормирующих устройств (масштабных преобразователей). В коррелометре, функциональная схема которого приведена на рис. 3, в качестве нормирующих устройств используются УПТ, построенные по принципу

МДМ. Изменение коэффициента усиления УПТ осуществляется реостатными делителями. Необходимое усиление контролируется с помощью светодечевого индикатора, расположенного на лицевой панели прибора. Выходные напряжения входных усилителей поступают в блок реле времени (БРВ), осуществляющего управляемый выбор интервалов интегрирования анализируемых случайных сигналов.

Управление осуществляется с помощью вынесенного на переднюю панель переключателя; БРВ осуществляет подключение выходов усилителей ко

входах дискриминаторов на промежутках времени, равный интервалу интегрирования.

Команда «Начало анализа» подается вручную нажатием кнопки «Пуск». Выбор различных интервалов интегрирования производится изменением коэффициента деления частоты задающего генератора. Делитель частоты выполнен на двоичном счетчике, выходы триггеров которого подсоединены к переключателю управления интервалами. Исполнительным элементом БРВ служит электромеханическое реле. Через контакты реле сигналы с выходов усилителей подаются на входы дискриминаторов ординат в течение времени, равного выбранному интервалу интегрирования.

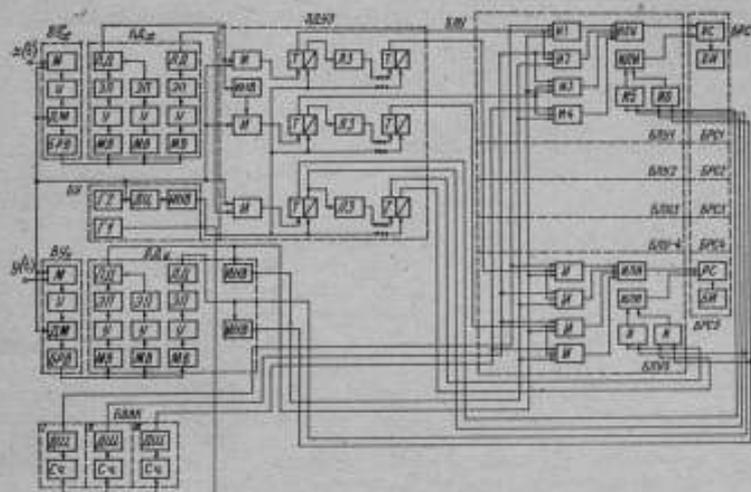


Рис. 3. Функциональная схема коррелометра

Тракт дискриминации коррелометра выполнен на пороговых устройствах. Пороговое устройство включает в себя мультивибратор на туннельном диоде, усилитель, эмиттерный повторитель и линейный детектор. При превышении входным сигналом уровня, на который настроено пороговое устройство, мультивибратор переходит в автоколебательный режим и вырабатывает импульсы с частотой 1 МГц; эти импульсы усиливаются и через эмиттерный повторитель поступают на детектор. Длительность огибающей импульсной последовательности на выходе линейного детектора определяет время пребывания сигнала выше уровня дискриминации. В каждом канале блока дискриминации имеется по три пороговых устройства, одно из которых выделяет информацию о пребывании сигнала в положительной или отрицательной области (дискриминатор знака). Пороги срабатывания двух других дискриминаторов настроены на определенные уровни той и другой полярности.

Сигналы с выхода дискриминатора канала X поступают в блок электронного устройства задержки (ЭДУЗ). Устройство задержки представляет собойдвигающийся регистр последовательного действия. Для каждого информативного канала существует определенный регистр: первый канал хранит информацию о времени пребывания сигнала в первом интервале, второй — во втором, а третий — о знаке текущей информации.

Сигналы с выхода дискриминатора канала Y поступают непосредственно в блок логического умножения (ВЛУ), который построен на схемах «И», определяющих длительности одновременного пребывания сигналов

$x(t)$  и  $y(t)$  в различных интервалах анализа, причем информация о сигнале  $x(t)$  поступает из ЭДУЗ с определенным временным сдвигом относительно  $y(t)$ . Количество интервалов анализа определяется полным набором возможных сочетаний интервалов дискриминации обоих каналов. При квантовании модулей входных сигналов по двум интервалам количество возможных сочетаний значений сигналов равно четырем, поэтому БЛУ содержит четыре схемы И1—И4, определяющие возможные сочетания интервалов дискриминации и, кроме того, две схемы И5—И6, определяющие время существования сигналов одной полярности; при несовпадении знаков сигналы на выходах обеих схем «И» отсутствуют.

Принципиальная невозможность одновременного появления ненулевых уровней на выходах любой пары из четырех схем совпадений позволяет использовать для накопления информации одно суммирующее устройство. К третьим входам схем совпадения БЛУ подключаются выходы соответствующих каналов блока выборки весовых коэффициентов (БВВК). Каждый канал БВВК строится на основе промежуточного счетчика, связанного с генератором тактовых импульсов. Назначением блока является выработка импульсных последовательностей с частотой следования импульсов, пропорциональной весовым коэффициентам интервалов анализа анализируемых случайных сигналов. Величины весовых коэффициентов  $\xi_{jI}$  интервалов анализа определяются динамическими диапазонами входных сигналов и их одномерными дифференциальными законами распределения.

Весовой коэффициент  $j$ -го интервала анализа определяется соотношением  $\xi_{jI} = (\eta_j)_X (\eta_j)_Y$ . Здесь  $(\eta_j)_X$ ,  $(\eta_j)_Y$  — передаваемые на выход амплитудного квантизатора уровни при выполнении условий  $\theta_j \leq x(t) < \theta_{j+1}$  и  $\theta_j \leq y(t) < \theta_{j+1}$ , где  $\theta_j$ ,  $\theta_{j+1}$ ,  $\theta_j$ ,  $\theta_{j+1}$  — границы  $j$ - и  $l$ -го интервалов квантования. Подробная методика определения весовых коэффициентов приводится в [2]. При выбранных весовых коэффициентах интервалов анализа находятся коэффициенты деления  $k_{jI}$  частоты следования импульсов каналов БВВК. Узел накопления коррелометра подсчитывает количество  $Q$  актов  $m_{jI}$  одновременного попадания мгновенных ординат сигналов в каждый интервал анализа при частоте опроса  $F$ ; с учетом веса каждого акта значение  $Q$  можно найти в виде (за счет симметрии законов распределения  $\xi_{12} = \xi_{21}$ )

$$Q = m_{11}\xi_{11} + m_{12}\xi_{12} + m_{21}\xi_{21} + m_{22}\xi_{22}. \quad (1)$$

Перепишем выражение (1) в таком виде:

$$Q = \left[ m_{11} \frac{1}{\xi_{22}/\xi_{11}} + m_{12} \frac{1}{\xi_{22}/\xi_{12}} + m_{21} \frac{1}{\xi_{22}/\xi_{21}} + m_{22} \right] \xi_{22}. \quad (2)$$

Смысл выражения (2) сводится к тому, что, дифференцируя частоты опроса по интервалам анализа, можно оценить каждый единичный акт одновременного попадания ординат сигналов в любой интервал анализа с одинаковым весом  $\xi_{22}$ ; при этом частоты опроса в каждом интервале распределяются следующим образом:

$$F_{11} = F \frac{1}{\xi_{22}/\xi_{11}}; \quad F_{12} = F_{21} = F \frac{1}{\xi_{22}/\xi_{12}}; \quad F_{22} = F. \quad (3)$$

Отсюда определяем коэффициенты деления  $k_{jI}$  частоты  $F$  для образования частот  $F_{jI}$ :

$$k_{11} = \frac{\xi_{22}}{\xi_{11}}; \quad k_{12} = k_{21} = \frac{\xi_{22}}{\xi_{12}}; \quad k_{22} = 1. \quad (4)$$

Обозначив  $m'_{jI} = m_{jI} \frac{1}{k_{jI}}$ , запишем корреляционный момент

$$R \left( \frac{T}{N} \mu_i \right) = \frac{Q}{T_{\text{н}} F} = \frac{[m'_{11} + m'_{12} + m'_{21} + m'_{22}]}{T_{\text{н}} F} \xi_{22}. \quad (5)$$

где  $T_n$  — интервал интегрирования. Перепишем выражение (5) в виде

$$R\left(\frac{T}{N} \mu_i\right) = m'_{11} \frac{1}{T_n F / \xi_{22}} + m'_{12} \frac{1}{T_n F / \xi_{22}} + m'_{21} \frac{1}{T_n F / \xi_{22}} + m'_{22} \frac{1}{T_n F / \xi_{22}}. \quad (6)$$

Заметим, что увеличение коэффициентов деления  $k_{ji}$  в  $T_n F / \xi_{22}$  раз позволяет обходиться при подсчете корреляционных моментов без апостериорного усреднения результата. Коэффициенты деления частоты  $k_{ji}$  окончательно будут иметь вид

$$k'_{11} = k_{11} \frac{T_n F}{\xi_{22}} = \frac{T_n F}{\xi_{11}}; \quad k'_{12} = k'_{21} = \frac{T_n F}{\xi_{12}}; \quad k'_{22} = \frac{T_n F}{\xi_{22}}. \quad (7)$$

Таким образом, коэффициенты деления частоты каналов БВВК определяются длительностью интервала интегрирования, частотой тактового генератора и значением весового коэффициента выбранного интервала анализа. При этом счетный узел коррелометра определяет ненормированное значение корреляционного момента. Частота следования импульсов тактового генератора выбирается из следующих соображений. Исходя из ширины спектра подлежащих обработке на коррелометре случайных сигналов (рассматриваемый прибор предназначен для анализа сигналов с  $\Delta F = F_n - F_n \cong \cong 10$  Гц), определяем величину максимального интервала корреляции. При этом полагаем, что случайные сигналы представляют собой «белый шум», прошедший через идеальный фильтр нижних частот с частотой среза  $F_n$ . Спектральная мощность шума постоянна на всем диапазоне частот. Тогда максимальный интервал корреляции

$$\tau_{\max} = \frac{1}{\epsilon \Delta F}, \quad (8)$$

где  $\epsilon$  — уровень нормированной корреляционной функции при  $\tau_{\max}$ . Выбран с запасом  $\epsilon = 0,0025$ , найдем  $\tau_{\max} \approx 12,75$  с. При этом достаточная для большинства случаев длительность реализаций исследуемых случайных процессов  $T_n \tau_{\max} \approx (30 + 40) \tau_{\max} \approx (400 + 500)$  с.

При выбранной максимальной длительности реализации исходного процесса найдем частоту задающего генератора БВВК. Для этого примем объем счета  $A = 2^{12} - 1$  и рассмотрим случай обработки коррелометром неслучайной функции случайного аргумента

$$x(t) = a \sin(\omega t + \varphi), \quad (9)$$

где  $a$  и  $\omega$  — соответственно неслучайная амплитуда и частота колебания;  $\varphi$  — случайная фаза, равномерно распределенная в пределах  $\pm \pi$ :

$$W(\varphi) = \begin{cases} 1/2\pi, & \pi > \varphi \\ 0, & \pi < \varphi \end{cases}. \quad (10)$$

Максимально допустимая частота генератора БВВК при обработке сигнала с антимодальным распределением выбирается исходя из того, что наибольшие значения  $W(x)$  расположены в точках максимальных значений сигнала. Иными словами, при обработке сигнала (9) наиболее вероятными весовыми коэффициентами на входе счетчика будут  $\xi_{22}$ , что приведет к наиболее быстрому заполнению его объема. Найдем вероятность появления на входе счетчика всех возможных коэффициентов интервалов анализа  $\xi_{ji}$ , для этого подсчитаем вероятность попадания сигнала в интервалы квантования. Учитывая, что закон распределения нормированного сигнала (9) записывается в виде

$$W(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \sqrt{1-x^2}}, & |x| < 1 \\ 0, & |x| > 1, \end{cases} \quad (11)$$

находим (см. рис. 4):

$$p_1 (0 < |x| \leq 0,5) = 2 \int_0^{0,5} \frac{dx}{\pi \sqrt{1-x^2}} = \frac{1}{3};$$

$$p_2 (0,5 < |x| \leq 1) = 1 - p_1 = \frac{2}{3}.$$

Тогда вероятность появления на входе счетчика кодовой комбинации с весом  $\xi_{11}$  составит  $p_{11} = p_1^2 = 1/9$ ; соответственно  $p_{12} + p_{21} = 2p_1p_2 = 4/9$ ,  $p_{22} = p_2^2 = 4/9$ . Как следует из приведенных расчетов,  $1/9$  длительности

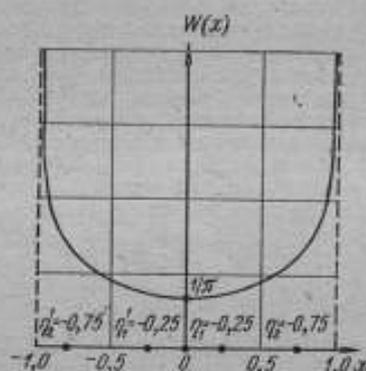


Рис. 4. Дифференциальный закон распределения гармонического сигнала

реализации при обработке сигнала (9) будет сопровождаться действием на входе счетчика кодовых комбинаций с весом  $\xi_{11}$  и по  $\frac{4}{9} T_n$  — действием кодовых комбинаций с весами  $\xi_{12} = \xi_{21}$  и  $\xi_{22}$ . С учетом (4) действие на входе счетчика кодовой комбинации с весом  $\xi_{11}$  в течение  $\frac{1}{9} T_n = T_{11}$  эквивалентно действию кодовой комбинации с весом  $\xi_{22}$  в течение  $\frac{1}{k_{11}} T_{11}$ ; соответственно действие кодовой комбинации с весом  $\xi_{12} = \xi_{21}$  в течение  $T_{12} = \frac{4}{9} T_n$  может быть заменено действием комбинации с весом  $\xi_{22}$  в течение  $\frac{1}{k_{12}} T_{12}$ . Определим эквивалентную длительность реализации

$$T_{\text{экв}} = \frac{1}{k_{11}} T_{11} + \frac{2}{k_{12}} T_{12} + T_{22} = \frac{T_n}{9} \left( \frac{1}{k_{11}} + \frac{4}{k_{12}} + 4 \right). \quad (12)$$

Выбрав  $\eta_j$  в виде

$$\eta_j = r(\theta_j + \theta_{j+1}) \quad (13)$$

и, положив  $r = 0,5$  (случай равномерного квантования по выходу), подставляем значения коэффициентов

$$k_{11} = \frac{\xi_{22}}{\xi_{11}} = \left( \frac{\eta_2}{\eta_1} \right)^2 = 9; \quad k_{12} = \frac{\xi_{22}}{\xi_{12}} = \frac{\eta_2}{\eta_1} = 3.$$

Подставив результаты в (12), находим

$$T_{\text{эжв}} = 0,51 T_{\text{н}}. \quad (14)$$

С учетом (14) определим частоту задающего генератора БВВК

$$F_3 = \frac{A}{T_{\text{эжв}}} \approx 1 \text{ кГц.}$$

Частота  $F_3$  вырабатывается генератором Г1 блока управления (БУ). Блок управления содержит также генератор Г2 для сдвига информации в регистрах ЭДУЗ. Интервалы временных задержек, обеспечиваемых устройством задержки, определяются двумя факторами: частотой следования  $F_c$  импульсов сдвига (частотой временной дискретизации входных сигналов) и номинальным количеством  $n$  триггерных ячеек в каждом канале ЭДУЗ; тогда с учетом (8) можно записать

$$\frac{1}{n \epsilon \Delta F} = (n-1) \cdot \frac{1}{F_c}.$$

Следовательно, максимальный интервал задержки, обеспечиваемый ЭДУЗ, тем больше, чем ниже частота следования импульсов сдвигов и больше количество ячеек в каналах ЭДУЗ. Кроме того, параметр  $n$  определяет полное количество ординат корреляционной функции, которое может быть измерено коррелометром. Для большинства приложений вполне достаточным оказывается измерение 20 + 40 точек корреляционной функции. Выбирая  $n = 40$  и учитывая  $\tau_{\text{max}} = 12,75$  с, найдем  $F_c = n(n-1) \epsilon \Delta F \approx 3$  Гц. При этом шаг измерения корреляционной функции, т. е. наименьший временной интервал между соседними ее значениями, составит

$$\Delta \tau_1 = \frac{\tau_{\text{max}}}{n-1} = \frac{1}{A} \approx 333 \text{ мс. } ]$$

Для уменьшения шага измерения  $\Delta \tau$  (для более подробного анализа сигналов в генераторе Г2 предусмотрено увеличение частоты следования сдвигающих импульсов до 65 Гц и 1,3 кГц).

Из БЛУ результат перемножения (длительности одновременного пребывания сигналов  $x(t)$  и  $y(t)$  в различных интервалах анализа, заполненные импульсными последовательностями с частотой, пропорциональной весовым коэффициентам интервалов анализа) поступает на реверсивный счетчик. Реверсом счетчика управляет сигнал, несущий информацию о знаковом соотношении коррелируемых процессов, полученный в БЛУ на схемах И5—И6. На выходе одной схемы «И» выделяется сигнал, определяющий время совпадения положительных, а на выходе другой — отрицательных полярностей входных сигналов. Таким образом, появление отличного от нуля потенциала на выходе схемы сборки «ИЛИ», подключенной к выходам схем И5—И6, свидетельствует о положительной полярности мгновенного произведения входных сигналов. Этот потенциал устанавливает длительность режима вычитания.

Коррелометр содержит пять схем логического умножения и пять счетных узлов. Таким образом, прибором одновременно измеряется пять точек корреляционной функции. Индикация результата осуществляется световыми диодами, включенными в плечи триггеров счетчика.

Следует отметить, что специфической погрешностью квазимультимпликативного коррелометра с частотно-модулированными весовыми коэффициентами является погрешность, обусловленная нецелочисленными значениями коэффициентов деления частоты следования импульсов каналов БВВК. Коэффициенты деления  $k_{\mu}$  рассчитываются по соотношению (7). При этом в общем случае могут получиться дробно-рациональные числа, введение

которых в корреломер оказывается затруднительным. Оператору приходится округлять в этом случае значения  $k'_{jt}$  до ближайшего целого числа, что вызывает появление погрешности измерения  $R_{xx}^* \left( \frac{T}{N} \mu \right)$ .

Запишем  $k'_{jt}$ , вычисленные по формулам (7), в следующем виде:

$$k'_{jt} = \begin{cases} \Omega [k'_{jt}] + \lambda [k'_{jt}], & \lambda [k'_{jt}] < 0,5 \\ \Omega [k'_{jt}] - \lambda [k'_{jt}], & \lambda [k'_{jt}] > 0,5, \end{cases} \quad (15)$$

где  $\lambda [k'_{jt}]$  — дробная часть величины  $k'_{jt}$ .

$$0 \leq \lambda [k'_{jt}] < 1.$$

Функция  $\Omega [k'_{jt}]$  определяется следующим образом:

$$\Omega [k'_{jt}] = \begin{cases} \text{Ent} [k'_{jt}], & \lambda [k'_{jt}] < 0,5 \\ \text{Ent} [k'_{jt} + 1], & \lambda [k'_{jt}] > 0,5, \end{cases} \quad (16)$$

где  $\text{Ent} [k'_{jt}]$  — целая часть (антье) величины  $k'_{jt}$ .

Ордината корреляционной функции (при  $\mu = \mu_i$ ) может быть измерена на основании алгоритма

$$R_{xy}^* \left( \frac{T}{N} \mu_i \right) = \sum_{j=1}^S \sum_{l=1}^S m_{jl} \frac{1}{k'_{jl}}. \quad (17)$$

При дробно-рациональных  $k'_{jt}$  выражение (17) с учетом (15) и (16) запишется в виде:

$$R_{xy}^{**} \left( \frac{T}{N} \mu_i \right) = \sum_{j=1}^S \sum_{l=1}^S m_{jl} \frac{1}{\Omega [k'_{jl}]}. \quad (18)$$

Абсолютная погрешность измерения ординаты функции корреляции за счет  $k'_{jt} \neq 1, 2, 3, \dots$  определится из соотношения

$$\Delta_k = R_{xy}^* \left( \frac{T}{N} \mu_i \right) - R_{xy}^{**} \left( \frac{T}{N} \mu_i \right) = \sum_{j=1}^S \sum_{l=1}^S m_{jl} \frac{\Omega [k'_{jl}] - k'_{jl}}{\Omega [k'_{jl}] \cdot k'_{jl}}. \quad (19)$$

Числитель дроби в (19) на основании (15) и (16) примет вид

$$\Omega [k'_{jt}] - k'_{jt} = \begin{cases} \text{Ent} [k'_{jt}] - k'_{jt} = -\lambda [k'_{jt}], & \lambda [k'_{jt}] < 0,5 \\ \text{Ent} [k'_{jt} + 1] - k'_{jt} = 1 - \lambda [k'_{jt}], & \lambda [k'_{jt}] > 0,5, \end{cases} \quad (20)$$

а знаменатель

$$k'_{jt} \Omega [k'_{jt}] = \begin{cases} k'_{jt} \text{Ent} [k'_{jt}], & \lambda [k'_{jt}] < 0,5 \\ k'_{jt} [\text{Ent} (k'_{jt} + 1)], & \lambda [k'_{jt}] > 0,5. \end{cases} \quad (21)$$

Тогда выражение для абсолютной погрешности  $\Delta_k$  может быть представлено как

$$\Delta_k = \sum_{j=1}^S \sum_{l=1}^S \left[ m_{jl} \begin{cases} \frac{-\lambda [k'_{jl}]}{k'_{jl} \text{Ent} [k'_{jl}]}, & \lambda [k'_{jl}] < 0,5 \\ \frac{1 - \lambda [k'_{jl}]}{k'_{jl} [\text{Ent} k'_{jl} + 1]}, & \lambda [k'_{jl}] > 0,5. \end{cases} \right] \quad (22)$$

Относительная погрешность измерения ординат функции корреляции может быть получена в виде отношения правой части выражения (22) и алгоритма (17), т. е.

$$\Delta'_k = \frac{\sum_{j=1}^S \sum_{l=1}^S \left[ m_{jl} \begin{cases} \frac{-\lambda [k'_{jl}]}{k'_{jl} \text{Ent} [k'_{jl}]}, & \lambda [k'_{jl}] < 0,5 \\ \frac{1 - \lambda [k'_{jl}]}{k'_{jl} [\text{Ent} k'_{jl} + 1]}, & \lambda [k'_{jl}] > 0,5 \end{cases} \right]}{\sum_{j=1}^S \sum_{l=1}^S m_{jl} \frac{1}{k'_{jl}}} \cdot 100\%. \quad (23)$$

Для примера вычислим погрешность  $\Delta'_k$  при измерении нулевой ординаты автокорреляционной функции гармонического сигнала со случайной фазой, имеющего амплитуду 3,15 В и частоту  $f = 10$  Гц. Время измерения примем равным десяти периодам синусоиды. Выходные уровни квантизаторов (см. рис. 4):

$$|\eta'_1| = |\eta_1| = 0,25 \cdot 3,15 = 0,78 \text{ В};$$

$$|\eta'_2| = |\eta_2| = 0,75 \cdot 3,15 = 2,36 \text{ В}.$$

Весовые коэффициенты интервалов анализа при  $\tau = 0$

$$\xi_{11} = (\eta_1)^2 = 0,605 \text{ В}^2;$$

$$\xi_{12} = 0;$$

$$\xi_{22} = (\eta_2)^2 = 5,55 \text{ В}^2.$$

Коэффициенты деления  $k'_{jl}$  при частоте генератора  $F_g = 10^3$  Гц составят

$$k'_{11} = \frac{TF_g}{\xi_{11}} = 1655; \quad k'_{22} = \frac{TF_g}{\xi_{22}} = 180.$$

При этом  $m_{11} = \frac{TF_g}{3} = 333$ ,  $m_{22} = \frac{2TF_g}{3} = 667$ . Учитывая, что реально выполненный БВВК имеет набор коэффициентов деления  $2 \div 30$ , введем масштабный коэффициент  $z$  таким образом, чтобы получить  $(k'_{jl})_{\min} = 2$ . Поэтому выберем  $z = 90$ . Тогда коэффициенты деления будут соответственно равны  $k'_{11} = 18,35$ ;  $k'_{22} = 2,0$ . Так как  $\lambda [k'_{22}] = 0$ , а  $\lambda [k'_{11}] <$

$< 0,5$ , то величину относительной погрешности согласно (23) можно найти из соотношения

$$\Delta'_k = \frac{-m_{11} \frac{\lambda [k_{11}^*]}{k_{11}^* \text{Ent } k_{11}^*}}{m_{11} \frac{1}{k_{11}} + m_{22} \frac{1}{k_{22}}} \cdot 100\%. \quad (24)$$

Подставив в (24) значения  $m_{11}$  и  $k_{11}^*$ , вычислим  $\Delta'_k = -0,1\%$ .

Отрицательное значение относительной погрешности говорит о превышении измеренной нулевой ординаты (дисперсии) сигнала ее величины, ожидаемой при подстановках  $k_{11}^*$  в (17) без округления.

Коррелометр, построенный по рассмотренной схеме, был использован для статистических исследований турбулентности в гидродинамической трубе, при исследованиях генератора шумовых процессов и измерения фазовых сдвигов регулярных низкочастотных сигналов в присутствии аддитивной помехи. Результаты испытаний подтвердили, что разработанный прибор может найти широкое применение в различных областях статистического анализа.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коатик Е. Д., Пнастро В. П., Яраловши Р. В. Новый принцип построения автоматических корреляторов. — «Труды метрологических институтов СССР», 1968, вып. 98 (158), М.-Л., с. 182—189.
2. Коровкин Е. И., Пнастро В. П., Сидоренко В. В. Преобразование измерительной информации при корреляционных измерениях. — «Автоматрия», № 6, 1970, с. 35—38.

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

УДК 621.3.082.2 : 389

Л. А. СЕМЕНОВ, А. И. ПЕТУНОВА, Н. П. УШАКОВ  
ВНИИМ

#### ОБ ОТРАСЛЕВОМ ПОДХОДЕ К МЕТРОЛОГИЧЕСКОМУ ОБЕСПЕЧЕНИЮ ГИДРОФИЗИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

За последние годы резко увеличился объем измерений при проведении гидрофизических исследований. Соответственно вырос парк измерительных приборов, изменился его качественный состав; повысились требования к точности, чувствительности, быстродействию и другим метрологическим характеристикам средств измерений. В то же время наблюдается значительный разрыв между разработкой средств измерений и их метрологическим обеспечением. Хотя, как показывает опыт, ни создание, ни сколько-нибудь эффективное использование измерительной техники невозможны без опережающего развития метрологической базы. Характерные для рабочих средств гидрофизических измерений тяжелые условия эксплуатации (коррозия, биологическое обрастание, давление толщи воды, резкие колебания параметров окружающей среды и т. п.) с особой остротой выдвигают задачу обеспечения единства гидрофизических измерений.

Исследования системы метрологического обеспечения гидрофизических измерений показали, что с учетом современных тенденций развития метрологической службы и перспектив развития рабочих средств измерений целе-

сообразен переход к отраслевому принципу организации метрологической службы в министерствах и ведомствах, занимающихся проведением гидрофизических исследований на основе отраслевых поверочных схем и типовых поверочных лабораторий.

Являясь основным документом, поверочные схемы устанавливают соотношение эталонов, образцовых и рабочих средств измерений, методы и точность передачи размеров единиц физических величин от них рабочим средствам измерений.

ГОСТ 8.061—73 «Государственная система обеспечения единства измерений. Содержание и построение поверочных схем» устанавливает только два вида поверочных схем: общесоюзные и локальные. Общесоюзные поверочные схемы разрабатываются обычно одновременно с государственным эталоном, подготовляемым к утверждению, или самостоятельно — для средств измерений массового, общепромышленного применения, и утверждаются в качестве государственных стандартов.

Локальные поверочные схемы составляются ведомственными метрологическими службами предприятий, лабораториями государственного надзора для узкоспециализированных нужд и утверждаются руководителем предприятия или службы Госнадзора.

Ввиду того, что гидрофизические измерения представляют собой целую отрасль деятельности, узаконенные стандартом виды поверочных схем не учитывают специфику комплексных гидрофизических исследований, заключающуюся, во-первых, в том, что при проведении исследований и измерений в морях и океанах участвует значительное количество предприятий и организаций, и, во-вторых, что при этих исследованиях используются средства измерений, получившие применение только в этих предприятиях и организациях. Эти обстоятельства послужили основанием для ввода нового вида поверочных схем — отраслевых поверочных схем.

Отраслевые поверочные схемы должны разрабатываться на рабочие средства измерений, имеющие отличия от приборов общего назначения метрологические характеристики и принципы действия, и на поверочные схемы, не вошедшие в общесоюзные. Элементами такой поверочной схемы должны быть: исходные образцовые средства измерений или рабочие эталоны (на верхней ступени); образцовые средства измерений и рабочие средства измерений.

Образцовые средства измерений могут выбираться из числа средств измерений, прошедших государственные испытания и внесенных в Государственный реестр мер и измерительных приборов или представлять собой уникальные (специальные) средства измерений, аттестованные в качестве образцовых.

Отраслевые поверочные схемы должны разрабатываться и утверждаться в качестве отраслевых стандартов. Утверждение отраслевого стандарта, согласно ГОСТ 1.0—68, производится министерством или ведомством, являющимся ведущим в производстве или эксплуатации данного вида продукции, по согласованию с Госстандартом СССР.

Если внедрение отраслевых поверочных схем правомерно уже сейчас, то организация отраслевых метрологических служб связана с решениями и обработкой правовых вопросов, вопросов научно-технического взаимодействия многих ведомственных служб и может быть осуществлена путем создания сети междуведомственных (отраслевых) поверочных лабораторий. В обязанности таких поверочных лабораторий должно входить метрологическое обслуживание предприятий и организаций, занимающихся измерениями в морях и океанах и расположенных в конкретном экономическом районе.

С учетом номенклатуры метрологических характеристик и условий эксплуатации гидрофизических средств измерений можно предложить вариант типовой (базовой) поверочной лаборатории гидрофизических средств измерений (БПЛ), в состав которой входят следующие отделения измерений:

- I — атмосферного, гидростатического и гидродинамического давлений;
- II — скорости и направления водного и воздушного потоков;
- III — температуры воздуха и воды;

IV — физико-химических измерений (влажности воздуха, плотности воды и измерений концентраций газовых смесей);

V — электрической проводимости воды;

VI — солнечной радиации;

VII — акустических измерений.

По ориентировочным данным такая БПЛ должна быть оснащена 48 единицами образцового оборудования, из которых около 50% уже освоено в производстве, и иметь площадь (без вспомогательных помещений) около 1500 м<sup>2</sup> (включая ~500 м<sup>2</sup> — бассейн для проведения поверки, градуировки и испытаний акустических измерительных преобразователей).

Поступила в редакцию 18/IV 1975 г.

УДК 551.46.083.089.62

Л. А. СЕМЕНОВ, Н. П. УШАКОВ

ВНИИМ

### ОПТИМАЛЬНОЕ РАЗМЕЩЕНИЕ ОБРАЗЦОВЫХ СРЕДСТВ ГИДРОФИЗИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Рассредоточенность средств измерений гидрофизических параметров, высокая стоимость поверочного оборудования и жесткие требования к его размещению существенно затрудняют организацию эффективного метрологического обслуживания. Статья посвящена вопросу сокращения затрат, связанных с организацией и функционированием сети поверочных органов за счет их рационального размещения. В проектных расчетах широкое применение нашел метод сравнения возможных вариантов размещения на основе приведенных затрат [1]. Показатели затрат применительно к поверочной сети рассчитываются по формуле

$$C = S_{\text{пов.}} + E_{\text{н}}K + S_{\text{тр.}} \quad (1)$$

где  $S_{\text{пов.}}$  — себестоимость поверки;  $K$  — капитальные вложения на приобретение и размещение оборудования;  $E_{\text{н}}$  — нормативный коэффициент эффективности, равный 0,12;  $S_{\text{тр.}}$  — транспортные затраты.

Как видно из (1), при концентрации поверки возрастает составляющая транспортных затрат, а при рассредоточении пунктов поверки — составляющая капитальных затрат.

Нахождение наилучшего сочетания этих факторов по совокупности выбранных пунктов поверки и потребителей позволит определить рациональный вариант размещения поверочного оборудования. Наиболее просто такая задача решается с использованием модели транспортной задачи линейного программирования [2, 4]. Однако в этой модели не учитывается целый ряд существенных факторов (наличие одновременных затрат на организацию поверки, нелинейность зависимости затрат от объема поверки, дискретность изменения мощности поверочных лабораторий и др.), поэтому результаты решения по модели транспортной задачи могут быть использованы для расчетов лишь на предварительных этапах исследований. Получение более обоснованных результатов и рекомендаций возможно при решении задачи целочисленного линейного программирования.

Рассмотрим модель задачи целочисленного линейного программирования для  $k$  типов средств измерений. Пусть элементы множества  $J = (1, 2, 3, \dots, l, \dots, N)$  суть места дислокации рабочих средств измерений. В каждом пункте находится  $b_{jk}$  приборов  $k$ -го типа ( $k = 1, 2, \dots, l$ ), для которого установлен межповерочный интервал  $\tau_k$ . Величина межповерочного интервала в зависимости от типа средства измерений может меняться в широких пределах (от нескольких месяцев до нескольких лет). Поэтому реальное

число приборов  $k$ -го типа за год, поступающих в поверку из пункта  $i$ , определяем по формуле:

$$B_{ik} = \frac{b_{ik}}{\tau_k}. \quad (2)$$

На множестве  $g = (1, 2, 3, \dots, j, \dots, M)$  определены места возможного размещения образцовых средств. В каждом пункте  $j$  поверочная лаборатория может быть представлена  $r = m + 1$  дискретными вариантами развития, где  $m$  — минимально необходимое число образцовых средств измерений для осуществления поверки всего объема приборов  $k$ -го типа. Обозначим объем поверки средства измерений  $k$ -го типа в пункте  $j$  при варианте развития поверочной лаборатории  $r$  через  $\bar{a}_{jk}^r$ , приведенные затраты на поверку —  $C_{jk}^r$ , затраты на транспортировку каждого средства измерения из  $i$  в  $j$  —  $S_{ijk}$ , интенсивность потока приборов из  $i$  в  $j$  —  $x_{ijk}$ . Условие полного удовлетворения потребности поверки в каждом из пунктов  $i$  запишем в виде

$$\sum_{j=1}^M x_{ijk} = B_{ik}. \quad (3)$$

Так как различные варианты развития поверочной лаборатории взаимно исключают друг друга, для удобства введем в рассмотрение функцию

$$Z_{ik}^r = \begin{cases} 0, & \text{если } r \neq m_j^r + 1 \\ 1, & \text{если } r = m_j^r + 1 \end{cases} \quad \text{при } m_j^r = \overline{0, m}. \quad (4)$$

Дополнив условия (2)–(4) требованием минимизации общей суммы годовых затрат на поверку и доставку средств измерений, получим экономико-математическую модель поставленной задачи.

$$\begin{cases} C_{\text{оп}} = \sum_{k=1}^l \sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^{m+1} \bar{a}_{jk}^r C_{jk}^r Z_{ik}^r + \sum_{k=1}^l \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M S_{ijk} x_{ijk} \rightarrow \min; \\ \sum_{j=1}^M x_{ijk} = B_{ik}; \\ Z_{ik}^r = \begin{cases} 0, & \text{если } r \neq m_j^r + 1 \\ 1, & \text{если } r = m_j^r + 1 \end{cases} \quad \text{при } m_j^r = \overline{0, m}. \end{cases} \quad (5)$$

Однако при подготовке статистических данных и при решении указанной задачи возникают трудности информационного и технического порядка. Так, в ряде случаев большие затруднения вызывает определение показателей транспортных затрат из-за отсутствия общепринятой методики расчетов, неопределенности места эксплуатации средств измерений, их количества или расстояний перевозок. Производственные показатели (затраты на поверку  $S_{\text{пов}}$ ) также не удается точно определить из-за разного технического состояния средств измерений, неравномерности их поступления в поверку, различий в квалификации поверителей и т. п. Кроме того, заметим, что указанные задачи большой размерности часто не поддаются решению строгими методами, поэтому при решении практических задач в первую очередь принимают меры для сокращения размерности.

Наиболее просто размерность задачи может быть сокращена путем группирования потребностей в поверке однотипных средств измерения ( $B_{ik}$ ), предприятий, расположенных поблизости друг от друга. Такой способ может сократить объем подготовительной работы почти в два раза. Однако эффективнее задача будет решаться в том случае, если ее удастся расчленить на более мелкие зоны обслуживания. Границы зон обслуживания целесообразно

определять, пользуясь приемлемыми для практики соотношениями между транспортными затратами и затратами на поверку средств измерений различных классов точности. Затраты на поверку  $S_{пов}$  определяются на основе существующих методик и норм. На рис. 1 показано влияние точности средств измерений на себестоимость поверки. Транспортные затраты  $S_{тр}$  определяются в соответствии с рекомендациями [5] и имеют линейную зависимость от протяженности маршрута, т. е.

$$S_{тр} = AR, \quad (6)$$

где  $A$  — удельные затраты на транспортировку средств измерений, руб./км;  $R$  — протяженность возможных перевозок, км.

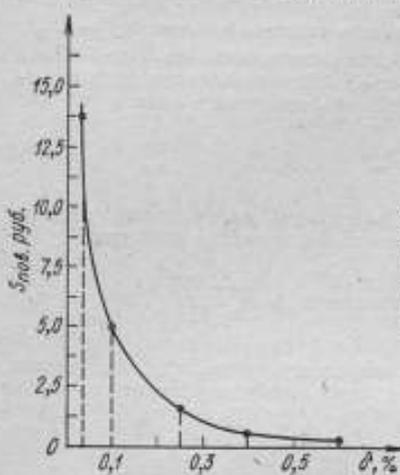


Рис. 1

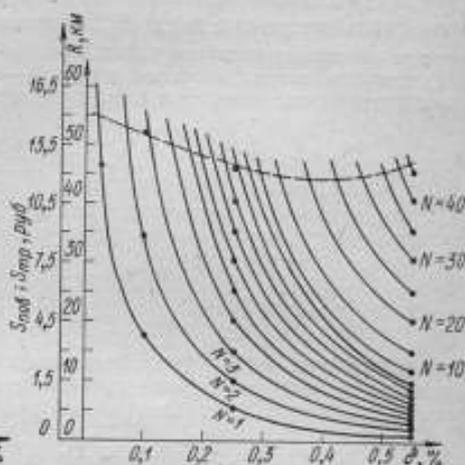


Рис. 2

В общем случае можно записать, что

$$S_{тр} = k' S_{пов}, \quad (7)$$

где  $k'$  — коэффициент, определяющий, какую долю от  $S_{пов}$  составляет  $S_{тр}$ . В результате исследований для одного экономического района предельным случаем  $S_{тр}$  является соотношение  $S_{тр} = S_{пов}$ . Так как величина приведенных транспортных затрат (затрат на единицу средств измерений)

$$S_{тр. \text{ при } N} = \frac{S_{тр}}{N}, \quad (8)$$

то коэффициент  $k'$  в (7) является величиной, обратной количеству средств измерений  $N$ , перевозимых в одной партии. Поэтому можно увязать величины  $S_{тр}$ ,  $S_{пов}$ ,  $N$ ,  $R$ ,  $\delta$  в одну номограмму, представленную на рис. 2. Пунктирной кривой отмечена область, в пределах которой целесообразно рассматривать изменение указанных величин.

Одним из показателей работы поверочных лабораторий является время изъятия приборов из эксплуатации, равное

$$T_{из} = t_{тр} + t_{пов} + t_{ож}, \quad (9)$$

где  $t_{тр}$  — среднее суммарное время транспортировки средства измерений до пункта поверки;  $t_{пов}$  — среднее суммарное время поверки приборов в лаборатории;  $t_{ож}$  — среднее суммарное время ожидания поверки в лаборатории.

Время транспортировки средств измерения пропорционально расстоянию между поверочной лабораторией и потребителем. Время поверки указывается в нормативных документах, оно не зависит от варианта размещения, и поэтому его можно из рассмотрения исключить.

Время ожидания начала поверки зависит от интенсивности потока средств измерений на поверку в пункт  $j$ , числа образцовых установок в этом пункте и дисциплины обслуживания. Пользуясь [3], запишем среднее время ожидания

$$t_{ож} = \frac{P_m}{m\mu - \lambda}, \quad (10)$$

где  $P_m$  — вероятность того, что все образцовые средства заняты поверкой;  $\lambda$  — среднее число приборов, поступающее на поверку в единицу времени;  $\mu$  — величина, обратная  $t_{пов}$ .

Заменив в модели (5) затраты  $C$  и  $S$  на соответствующие затраты времени и дополнив условием (10), получим модель в процессе решения которой определятся пункты рационального размещения поверочных лабораторий и их специализация.

$$\left\{ \begin{array}{l} T_n = \sum_{k=1}^l \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N t_{ijk} x_{ijk} + \sum_{k=1}^l \sum_{r=1}^{m+1} \sum_{j=1}^M t'_{ож\ ijk} a'_{jk} Z'_{jk} \rightarrow \min; \\ \sum_{j=1}^M x_{ija} = B_{ia}; \\ t_{ож} = \frac{P_m}{m\mu - \lambda}; \\ Z'_{jk} = \begin{cases} 0, & \text{если } r \neq m'_j + 1 \\ 1, & \text{если } r = m'_j + 1 \end{cases} \text{ при } m'_j = \overline{0, m}. \end{array} \right. \quad (11)$$

Однако следует иметь в виду, что условие (10) имеет нелинейный характер, а недостатки модели (5) присущи и модели (11).

В связи с отсутствием точных методов решения задач нелинейного программирования для определения размещения поверочных органов также целесообразно использование приближенных методов. При решении задачи по модели (11) могут быть использованы графики затрат времени, аналогичные приведенным на рис. 1, 2.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Казакович Д. М. Производственно-транспортные модели в перспективном отраслевом планировании. М., «Экономика», 1972, 296 с.
2. Экономико-математические модели. Под ред. Н. Федоренко, М., «Мысль», 1969, 512 с.
3. Ушаков Н. П., Шестопалов Ю. Н. Оценка эффективности работы поверочных лабораторий. — «Измерительная техника», 1970, № 7, с. 72—73.
4. Вагнер Г. Основы исследования операций, М., «Мир», 1973, 604 с. с ил.
5. Рябцев Ю. А. Исследование и разработка методов определения оптимальной структуры и режима работы территориального органа метрологической службы с использованием теории массового обслуживания, Автореф. дисс., М., ВНИИМС, 1969.

Поступила в редакцию 18/IV—1975 г.

## СОДЕРЖАНИЕ

↓ Д. Ф. Тартаковский. Развитие системы метрологического обеспечения гидродинамических измерений	3
✓ А. Н. Муха. Оценка влияния параметрических эффектов на точность воспроизведения статистических характеристик температуры турбулентного потока термоприемником	5
А. М. Азизов. Анализ работы простейших термоприемников с учетом зависимости конвективного теплообмена от режима измерения	15
✓ А. Г. Иванова, С. А. Берзин. О методических ошибках традиционного подхода к определению динамических характеристик термоприемников	20
✓ В. Н. Хажуев. Методы и средства измерения удельной электрической проводимости жидкости	25
✓ М. Ю. Горина, Л. М. Тарасова. Исследование диффузионного потенциала, возникающего в симметричной гальванической цепи с переносом	32
✓ В. Н. Хажуев, В. И. Суворов. Работа преобразователей удельной электрической проводимости жидкостей в потоке	36
✓ Ю. С. Грачев, В. Н. Суворов, В. Н. Хажуев, И. В. Хахамов. Погрешности приборов для измерения пульсирующей удельной электрической проводимости	40
✓ В. Н. Хажуев. Новый преобразователь для измерения пульсирующей удельной электрической проводимости	45
✓ М. Ю. Горина, Н. П. Барабанова. Исследование стабильности и воспроизводимости потенциала хлорсеребряного электрода	47
✓ В. А. Кузьмин, А. И. Попов, Р. С. Слабнова. Влияние формы первичного измерительного преобразователя на результаты измерения турбулентных пульсаций	51
✓ Н. З. Сикельникова, М. Ю. Горина, А. Ф. Лаптева. Изоляционные покрытия для измерительных преобразователей термоанемометров	57
✓ Г. П. Болдырева, С. Ф. Чернов, Т. К. Плотникова. Работа измерительного преобразователя термоанемометра в мостах, питаемых синусоидальным током	59
✓ А. Н. Попов. Особенности динамических характеристик пленочных преобразователей	63
✓ Д. Я. Блантер, В. А. Кузьмин, А. И. Попов. Труба для градуировки измерителей малых скоростей воздушного потока	66
✓ А. М. Азизов, В. М. Домницкий, Д. Ф. Тартаковский. Влияние нелинейности измерительного преобразователя на точность измерения давления	69
✓ И. Я. Мальков, Ю. А. Киселев, Д. А. Селецкий. Использование кварцевых преобразователей ПСПП-80 для измерения переменного давления в инфразвуковом диапазоне частот	74
✓ Ю. А. Киселев, Е. Ш. Нудельман, В. М. Ильин. Тензометрический прибор для измерения гидростатических давлений	79

✓ В. А. Берзин. О точности оценок коэффициентов передаточной функции методом моментов . . . . .	81
✓ А. И. Походун. Корреляционный метод исследования характеристик гидродинамических полей при наличии периодических помех . . . . .	85
✓ В. А. Ваинова, Е. Н. Корожан, И. В. Лепина, А. Н. Назаретская, В. П. Пиастро. Квазиультипликативный коррелометр с частотно-модулированными весовыми коэффициентами . . . . .	91
✓ Л. А. Семенов, А. И. Петунова, Н. П. Ушаков. Об отраслевом подходе к метрологическому обеспечению гидрофизических измерений . . . . .	100
✓ Л. А. Семенов, Н. П. Ушаков. Оптимальное размещение образцовых средств гидрофизических измерений . . . . .	102
Рефераты публикуемых статей . . . . .	108

## РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.3.082.25 : 389

Развитие системы метрологического обеспечения гидродинамических измерений. Тартаковский Д. Ф. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 3—4.

Рассматривается состояние метрологического обеспечения гидродинамических измерений в стране. Определены основные направления развития системы метрологического надзора за средствами измерений и пути создания образцовой аппаратуры.

УДК 536.5.088.22 : 532.517.4

Оценка влияния параметрических эффектов на точность воспроизведения статистических характеристик температуры турбулентного потока термодатчиком. Мухомов А. Н. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 5—14.

Рассматривается погрешность воспроизведения математического ожидания и корреляционной функции температуры турбулентного потока простейшим термодатчиком. Учитывается, что параметр инерционности термодатчика  $\tau$  зависит от пульсаций скорости потока и коррелирован с входным температурным сигналом. Ил. 2. Библи. 4.

УДК 536.25

Анализ работы простейших термодатчиков с учетом зависимости конвективного теплообмена от режима измерения. Афанасьев А. М. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 15—20.

Рассматриваются вопросы статистической динамики измерительных преобразователей температуры в условиях зависимости конвективного теплообмена от режима измерения. Получена формула, позволяющая учитывать влияние переменной конвективного теплообмена на точность измерения дисперсии температуры среды. Табл. 2. Библи. 3.

УДК 536.53.088

О методических ошибках традиционного подхода к определению динамических характеристик термодатчиков. Иванова А. Г., Беран С. А. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области гидрофизических измерений», вып. 194 (254), 1976, с. 20—24.

Анализируются некоторые виды методических погрешностей определения динамических характеристик, не учитываемых в настоящее время существующими методами. На конкретных примерах показывается, как неучет методических погрешностей приводит к недостоверности получаемых моделей термодатчиков. Полученные выводы могут представить интерес также и в случае определения моделей, отличных от термодатчиков объектов. Ил. 2. Библи. 4.

УДК 541.133 : 532.5

Методы и средства измерения удельной электрической проводимости жидкости. Хажуев В. Н. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 25—32.

Проведен анализ современных измерителей средних и пульсационных значений удельной электрической проводимости (УЭП) жидкости. Предложена классификация методов и средств, даны рекомендации по построению образцовых средств. Ил. 2. Библи. 19.

УДК 541.136 : 532.5

Исследование диффузионного потенциала, возникающего в симметричной гальванической цепи с переносом. Горина М. Ю., Тарасова Л. М. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 32—35.

Описаны теоретические и экспериментальные исследования диффузионного потенциала, возникающего в симметричном гальваническом элементе, и рассмотрены условия, необходимые для его уменьшения. Табл. 2. Ил. 1. Библи. 5.

УДК 541.133 : 532.543

Работа преобразователей удельной электрической проводимости жидкости в потоке. Хажуев В. Н., Суворов В. И. «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 36—39.

Исследованы бесконтактные трансформаторно-мостовые и микроконтактные преобразователи удельной электрической проводимости (УЭП) жидкостей в потоке. Получены спектральные характеристики шумов преобразователей в доквантованном и квантовом режиме работы. Установлена зависимость показаний микроконтактных преобразователей УЭП от скорости потока. Ил. 4. Библ. 3.

УДК 541.133 : 532.5

Погрешности приборов для измерения пульсаций удельной электрической проводимости. Грачев Ю. С., Суворов В. И., Хажуев В. Н., Хахамов И. В. «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 40—45.

Рассматриваются структурные схемы бесконтактных трансформаторных преобразователей для измерения средних и пульсационных значений удельной электрической проводимости (УЭП) жидкости. Дан подробный анализ составляющих основной погрешности измерения. Ил. 2. Библ. 2.

УДК 541.133 : 532.517.6

Новый преобразователь для измерения пульсаций удельной электрической проводимости. — Хажуев В. Н. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 45—47.

Описывается капиллярный бесконтактный преобразователь трансформаторного типа повышенной точности для измерения пульсаций удельной электрической проводимости (УЭП), обеспечивающий измерение миллиамперных пульсаций УЭП (порядка 0,5—1 мк) в широком амплитудно-частотном диапазоне. Ил. 1. Библ. 3.

УДК 541.135.5

Исследование стабильности и воспроизводимости потенциала хлорсеребряного электрода. Горина М. Ю., Барабанова Н. П. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 47—50.

Изложены результаты исследования воспроизводимости и стабильности потенциала хлорсеребряных электродов в зависимости от площади поверхности и массы пористого слоя серебра, а также от температуры. Рассмотрен вопрос о влиянии воздуха и некоторых других условий. Ил. 2. Табл. 2. Библ. 9.

УДК 621.314 : 532.517.6.08

Влияние формы первичного измерительного преобразователя на результат измерения турбулентных пульсаций. Кузьмин В. А., Попов А. И., Слабкова Р. С. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 51—56.

Обычно при проектировании преобразователей стремятся обеспечить такие характеристики как чувствительность, частотный диапазон, надежность в работе. Однако при измерениях турбулентных пульсаций этого недостаточно.

На примере некоторых преобразователей показано, что искажения измеренного значения пульсаций при неправильном выборе формы могут достигать очень большой величины. Показано также, что для исследования этого явления недостаточно перемещать преобразователь в потоке, а нужны именно турбулентные пульсации. Ил. 9.

УДК 620.197.2 : 532.57

Изоляционные покрытия для измерительных преобразователей термометров. Сивельникова Н. Э., Горина М. Ю., Лапина А. Ф. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 57—59.

Описывается получение изолирующего покрытия  $\text{SiO}_2$  способом окунания в раствор тетраэтоксисилана. Приведены экспериментальные характеристики измерительного преобразователя. Ил. 3. Библ. 2.

УДК 621.317.733 : 532.5

Работа измерительного преобразователя в мостах, питаемых синусоидальным током. Боддырева Г. П., Чернов С. Ф., Плотникова Т. К. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области гидрофизических измерений», 1976, вып. 194 (254), с. 59—63.

Показано, что при питании измерительного моста термометра переменным током настройка на минимум первой гармоники выходного напряжения моста соответствует введению некоторого разбаланса по постоянной составляющей сопротивления преобразователя; это приводит к различию градуировочных характеристик измерительного преобразователя, снятых на постоянном и переменном токе. Ил. 2. Библ. 2.

**Особенности динамических характеристик пленочных преобразователей скорости и температуры.** Полюв А. И. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 63—65.

Динамические характеристики пленочного преобразователя существенно зависят от коэффициента теплопередачи, который в свою очередь зависит от режима работы преобразователя. Показано, что при измерениях скорости и температуры коэффициенты теплопередачи различны. В связи с этим косвенный метод определения инерционности пленочного преобразователя температуры дает неверные результаты.

Показано, что преобразователь с двумя пленками может удельноверительно компенсировать влияние температуры на показания термоэлемента. Ил. 1. Библ. 4.

УДК 53.089.6 : 681.118.4

**Труба для градуировки измерителей малых скоростей воздушного потока.** — Блантер Д. Я., Кузьмин В. А., Попов А. И. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 66—68.

Описана конструкция двухступенчатой аэродинамической трубы, предназначенной для градуировки и поверки измерителей малых скоростей воздушных потоков (до 5 м/с). Приведены результаты исследования поля скоростей большого и малого конфузоров, результаты измерения интенсивности турбулентных пульсаций в трубе.

Показано, что отношение скоростей в конфузорах равно отношению их площадей. Приведен пример градуировки термоэлемента в диапазоне скоростей 5—60 м/с. Ил. 3. Библ. 3.

УДК 531.787.087.92

**Влияние нелинейности измерительного преобразователя на точность измерения давления.** Азизов А. М., Домницкий П. М., Тартаковский Д. Ф. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 69—74.

Рассматривается влияние нелинейных эффектов на поведение сложного измерительного преобразователя давления. В качестве физической модели измерительного преобразователя принята модель одномерной трубки с мембраной. Получена формула, позволяющая оценить величайший эффект в первом приближении. Библ. 3.

УДК 531.787.087.92

**Использование кварцевых преобразователей ПСПП-80 для измерения переменного давления в инфракрасном диапазоне частот.** Мальков И. Я., Киселев Ю. А., Селецкий Д. А. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 74—78.

Проведены исследования в квазистатической камере, заполненной водой, на частотах от 0,01 до 100 Гц с применением типовых отечественных приборов (У1-6, Щ14)2, С1-19, Г3-16, МП-2,5 и др.). Переменное давление в камере создавалось пьезокерамическим излучателем ПСПП-160.

Показано, что чувствительность приемного тракта, состоящего из кварцевого преобразователя ПСПП-80 и электрометрического усилителя У1-6, в пределах погрешности измерений (2%) постоянна в частотном диапазоне 0,02—100 Гц. Абсолютная чувствительность (100 мВ/Па) определена с погрешностью 3%. Кварцевые преобразователи ПСПП-80 в комплексе с усилителем У1-6 и установка в целом рекомендуется для градуировки пьезоэлектрических преобразователей методом сравнения в частотном диапазоне 0,01—100 Гц. Табл. 4. Ил. 1. Библ. 5.

УДК 531.787 : 532,5

**Тензометрический прибор для измерения гидростатических давлений.** Киселев Ю. А., Нудельман Е. Ш., Ильин В. М. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), с. 79—81.

Описывается разработанный во ВНИИМ тензометрический прибор для измерения гидростатических давлений, состоящий из первичного измерительного преобразователя давления, усилителя постоянного тока, стабилизатора напряжения и микроамперметра, шкала которого проградуирована в единицах измеряемой величины. Специфика задачи измерения заключается в требовании полной незначительности первичного преобразователя, что послужило основанием для разработки модифицированного варианта тензорезистивного преобразователя типа ЛХ-419.

Приведены технические характеристики тензометрического прибора. Для дистанционного контроля работы прибора предусмотрена внутренняя калибровка. Разработанный прибор используется в качестве глубиномера с верхним пределом измерения 25 м. Ил. 2. Библ. 2.

УДК 517.9

О точности оценок коэффициентов передаточной функции методом моментов. Бердник В. А. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 81—85.

Рассматривается вопрос оценки точности определения коэффициентов передаточной функции линейного звена с помощью импульсного испытательного сигнала произвольной формы. Дается выражение для верхней границы среднего квадратического отклонения (с. к. о.) при определении этих коэффициентов. Ил. 1. Библи. 2.

УДК 532.5 : 519.272

Корреляционный метод исследования характеристик гидродинамических полей при наличии периодических помех. Походун А. И. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 85—91.

Рассматривается возможность использования корреляционного метода исследования характеристик гидродинамических полей при наличии периодических помех.

Приводятся обоснованные ряды алгоритмов, позволяющих определять корреляционные характеристики стационарных случайных сигналов на фоне периодических помех. Ил. 1. Библи. 2.

УДК 621.391.273

Квазимультимплексный коррелометр с частотно-модулированными весовыми коэффициентами. Ващенко В. А., Корюкин Е. И., Лепина Н. В., Назаретский А. Н., Пивестро В. П. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 91—100.

Рассматривается прибор для измерения корреляционных функций стационарных случайных сигналов инфразвукового диапазона частот, построенный по квазимультимплексному алгоритму.

Приводится функциональная схема коррелометра и принцип работы отдельных узлов.

Дается оценка погрешности измерения функции корреляции, обусловленной нецелочисленными значениями коэффициентов деления. Ил. 4. Библи. 2.

УДК 621.3.082.2 : 389.1

Об отраслевом подходе к метрологическому обеспечению гидрофизических измерений. Семенов Л. А., Петунова А. И., Ушаков Н. П. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 100—102.

Рассматриваются два аспекта отраслевого подхода к метрологическому обеспечению гидрофизических измерений: создание отраслевых поверочных схем, как научно-методической основы обеспечения единства гидрофизических измерений, и сети ведомственных (отраслевых) поверочных лабораторий.

Приводятся общие понятия и требования к отраслевым поверочным схемам и предлагается вариант типовой (базовой) поверочной лаборатории гидрофизических измерений.

УДК 551.45.083.089.62

Оптимальное размещение образцовых средств гидрофизических измерений. Семенов Л. А., Ушаков Н. П. — «Исследования в области гидрофизических измерений. Труды метрологических институтов СССР», вып. 194 (254), 1976, с. 102—105.

Показана возможность формализованного подхода при разработке сети поверочных органов на основе использования методов математического программирования. Приведены две модели для решения задач с различными целевыми функциями. Библи. 5, Ил. 2.

**ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ГИДРОФИЗИЧЕСКИХ  
ИЗМЕРЕНИЙ**

**Труды метрологических институтов СССР**

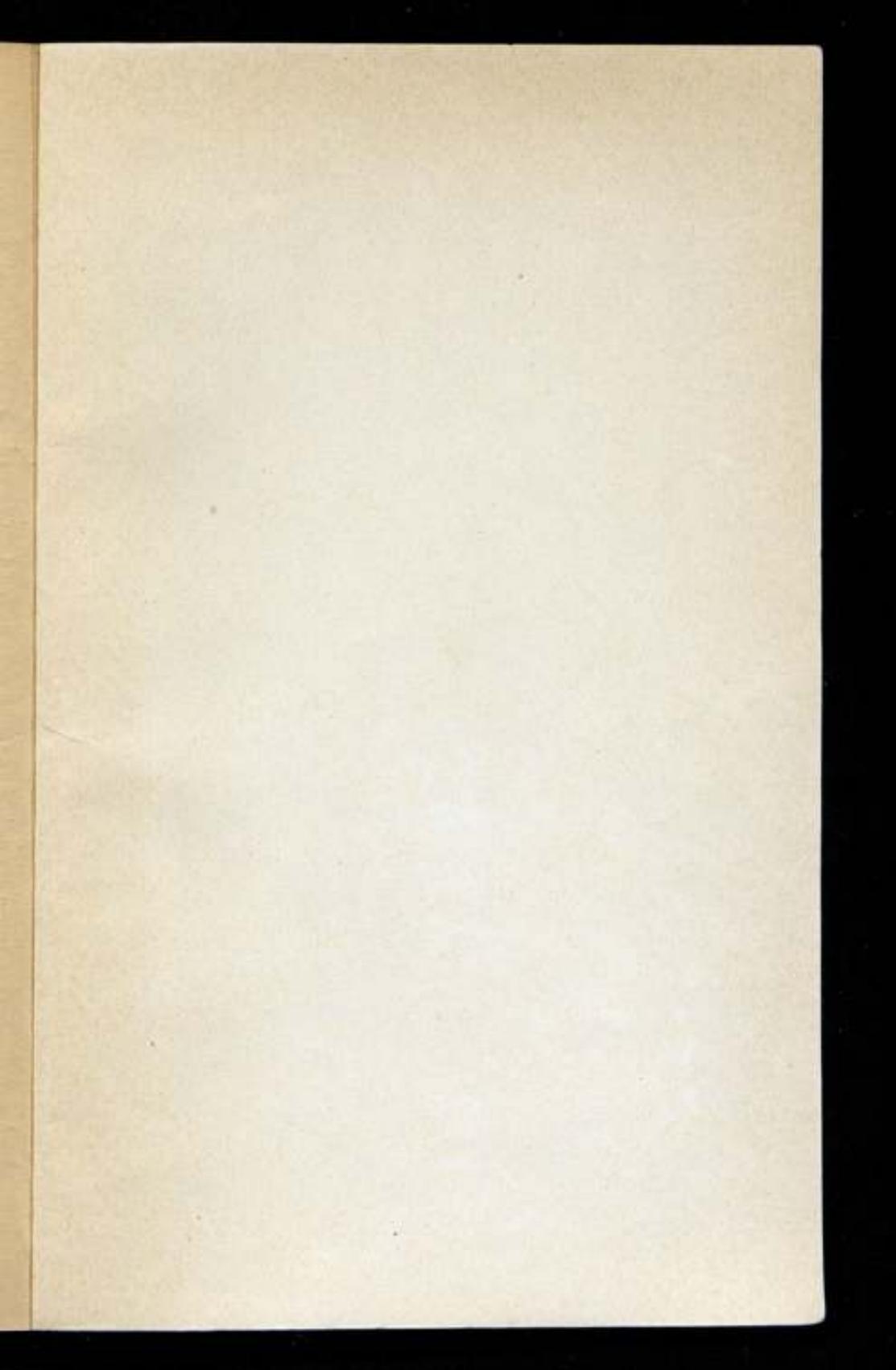
*Выпуск 194(254)*

Редактор *Н. А. Шайкевич*  
Технический редактор *О. С. Житникова*  
Корректор *Н. Л. Перспекова*

Сдано в набор 18/III 1976 г. Подписано к печати 27/VII 1976 г.  
М-23115 Формат 60 × 90 1/16. Бумага типографская № 2. Печ. л. 7.  
Уч.-изд. л. 9,13. Тираж 1000 экз. Заказ № 606. Цена 51 коп.

Ленинградское отделение издательства «Энергия», 192041,  
Ленинград, Марсово поле, 1

Ленинградская типография № 4 Союзполиграфпрома при  
Государственном комитете Совета Министров СССР по делам  
издательства, полиграфии и книжной торговли  
196126, Ленинград, Ф-126, Социалистическая ул., 14.



Цена 91 коп.