

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

21/x-80

ISSN 0371-957X

# ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 248 (300)





2-14-2

БИБЛИОТЕКА  
Всесоюзного научно-исследова-  
тельского института метрологии  
имени Д. И. Менделеева

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

ж 16465 2

ИССЛЕДОВАНИЯ  
В ОБЛАСТИ ИЗМЕРЕНИЯ  
ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 240 (300)

Под редакцией В. С. Шкаликова



ЛЕНИНГРАД  
"ЭНЕРГИЯ"  
ЛЕНИНГРАДСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ  
1979

Редакционный совет:

Ю.В. Тарбеев (председатель), Н.В. Студенцов (зам. председателя), Г.А. Митарчук (секретарь), И.И. Александрова, И.И. Курейков, Е.Д. Колтык, Н.В. Кондратьев, К.А. Красно, О.А. Мяздриков, Б.Н. Олейник, В.С. Пеллинец, Т.Б. Рождественская, Л.А. Семенов, В.А. Славев, К.П. Широков, В.С. Шкальников, М.Ф. Юдин

Ответственный редактор Ю.В. Тарбеев

Сборник посвящен результатам работ в области измерения параметров движения, выполненных в НПО "ВНИИМ имени Д.И. Менделеева" в 1976-1978 гг. В статьях, входящих в раздел измерений постоянных скоростей, рассматриваются вопросы кинематической теории ротационных платформ, описываются результаты исследований прецизионного двигателя, ртутного токосъемника и пневматического преобразователя перемещений. В разделе измерений угловых скоростей излагаются новые методы и средства измерений. Статьи раздела измерений параметров вибраций содержат результаты исследования методов ядерного гамма-квантового резонанса, а также интерференционных и емкостных методов, обеспечивающих повышение точности средств измерения.

Сборник рассчитан на научных и инженерно-технических работников, занимающихся разработкой, исследованием и эксплуатацией средств измерения параметров движения твердого тела.

И 30104-152 без объявл. 2103000000  
051(01)-79

МЕТОДИКА РАСЧЕТА АЭРОДИНАМИЧЕСКОГО МОМЕНТА  
ВРАЩАЮЩИХСЯ ПЛАТФОРМ УСТАНОВОК ДЛЯ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ  
ЛИНЕЙНЫХ УСКОРЕНИЙ

Разработка и проектирование систем прецизионного привода образцовых центрифуг требует знания момента аэродинамических сил, действующих на вращающуюся платформу центрифуги, выполненную обычно в форме балки или диска, вращающуюся в открытом пространстве или закрытую кожухом. Согласно [1], момент аэродинамических сил

$$M = C_M \frac{\rho \omega^2}{2} R^3,$$

где  $\rho$  — плотность воздуха;  $\omega$  — угловая скорость платформы;  $R$  — длина плеча платформы;  $C_M$  — коэффициент момента.

Для балки, вращающейся в открытом пространстве,

$$C_M = C_{M_1} + C_{M_2} + C_{M_3}$$

$C_{M_1}$  определяется лобовым сопротивлением профиля поперечного сечения балки:

$$C_{M_1} = \frac{1}{2} C_x \frac{h}{R},$$

где  $C_x$  — коэффициент лобового сопротивления;  $h$  — высота сечения.

Если площадь сечения изменяется по длине плеча, то значения  $C_x$  и  $h$  берутся на расстоянии  $0,7R$  от оси вращения платформы.

Коэффициент  $C_x$  определяется формой профиля поперечного сечения, и его максимальное значение имеют балки прямоугольного сечения. При отношении сторон сечения  $\xi = h/b = 2/3$  и относительном удлинении  $\eta = b/R = 0,2$  (где  $b$  — длина основания прямоугольника)  $C_x = 1,6$  [2]. При  $R = 1,5$  м  $C_{M_1} = 0,16$ . Для уменьшения лобового сопротивления используются обтекатели с эллиптическим или каплевидным профилем поперечного сечения. При этом  $C_x$  минимально при отношении длины профиля к высоте, равном трем [2]. По данным продувок [2],  $C_x \approx 0,4$  и  $0,8$ , а  $C_{M_1} = 0,04$  и  $0,008$  для эллиптического и каплевидного профилей соответственно.

$C_{M_2}$  определяется шероховатостью поверхности платформы. В экспериментальной аэродинамике обычно используется модель шероховатости в виде отдельных бугорков высотой  $h$ . Считается, что при  $h \leq h_0$  шероховатость не влияет на аэродинамическое сопротивление профиля, так как бугорки не выходят за пределы ламинарного подслоя пограничного слоя. Величина  $h_0$  оценивается по формуле [3]:

$$h_0 < b \frac{100}{Re},$$

где  $b$  — характерный размер профиля;  $Re$  — число Рейнольдса. При  $h > h_0$  аэродинамическое сопротивление обтекателей эллиптического

профиля возрастает на 20–30%, а каплевидного в 2–2,5 раза [3]. Для рассматриваемых типов платформ  $Re \approx 5 \cdot 10^5$ ;  $b \approx 0,3$  м;  $h \approx 0,07$  мм. Однако, по данным [3], шероховатость в виде карборундовых зерен диаметром 0,025 м увеличивает  $C_x$ , по сравнению с отполированной поверхностью крыла, примерно на 50%. Таким образом, допустимое значение шероховатости  $h_0$  может быть порядка 0,02 мм.

$C_{M3}$  определяется волнистостью поверхности платформы, возникающей из-за неточного изготовления обтекателей. Экспериментальная зависимость  $C_x$  от волнистости поверхности крыла самолета [4] определяется как

$$\Delta C_x = 0,05 \frac{2k}{\lambda},$$

где  $k$  и  $\lambda$  — амплитуда и длина волны. При  $k = 1$  см,  $\lambda = 30$  см имеем  $\Delta C_x \approx 0,003$ . При инженерных расчетах этим значением можно пренебречь.

Для платформ в виде диска коэффициент момента содержит только одну составляющую —  $C_{M2}$ . Для гладкого диска [5]

$$C_{M1} = \begin{cases} 3,67 Re^{-0,3}, & Re < 10^4 \\ 0,982 (1g Re)^{-2,58}, & 10^4 < Re < 10^6 \end{cases} \quad (1)$$

а для шероховатого с  $h > h_0$

$$C_{M3} \approx 0,108 \left( \frac{h}{R} \right)^{0,272}, \quad 125 < \frac{R}{h} < 3000. \quad (2)$$

Для учета толщины диска используется приближенная формула

$$C'_{M3} = C_{M3} \left( 1 + 2,5 \frac{C}{R} \right). \quad (3)$$

где  $C$  — толщина диска. При  $C = 5$  см,  $R = 50$  см поправка на толщину диска около 3% от  $C_{M2}$ .

Для балки прямоугольного сечения, вращающейся в закрытом цилиндрическом кожухе, момент аэродинамических сил определяют исходя из предположения, что воздух внутри кожуха вращается, как твердое тело, с той же угловой скоростью, что и балка. Тогда момент сопротивления совпадает с моментом вращающегося диска, у которого размеры те же, что и у кожуха. Коэффициенты момента определяют по формулам (1)–(3).

Для платформ в виде диска применение кожуха также позволяет уменьшить момент сопротивления, так как воздух между диском и кожухом вращается, как твердое тело, с некоторой угловой скоростью  $\beta < \omega$ . При этом скорость закрытого диска относительно воздуха уменьшается по сравнению со скоростью открытого диска; соответственно уменьшается и сопротивление трения. При осевом зазоре, достаточном для образования отдельных пограничных слоев у поверхности диска и стенок кожуха, коэффициент момента [5]

$$C_M = \begin{cases} 2,52 \operatorname{Re}^{-0,5}, & 10^4 < \operatorname{Re} < 10^5 \\ 0,253 \left(\frac{D}{2R}\right)^{23/5} / \left(\frac{\omega}{3}\right)^{5/9} \operatorname{Re}^{1/5}, & \operatorname{Re} > 10^5 \end{cases}$$

где  $D$  — диаметр кожуха;  $\frac{\omega}{3} \approx 2,06(1 + 0,015n)$ ,  $n = 100\left(\frac{D}{2R} - 1\right)$ .

Эксперимент показывает [5], что минимальное значение момента сопротивления диска может быть получено при некотором оптимальном значении осевого зазора  $S$ , причем

$$C_{M_s}^{\min} / C_{M_s} \approx 0,475.$$

Значение  $S$  определяется из соотношения

$$\left(\frac{S}{R}\right)_{\text{опт}} = \frac{2,97}{\operatorname{Re}^{0,34}}.$$

При  $\operatorname{Re}$ , соответствующем максимальным значениям момента сопротивления ( $\omega \approx 30$  1/с),  $S_{\text{опт}} \approx 2,5$  см при  $R = 1,5$ .

Величина радиального зазора оказывает незначительное влияние на момент сопротивления. При  $(D/2R) = 1,3$   $C_{M_Q}$  увеличивается примерно на 5%.

В табл. 1 приведены результаты расчетов момента сопротивления для вращающихся платформ рассмотренных выше типов ( $R = 1,5$  м). Эти данные могут использоваться как исходные при проектировании автоматического привода и выборе типа платформы. Как видно из табл. 1, преимуществами обладает платформа в виде диска с закрытым кожухом.

Изложенная методика проверялась экспериментально на установке с платформой в виде балки с обтекателем. Расчетное значение  $C_M$  составило 0,015–0,020;  $R = 3$  м. Сравнение расчетных значений мощности аэродинамических сил с измеренными значениями электрической мощности, выделяемой на якоре электродвигателя (см. табл. 2), показало, что момент сопротивления аэродинамических сил определен правильно.

В заключение отметим, что  $C_M$  может быть определен экспериментально с достаточной точностью методом выбега. При отключенном питании двигателя

$$\omega = -kC_M\omega^2, \quad \omega|_{t=0} = \omega_0,$$

где  $k = \rho R^5 / 2J$ ,  $J$  — момент инерции ротора установки. Отсюда

$$\frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0^2} = C_M k t.$$

При известном периоде  $T_0$  вращения платформы в момент отключения питания двигателя и периоде  $T$  через интервал времени  $t$  коэффициент

$$C_M = \frac{T - T_0}{2\pi k t} = \frac{J(T - T_0)}{\pi \rho R^5 t}.$$

Как видно из формул, погрешность в определении  $C_M$  зависит в основном от погрешности определения момента инерции.

Таблица 1

Воспринимаемое ускорение, $m/c^2$	Угловая скорость, рад·с <sup>-1</sup>	Момент сопротивления балки, Н·м				Момент сопротивления диска, Н·м		
		прямоугольного сечения	с эллиптическим обтекаемым телом	с каплевидным обтекателем	прямоугольного сечения в кожухе	гладкого	переховатого	гладкого в кожухе
6	2	3	0,75	0,15	0,55	0,23	0,23	0,10
13,5	3	6,7	1,67	0,33	0,57	0,50	0,50	0,26
37,5	5	18,6	4,60	0,92	1,24	1,20	1,40	0,60
150	10	75	18,80	3,70	2,40	4	5,70	2
600	20	300	75	15	16	14	23	7
1350	30	680	190	34	26	30	52	15
2400	40	1200	300	60	58	53	88	26

Таблица 2

Угловая скорость, рад·с <sup>-1</sup>	Значение мощности, Вт		
	экспериментальное	расчетное	
		для $C_M = 0,015$	для $C_M = 0,020$
2	36	18	24
4	180	143	191
6	650	483	644
8	1400	1114	1530

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Юрьев Б. И. Аэродинамический расчет вертолетов. — М.: Оборонгиз, 1936.
2. Красноперов Е. В. Экспериментальная аэродинамика, ч. II. — ОНТИ НКТП, 1935.
3. Юрьев Б. И. Экспериментальная аэродинамика, ч. II. — М.: Оборонгиз, 1948.
4. Закс Н. А. Основы экспериментальной аэродинамики. — М.: Оборонгиз, 1953.
5. Дорфман Л. А. Гидродинамическое сопротивление и теплоотдача вращающихся тел. — М.: Физматгиз, 1960.

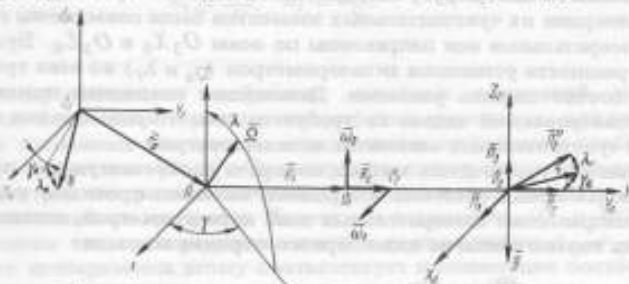
Поступила в редакцию 10.01.1979 г.



ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ПОСТОЯННОГО  
ЛИНЕЙНОГО УСКОРЕНИЯ ПРИ СОВМЕСТНОМ ПРИМЕНЕНИИ  
АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

В работе [1] для повышения точности воспроизведения производных единиц предлагается по измеренным периодическим составляющим воспроизводимой величины определять вызывающие их составляющие аргументов и таким образом найти ранее неучтенные погрешности. Такой подход возможен, если наряду с воспроизводимой величиной могут быть выявлены некоторые иные величины, являющиеся другими функциями тех же аргументов. Рассмотрим решение этой задачи для важного практического случая применения ротационной платформы для высокоточного воспроизведения постоянных линейных ускорений.

Расчетная схема векторов ротационной платформы приведена на рисунке, где  $O_0X_0Y_0Z_0$  — неподвижная система координат, в которой ось  $O_0Z_0$  направлена по вертикали места. С вращающейся платформой (ротатором) центрифуги связана система координат  $OXY$ . Ось  $OY$  этой системы совмещена с направлением, по которому должно быть задано центростремительное ускорение и по которому следует направить



Расчетная схема векторов ротационной платформы

измерительную ось акселерометра. Основные погрешности воспроизведения единицы ускорения вызываются следующими причинами. Ротор центрифуги может линейно перемещаться относительно опор, связанных с системой  $O_0X_0Y_0Z_0$  (вектор  $\vec{r}_0$ ), и, кроме того, покачивается в опорах (вектор угловой скорости такого движения  $\vec{N}$  определяется углом  $\gamma_N$  в плоскости  $X_0O_0Y_0$  и малым углом  $\lambda_N$  в вертикальной плоскости). Вектор угловой скорости ротора  $\vec{\Omega}$  в общем случае не совпадает с осью  $OZ$ , отклоняясь от нее на малый угол  $\lambda$ , а его проекция на плоскость  $XOY$  отклонена от  $OX$  на угол  $\gamma$ . Учтем, кроме того, возможные малые повороты конца плеча центрифуги в плоскостях  $XOY$  (вектор угловой скорости поворота  $\vec{\omega}_2$ ) и  $YOZ$  (вектор угловой скорости поворота  $\vec{\omega}_1$ ). Погрешности совмещения измерительной оси акселерометра с  $OY$  определяются малыми углами  $\gamma_n$  в плоскости  $XOY$  и  $\lambda_1$  в плоскости  $XOZ$ . Обозначим  $\vec{O}\vec{O}_1 = \vec{R}_1$ ;  $\vec{O}_1\vec{O}_2 = \vec{R}_2$ ;  $\vec{O}_2\vec{O}_3 = \vec{R}_3$ ;  $\vec{O}\vec{O}_3 = \vec{R}$ . Учтем, что  $r_0 \ll R$  и  $(\omega_1; \omega_2; N) \ll \Omega$ . Найдем линейное ускорение точки  $O_3$ ,

с которой совмещается центр инерции чувствительного элемента акселерометра:

$$\begin{aligned} \bar{L} &= \bar{r}_0 + \bar{R}_1 + \bar{R}_2 + \bar{R}_3; \\ \bar{a} &= \frac{d^2 \bar{r}_0}{dt^2} + \frac{\bar{\omega}_1 \bar{R}}{\bar{\omega}_1^2} + \left[ \frac{d(\bar{\Omega} + \bar{N})}{dt} \bar{R}_1 \right] + \left[ \frac{d(\bar{\Omega} + \bar{N} - \bar{\omega}_2)}{dt} \bar{R}_2 \right] + \\ &+ \left[ \frac{d(\bar{\Omega} + \bar{N} + \bar{\omega}_2 + \bar{\omega}_1)}{dt} \bar{R}_3 \right] + (\bar{\Omega} + \bar{N}) ((\bar{\Omega} + \bar{N}) \bar{R}) - \bar{R}_1 (\bar{\Omega} - \bar{N}) - \\ &- (\bar{\Omega} + \bar{N} + \bar{\omega}_2) ((\bar{\Omega} + \bar{N} + \bar{\omega}_2) \bar{R}_2) - \bar{R}_2 (\bar{\Omega} + \bar{N} - \bar{\omega}_2)^2 + (\bar{\Omega} + \bar{N} + \bar{\omega}_2 + \\ &+ \bar{\omega}_1) ((\bar{\Omega} + \bar{N} + \bar{\omega}_2 + \bar{\omega}_1) \bar{R}_3) - \bar{R}_3 (\bar{\Omega} + \bar{N} + \bar{\omega}_2 + \bar{\omega}_1)^2. \end{aligned}$$

$\delta/(\delta t)$  здесь и далее — относительная производная соответствующего вектора.

Эквивалентное ускорение в точке  $O_3$  определяется из выражения

$$\bar{a}_0 = \bar{a} - \bar{g}. \quad (1)$$

Установим на центрифугу еще два линейных акселерометра так, чтобы центры инерции их чувствительных элементов были совмещены с точкой  $O_3$ , а измерительные оси направлены по осям  $O_3 X_0$  и  $O_3 Z_0$ . Будем считать погрешности установки акселерометров ( $\gamma_u$  и  $\lambda_r$ ) во всех трех положениях соответственно равными. Дальнейшее изложение покажет, что для рассматриваемой задачи не требуется точного совмещения центров инерции чувствительных элементов акселерометров.

Не приводя громоздких матриц поворота соответствующих векторов в рассматриваемых системах координат, запишем проекции ускорения (1) на направление измерительных осей акселерометров, оставив в выражениях только члены не ниже первого порядка малости:

$$\begin{aligned} a_x &= -\frac{d\Omega}{dt} R - \frac{d\omega_2}{dt} (R_2 + R_3) + \Omega^2 (R_2 + R_3) \gamma_u - \Omega^2 R \gamma_u + \\ &+ \frac{d^2 r_x}{dt^2} \cos \psi + \frac{d^2 r_y}{dt^2} \sin \psi + \cos \psi (-\lambda_g \cos \gamma - \gamma_u g) + \\ &+ \sin \psi (-\lambda_g \sin \gamma + \lambda_u g) - \lambda_g \cos \gamma - \lambda_r g; \quad (2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_y &= \frac{\bar{\omega}_2 R}{\bar{\omega}_2^2} - \Omega^2 R - 2\Omega \omega_2 (R_2 + R_3) - \frac{d^2 r_x}{dt^2} \sin \psi + \frac{d^2 r_y}{dt^2} \cos \psi + \\ &+ \cos \psi (-\lambda_g \sin \gamma + \lambda_u g) + \sin \psi (\lambda_g \cos \gamma + \gamma_u g) + \lambda_g \sin \gamma + \lambda_r g; \quad (3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_z &= \lambda_r \Omega^2 R + \lambda \Omega^2 R \sin \gamma - \frac{d^2 r_z}{dt^2} + \frac{dN}{dt} R \cos \gamma_N + \frac{d\omega_1}{dt} R_2 + \Omega N R \sin \gamma_N + \\ &+ \Omega^2 R_3 \lambda_u + \gamma_u \Omega^2 R \sin \psi + \lambda_u \Omega^2 R \cos \psi + g. \quad (4) \end{aligned}$$

где  $r_x, r_y, r_z$  — проекции вектора  $\vec{r}_0$  по осям системы  $O_0X_0Y_0Z_0$ ;  $\gamma_n$  и  $\lambda_n$  — углы поворота плеча центрифуги соответственно в горизонтальной и вертикальной плоскостях;  $\Psi = \Omega t$ .

В (2)–(4) входят как постоянные или медленно изменяющиеся во времени параметры ( $R_1, R_2, R_3, g, \gamma, \lambda, \lambda_r, \gamma_s$ ), так и параметры, либо относительно быстро изменяющиеся во времени, либо состоящие из постоянной составляющей и быстрозменяющейся переменной составляющей.

Представим каждый из этих параметров в виде ряда Фурье:

$$\begin{aligned} r_j &= \sum_i r_{ji} \cos \nu_i t \quad (j = x, y, z); \\ \Omega &= \Omega_0 + \sum_i \Delta \Omega_i \cos \Omega_i t; \\ \gamma_n &= \gamma_{n0} + \sum_i B_i \cos \gamma_i t; \\ \lambda_n &= \lambda_{n0} + \sum_i D_i \cos \lambda_i t; \\ \omega_1 &= \frac{d\lambda_n}{dt}, \quad \omega_2 = \frac{d\gamma_n}{dt}. \end{aligned} \quad (5)$$

При воспроизведении постоянных линейных ускорений средние (обычно за один оборот ротора центрифуги) параметры, входящие в уравнение косвенных измерений, определяются цифровыми приборами с высокой точностью [2, 3]. Поэтому определим только отклонение этих параметров от средних значений, причем высокая точность определения отклонений не требуется. Подставим выражение (5) в (2), (3), (4) и оставим только переменные части в составляющих  $a_x, a_y$  и  $a_z$ . В процессе эксперимента этому соответствует компенсация постоянных составляющих в выходных сигналах акселерометров. Получим

$$\begin{aligned} a_{x_0} &= R_1 \sum_i \Delta \Omega_i \sin \Omega_i t + (R_1 + R_3) \sum_i B_i \gamma_i \cos \gamma_i t + \Omega_0^2 (R_2 + R_3) \sum_i B_i \cos \gamma_i t + \\ &+ \cos \Omega_0 t (-\sum_i r_{xi} \nu_i^2 \cos \nu_i t - \lambda g \cos \gamma - \lambda_{n0} g - g \sum_i B_i \cos \gamma_i t) + \\ &+ \sin \Omega_0 t (-\sum_i r_{yi} \nu_i^2 \cos \nu_i t - \lambda g \sin \gamma - \lambda_{n0} g - g \sum_i D_i \cos \lambda_i t); \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} a_{z_0} &= -2\Omega_0 R_2 \sum_i \Delta \Omega_i \cos \Omega_i t - 2\Omega_0 (R_2 + R_3) \sum_i B_i \gamma_i \sin \gamma_i t + \\ &+ \cos \Omega_0 t (-\sum_i r_{zi} \nu_i^2 \cos \nu_i t - \lambda g \sin \gamma + \lambda_{n0} g + g \sum_i D_i \cos \lambda_i t) + \\ &+ \sin \Omega_0 t (\lambda g \cos \gamma + \gamma_{n0} g + g \sum_i D_i \cos \lambda_i t); \end{aligned} \quad (7)$$

$$a_{x_i} = -\sum_i r_{zi} v_i^2 \cos v_i t + \frac{dN}{dt} R \cos \gamma_N - R_3 \sum_i \Delta \lambda_i \cos \lambda_i t + \\ + \Omega_0 N R \sin \gamma_N + \Omega_0^2 R \lambda_u \cos \Omega_0 t + \Omega_0^2 R \gamma_u \sin \Omega_0 t. \quad (8)$$

В общем случае, если выбрать  $n/3$  значений  $t$ , где  $n$  — число требующих определения параметров в (6), (7) и (8), и зафиксировать в эти моменты времени переменные составляющие в выходных сигналах акселерометров, то из (6), (7) и (8) могут быть найдены все искомые параметры. Можно, в принципе, выбрать  $n$  с избыточностью, учесть фазовые соотношения и т. п. Однако этот путь приводит к громоздким вычислениям и вряд ли является оптимальным. Для упрощения решения задачи воспользуемся спецификой полученных выражений. Измерим переменную выходную составляющую сигнала первого акселерометра при  $\Omega_0 t = 0$  ( $a_{x_{i_0} t=0}$ ) и второго при  $\Omega_0 t = \pi/2$ . Получим

$$a_{x_{i_0}} + a_{y_{i_0}} \approx \sum_i r_{xi} v_i^2 \cos v_i t - 2\Omega_0 R \sum_i \Delta \Omega_i + \\ + (R_2 + R_3) \left( \sum_i B_i \gamma_i^2 \cos \gamma_i t + \Omega_0^2 \sum_i B_i \cos \gamma_i t - 2\Omega_0 \sum_i B_i \gamma_i \sin \gamma_i t \right) + \\ + g \left( \sum_i D_i \cos \lambda_i t - \sum_i B_i \cos \gamma_i t \right). \quad (9)$$

Аналогичным образом могут быть получены и другие уравнения относительно неизвестных параметров.

При анализе уравнений типа (9) целесообразно учесть, что у современных прецизионных центрифуг с жестким массивным ротором, вращающимся в азростатических направляющих, высокочастотные составляющие воспроизводимого ускорения, как правило, пренебрежимо малы. Кроме того, угловые скорости роторов подобных центрифуг обычно не превышают единиц десятков радиан в секунду. Поэтому в выражениях типа (9) довольно просто отделить переменные составляющие с частотами, кратными  $\Omega_0$ , от переменных составляющих, частоты которых выше и определяются упругими характеристиками роторов.

Приведенные экспериментальные исследования подтвердили целесообразность применения предлагаемого метода: в частности, было установлено, что для образцовой центрифуги доминирующими являлись переменные составляющие с частотами, кратными  $\Omega_0$ . Это позволило дальнейшие исследования направить, в первую очередь, на совершенствование систем привода ротационных установок.

Таким образом, сочетание методов точного измерения средних значений параметров за определенный интервал времени с помощью цифровых приборов с не требующими высокой точности аналоговыми методами определения изменений этих параметров делает возможным дальнейшее совершенствование систем эталонов и образцовых средств и в конечном счете повышение точности воспроизведения соответствующих единиц.

В заключение отметим, что предлагаемый метод, рассмотренный на примере воспроизведения линейного постоянного ускорения с помощью ротационной установки, может быть использован при воспроизведении других единиц производных величин.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Синельников А. Е. О повышении точности воспроизведения механических величин путем совместного применения аналоговых и цифровых измерительных приборов. — Тезисы докладов II Всесоюзного симпозиума "Динамические измерения", 1978.
2. Измерения линейных ускорений. — Труды метрологических институтов СССР, вып. 205 (265). — Л.: Энергия, 1977.
3. Смирнов Г. А., Андрушук В. А., Ковчин С. А. Прецизионная установка для воспроизведения постоянных линейных ускорений. — Измерительная техника, 1970, №12.

Поступила в редакцию 10.01.1979 г.

УДК 621.45-62-65

*А. Е. Синельников, В. Н. Кудряцев,  
А. И. Полевой, А. И. Минаев*  
ВНИИМ, ЛПИ, ЭНИМС

### О СОЗДАНИИ ПРЕЦИЗИОННОГО ПНЕВМОРЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Дальнейшее совершенствование эталонной базы страны в области измерения параметров движения потребовало создания прецизионных приводов ротационных установок (эталонных одинарных и двойных центрифуг, центрифуг с заданной пространственной ориентацией оси вращения), поворотных платформ, тахометрических установок и др. В результате исследований, проведенных учеными ЛПИ им. М. И. Калинина и на НПО "ВНИИМ им. Д. И. Менделеева", были созданы прецизионные электроприводы, позволяющие воспроизводить средние за оборот значения угловых скоростей роторов соответствующих образцовых средств с погрешностью менее  $10^{-5}$ — $10^{-6}$ . В качестве приводного двигателя в этих системах использовались, главным образом, специальные электродвигатели постоянного тока с независимым возбуждением, обладающие наиболее высокими метрологическими характеристиками. С целью дальнейшего совершенствования подобных двигателей была разработана и внедрена новая конструкция [1], в которой подшипники качения или скольжения заменены аэростатическими направляющими, а моментные характеристики двигателя во всем диапазоне воспроизводимых параметров позволяют связать шпиндель двигателя с ротационной платформой без промежуточных элементов (редукторов и т.п.), являющихся, как известно, одним из основных источников погрешности. Однако при проведении дальнейших работ в этом направлении обычно сталкиваются с принципиальными трудностями, связанными с системой коллектор-щетki у электродвигателей постоянного тока. Кроме того, к роторам двигателей некоторых образцовых средств (в первую очередь, двойных центрифуг) предъявляется требование минимума массы, поскольку от нее зависит верхний предел воспроизводимых гармонических линейных ускорений.

С целью преодоления этих трудностей в работе [2] была сформулирована задача создания прецизионного пневмореактивного привода ротационных и поворотных платформ, включающая в себя:

1) разработку единой системы аэростатическая опора — пневмореактивный привод, полностью исключаящей механическую связь между подвижной и неподвижной частями установки,

2) разработку двух вариантов системы управления пневмореактивным приводом:

- а) с изменением параметров истечения газа;
- б) с изменением направления реактивной струи.

Для экспериментальной проверки предложенных решений была разработана и изготовлена установка, принципиальная схема которой приведена на рис. 1. Ротор 1 установки вращается в аэростатических направляющих (шпindelь 2, втулка 3). Втулка закреплена на плите-основании 4. Аэростатический подпятник шпинделя питается сжатым воздухом под давлением  $P_4$  через систему питающих отверстий с дросселями (на рисунке не показана).

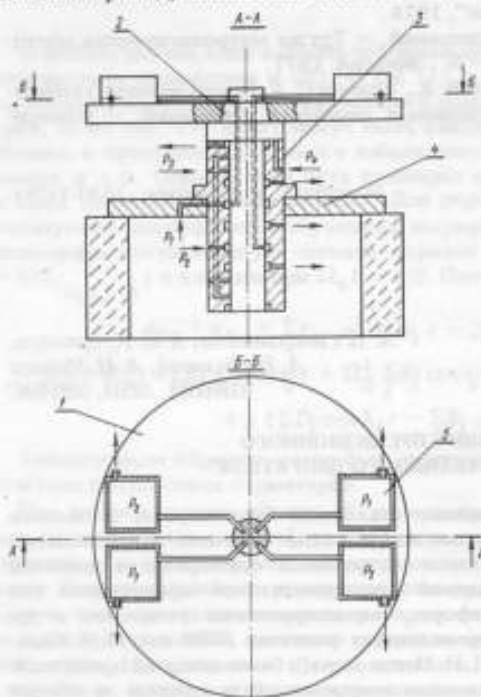


Рис. 1. Принципиальная схема установки

К двум аэростатическим подшипникам сжатый воздух подводится под давлением  $P_3$  и распределяется в рабочих зазорах через систему питающих отверстий. Независимый подвод воздуха к подшипникам и подпятнику позволяет получить различные сочетания давлений  $P_3$  и  $P_4$ , что, в частности, улучшает балансировку ротора с установленной на нем аппаратурой. К пневмореактивному двигателю ротора подается воздух под давлениями  $P_1$  и  $P_2$ . Воздух подводится к кольцевым камерам, выполненным на внутренней поверхности втулки 3 и отделенным друг от друга и от подшипников соединениями с атмосферой дренажными камерами. Такое разделение исключает возможность взаимного влияния этих камер и опор. Из кольцевых камер воздух поступает в расположенные в шпинделе параллельно его оси каналы (по два канала на каждую камеру), а затем в ресиверы 5, предназначенные для сглаживания пульсации давлений  $P_1$  и  $P_2$ . Из ресиверов воздух истекает в атмосферу через сопла, два из которых служат для разгона ротора, а два — для его торможения. Достижение заданного значения угловой скорости ротора осуществляется изменением давлений  $P_1$  и  $P_2$ .

Максимальное значение требуемой силы тяги  $H_{\max}$  пневморективного двигателя может быть оценено из условия уравнивания действующих на ротор аэродинамических сил

$$H_{\max} = C_M \frac{\rho \omega_{\max}^2}{2} R^3,$$

где  $C_M$  — коэффициент момента аэродинамических сил;  $\rho$  — плотность воздуха;  $\omega_{\max}$  — максимальное значение угловой скорости;  $R$  — длина плеча ротора.

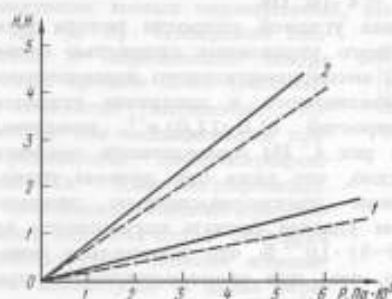


Рис. 2. График зависимости силы тяги двигателя от давления  $P_1$ . 1 — для  $F^* = 2 \text{ мм}^2$ ; 2 — для  $F^* = 7 \text{ мм}^2$ . Штриховые линии соответствуют экспериментальным данным, сплошные — расчетным

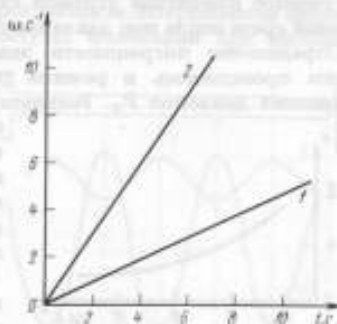


Рис. 3. График изменения угловой скорости ротора во времени для  $F^*$ , равных  $2 \text{ мм}^2$  (кривая 1) и  $7 \text{ мм}^2$  (кривая 2)

При выбранном типе сопла и заданном значении  $P_1$  значение требуемой силы тяги определяет основной расчетный параметр двигателя — площадь сечения на срезе сопла  $F^*$ . При этом необходимо учитывать производительность магистрали: секционный расход воздуха  $G^*$  через сечение не должен превышать допустимого значения  $G_{\max}$ . Для сопла постоянного сечения и конфузора [3]

$$G^* \approx 0,38 F^* \frac{P_1}{\sqrt{T_0}},$$

где  $T_0$  — температура воздуха в магистрали.

Сила тяги двигателя

$$H = C^* V^* = \rho^* F^* V^{*2},$$

где  $V^*$  — скорость воздуха;  $\rho^*$  — плотность воздуха на срезе сопла.

Так как при  $P_1/P_{\text{атм}} > 2$  скорость  $V^*$  равна местной скорости звука [3],

$$H^* = k F^* \left( \frac{2}{k+1} \right)^{\frac{1}{k+1} + 1} P_1,$$

где  $k = C_p/C_v$  — отношение удельных теплоемкостей при постоянных давлении и объеме. Для воздуха  $k \approx 1,4$ . Из приведенного выражения

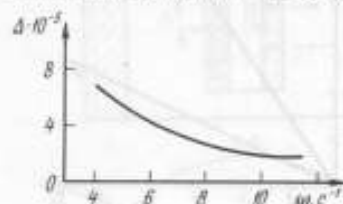
следует, что сила тяги линейно зависит от давления  $P_1$ . Для созданной установки  $C_M \approx 0,8$ ,  $\omega_{\max} \approx 20$  рад/с,  $R \approx 0,5$  м,  $P_1 \approx 6 \cdot 10^5$  Па.

Тогда из приведенных соотношений получаем  $H_{\max} \approx 1,2$  Н,  $F^* \approx 2$  мм<sup>2</sup>. Экспериментальные исследования были проведены для сопла с  $F^* = 2$  мм<sup>2</sup> и  $F^* = 7$  мм<sup>2</sup>. Увеличение сечения до 7 мм<sup>2</sup> обеспечивалось производительностью магистрали и позволило улучшить динамику разгона ротора.

На рис. 2 приведены зависимости силы тяги двигателя от давления  $P_1$  для  $F^* = 2$  мм<sup>2</sup> и  $F^* = 7$  мм<sup>2</sup>. На рис. 3 показано экспериментально полученное изменение угловой скорости ротора во времени для тех же сечений среза сопла при давлении  $P_1 = 4 \cdot 10^5$  Па.

Определение погрешности задания угловой скорости ротора установки проводилось в режиме ручного управления скоростью путем изменения давления  $P_1$ . Результаты экспериментального исследования, выполненного в диапазоне угловых скоростей (4,0–11,0) с<sup>-1</sup>, показаны на рис. 4. Из приведенного графика видно, что даже при ручном управлении удается снизить погрешность до  $(2-5) \cdot 10^{-3}$  %, что значительно меньше, чем для электродвигателей при тех же условиях.

Рис. 4. График изменения погрешности задания угловой скорости ротора



На основании проведенных расчетов и экспериментального исследования могут быть сделаны следующие основные выводы:

- 1) пневмореактивный двигатель по своим метрологическим характеристикам не уступает лучшим типам электродвигателей, используемых для задания угловых скоростей ротационных установок;
- 2) использование пневмореактивного двигателя для вращения поворотных столов двойных центрифуг позволяет в два-три раза увеличить верхний предел воспроизводимого гармонического линейного ускорения без снижения точности воспроизведения ускорения;
- 3) разработка автоматической системы управления пневмореактивным двигателем позволит более чем на порядок повысить точность задания угловой скорости ротора.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Измерение линейных ускорений. — Труды метрологических институтов СССР, вып. 205 (265). — Л.: Энергия, 1977.
2. Сигельников А. Е. Акселерометры низкочастотные линейные. Методы и средства поверки и градуировки. — М.: Изд-во стандартов, 1979.
3. Абрамович Г. Н. Прикладная газовая динамика. — М.—Л.: ГИТТЛ, 1951.

Поступила в редакцию 12.03.1979 г.



ПНЕВМОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ  
МАЛЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Пневмоакустический преобразователь (ПАП) типа сопло-заслонка предназначен для определения положения объекта, погрешности формы, измерения малых перемещений, амплитуды колебаний при вибрации и др. [1-3]. Измерения сводятся к определению зазора между срезом ПАП (соплом) и объектом (заслонкой). Известны две модификации преобразователя: двухмикрофонный и одномикрофонный.

В пневмоакустических преобразователях типа сопло-заслонка используется явление изменения амплитуды и фазы отраженной волны давления воздуха в акустическом волноводе при изменении сопротивления нагрузки. Нагрузкой волновода в данном случае служит пневматическое сопротивление зазора между соплом и заслонкой. Изменение зазора приводит к изменению параметров отраженной и, следовательно, стоячей волны в волноводе. На рис. 1 показано изменение амплитуды колебаний давления воздуха в стоячей волне по длине волновода при двух граничных условиях: полностью открытым и полностью закрытым выходным отверстием.

Амплитуда давления в характерном сечении волновода, например в 1-1, при перемещении заслонки зависит от положения заслонки и может служить мерой зазора между срезом волновода и заслонкой.

Этот принцип работы положен в основу двухмикрофонного преобразователя, схема которого показана на рис. 2.

Преобразователь состоит из источника переменного давления воздуха 1, канала 2 и приемника переменного давления 3. В качестве источника и приемника давления использованы малогабаритные микрофоны ДЭМШ-1А.

Источник переменного давления 1 при возбуждении его переменным напряжением  $U_n$  создает в канале 2 акустическую волну. Приемник 3, установленный (при зазоре  $\Delta$ , равном нулю) в пучности давления стоячей волны, преобразует переменное давление воздуха в переменное напряжение  $U_c$ .

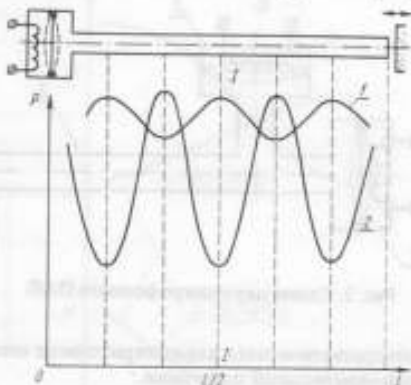


Рис. 1. Изменение амплитуды колебаний давления воздуха в стоячей волне по длине волновода при открытом (кривая 1) и закрытом (кривая 2) выходном отверстии;  $P$  — давление воздуха в волноводе;  $l$  — длина волновода

Одномикрофонный ПАП отличается от двухмикрофонного отсутствием отдельного приемника давления. Функции источника и приемника выполняет один микрофон. Катушка микрофона, его мембрана и пневмоакустический тракт образуют единую колебательную систему. При подаче переменного напряжения на катушку микрофона его мембрана, совершая колебательные движения, вносит в катушку противоэлектродвижущую силу, или, что то же самое, дополнительное сопротивление в электрическую цепь. Амплитуда и фаза противо-э. д. с. определяется соответственно амплитудой и фазой колебаний мембраны. Канал и зазор  $\Delta$  служат нагрузкой мембраны. Изменение зазора приводит

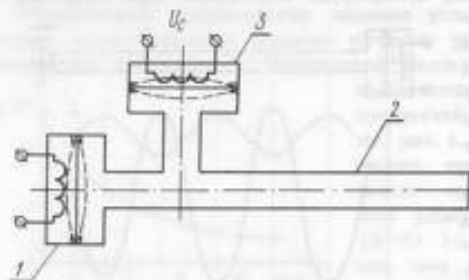


Рис. 2. Схема двухмикрофонного ПАП

к изменению параметров колебаний мембраны и, как следствие, изменяет сопротивление, вносимое в электрическую цепь. При включении ПАП по схеме делителя напряжения мерой зазора  $\Delta$  будет напряжение на зажимах микрофона.

Описанные ПАП отличаются простотой конструкции и несложны в изготовлении, однако из-за отсутствия сведенной

о метрологических характеристиках они не нашли широкого применения в измерительной практике.

Для определения наиболее важных характеристик было проведено экспериментальное исследование обеих модификаций ПАП. Основное внимание уделялось оценке воспроизводимости выходного сигнала ПАП и его зависимости от параметров питающего напряжения, температуры и других влияющих факторов.

Схема экспериментальной установки изображена на рис. 3.

Типовые градуировочные характеристики ПАП приведены на рис. 4.

Как показали эксперименты, вид градуировочных характеристик ПАП слабо зависит от амплитуды питающего напряжения, при этом чувствительность возрастает с увеличением амплитуды питающего напряжения. Значительно больше градуировочные характеристики зависят от частоты питающего напряжения. Изменением частоты можно получить характеристики двух видов: возрастающую с увеличением зазора или убывающую. Из этого вытекает требование к стабильности частоты: для обоих типов ПАП отклонение частоты от номинальной в процессе работы не должно превышать 0,05%.

Большая крутизна характеристики (10–20 мВ/мкм) и наличие линейного участка (20–40 мкм) не только открывают возможность применения ПАП для измерения малых зазоров и перемещений с высокой точностью, но и позволяют использовать их в измерительных и управляющих цепях без промежуточных усилителей и преобразователей выходного сигнала.

Серия экспериментов была проведена с целью определения воспроизводимости и стабильности выходного сигнала ПАП. Было установлено, что кратковременные (1 ч) и долговременные (несколько суток)

колебания выходного сигнала имеют случайный характер и не превышают 1–2 и 3–6 мВ соответственно. Разброс значений сигнала во всех повторных экспериментах находился в тех же пределах, что соответствует погрешности измерения зазора не более 0,5–0,3 мкм.

Перспективность использования преобразователей перемещения в современной технике зависит в значительной мере от их динамических свойств. Поэтому в специальном эксперименте была определена одна из основных динамических характеристик ПАП — амплитудно-частотная (АЧХ). При измерениях ПАП находился над платформой вибростенда, амплитуда колебаний которой была задана. Частота колебаний

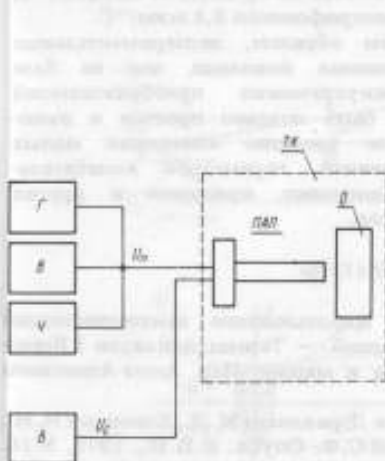


Рис. 3. Схема экспериментальной установки

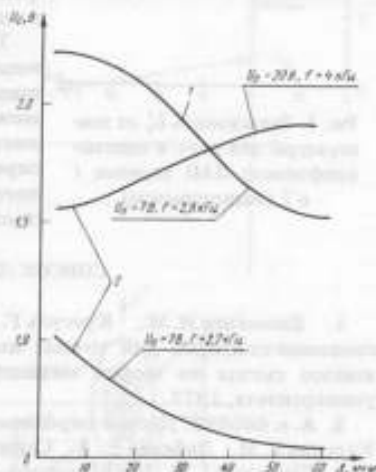


Рис. 4. Градуировочные характеристики ПАП для двух- и одномикрофонного преобразователей (кривые 1 и 2 соответственно)

платформы изменялась от 20 до 200 Гц. Определение АЧХ выполнено при различных значениях начального зазора между ПАП и платформой. Во всей области частот до 200 Гц АЧХ имеет вид горизонтальной прямой, т.е. показания ПАП не зависят от частоты колебаний платформы, что позволяет использовать для проведения динамических измерений статическую градуировочную характеристику.

Возможность использования ПАП для измерения в динамическом режиме была также подтверждена комплексным экспериментом. В качестве объекта измерения была использована цилиндрическая поверхность шпинделя, установленного в аэростатической опоре. Форма одного из сечений шпинделя была определена четырьмя независимыми способами: при медленном повороте шпинделя в опоре — с помощью микрометра (с ценой деления 1 мкм) и путем измерения колебаний давления сжатого воздуха в опоре, а при вращении шпинделя с угловой скоростью от 0 до 25 рад/с — системой с емкостным и пневмоакустическим измерительными преобразователями. Предварительно было установлено, что в рассматриваемом диапазоне скоростей канал измерения с помощью емкостных преобразователей практически безынерционен. Измерения

показали, что различия измеренного профиля сечения во всех случаях не превышают методических и инструментальных погрешностей.

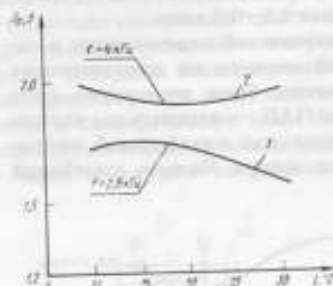


Рис. 5. Зависимость  $U_c$  от температуры для двух- и одномикрофонного ПАП (кривые 1 и 2 соответственно)

Для определения температурного дрейфа выходного сигнала были проведены эксперименты в термокамере. Графики зависимости выходного сигнала от температуры представлены на рис. 5. В характерном для производственных условий диапазоне температур (15–25°С) температурная погрешность двухмикрофонного ПАП не превышает 0,5 мкм/°С, а одномикрофонного 0,4 мкм/°С.

Таким образом, экспериментальные исследования показали, что на базе пневмоакустических преобразователей может быть создано простое и высокоточное средство измерения малых перемещений, параметров колебательного движения, вращения и других процессов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Елимеlech И. М., Куссуль Г. М. Использование высокочастотной пневмавтоматики для точных измерений. — Тезисы докладов I Всесоюзного съезда по теории механизмов и машин. Изд. Алма-Атинского университета, 1977.
2. А. с. 605089. Датчик перемещения /Бриллиант М. Д., Елимеlech И. М., Куссуль Г. М., Лебедев Б. А., Свицкий С. Ф. Оpubл. в Б. И., 1978, № 16.
3. Elimelech I. M. Hochfrequenz-Pneumatik und ihre Anwendung in Einrichtungen der Dateneingabe und Messtechnik. — MSR messen · steuern · regeln, 1978, No 11.

Поступила в редакцию 05.04.1979 г.

УДК 531.718.3

И. М. Артемьев  
ВНИИМ

#### ПОГРЕШНОСТИ ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВОГО КООРДИНАТОРА УГЛОМЕРНОЙ СИСТЕМЫ ОБРАЗЦОВЫХ ЦЕНТРИФУГ

К наиболее существенным погрешностям воспроизведения постоянных линейных ускорений с помощью образцовых средств высшей точности следует отнести погрешности, обусловленные изменением пространственной ориентации измерительной оси поверяемого акселерометра за счет отклонения установочной площадки ротора центрифуги от горизонтальной плоскости [1]. Это приводит к появлению по измерительной оси акселерометра составляющей ускорения свободного падения

$$a_g = g \sin \alpha, \quad (1)$$

где  $g$  — ускорение свободного падения;  $\alpha$  — угол отклонения измерительной оси акселерометра от горизонтальной плоскости.

При угле отклонения, равном одной минуте, и воспроизводимом ускорении, равном ускорению свободного падения, эта погрешность составит 0,03%. Уменьшение этой составляющей погрешности возможно до некоторых пределов конструктивным и технологическим путем (повышение жесткости ротора, качества балансировки и т. д.). Дальнейшее повышение точности целесообразно осуществить путем измерения угла  $\alpha$  и введением поправки в формулу измерения.

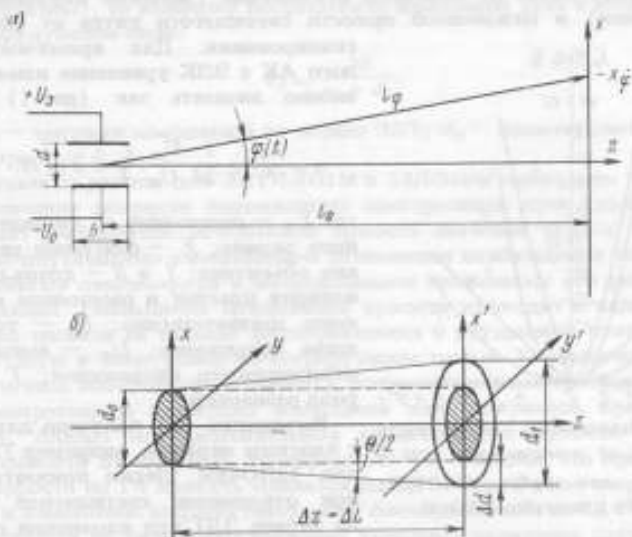


Рис. 1. Схема отклонения луча ЭЛТ: а — для определения погрешности  $\delta_v$ ; б — для определения погрешности  $\delta_d$

Предъявление жестких требований к образцовым средствам высшей точности для воспроизведения ускорений требует от систем измерения угла  $\alpha$  погрешности порядка  $(0,1-0,2)''$  в диапазоне  $(20-30)'$  при скорости слежения за изменением угла до десятков — сотен угловых секунд в секунду.

Анализ параметров выпускаемых промышленностью угломерных устройств и систем показал, что поставленная задача не может быть решена с использованием серийно выпускаемых приборов.

В фотоэлектрических автоколлиматорах (АК), построенных по классической схеме, изображение светящейся марки, отраженное от автоколлимационного зеркала, связанного с объектом, сканируется анализатором, приводимым в движение различного рода электромеханическими устройствами. Очевидно, что сканирование поля зрения вибрирующими или вращающимися анализаторами не позволяет достигнуть высокого быстродействия, а чисто механическая (ручная) или электромеханическая компенсация изменений угла не дает возможности реализовать

высокие скорости слежения. Требуемые скорости сканирования и слежения за изменениями угла могут быть достигнуты при использовании в качестве координатно-чувствительного источника излучения электроннолучевой трубки (ЭЛТ).

Однако, наряду с высоким быстродействием, гибкостью управления яркостью и положением светящейся точки в двумерном пространстве, электроннолучевые координаторы (ЭЛК) обладают рядом недостатков. Рассмотрим погрешности ЭЛК, обусловленные нелинейными зависимостями скорости перемещения светящейся точки вдоль строки и диаметра светящегося пятна от величины отклонения (значения отклоняющего напряжения) и мгновенной яркости светящегося пятна от скорости сканирования. Для время-импульсного АК с ЭЛК уравнение измерения можно записать так (рис. 1) [2]:

$$a = \frac{L_0}{F} \cdot \lg \frac{l}{2d} \frac{U_m}{U_a} \frac{t}{T} = a \lg bt, \quad (2)$$

где  $L_0$  — расстояние до люминесцентного экрана;  $F$  — фокусное расстояние объектива;  $l$  и  $d$  — длина отклоняющих пластин и расстояние между ними соответственно;  $U_a$  — ускоряющее напряжение;  $U_m$  — амплитуда отклоняющего напряжения;  $T$  — период развертки.

Выражение (2) получено для ЭЛТ с плоским экраном, например 7Л01М или 13Л048М. Легко показать, что при отклонении светящегося пятна на экране ЭЛТ при изменении отклоняющего напряжения от нуля до  $U_m$

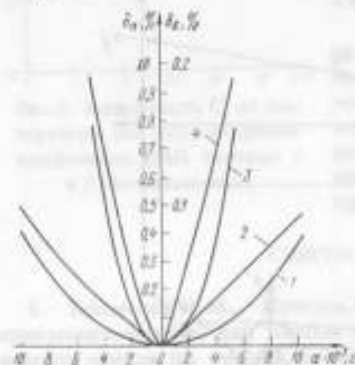


Рис. 2. Зависимость погрешности  $\delta\gamma$  и  $\delta_d$  от измеряемого угла  $\alpha$   
1 и 2 — для трубок 13Л048М;  
3 и 4 — для трубок 7Л01М

скорость перемещения  $v$  будет изменяться нелинейно, что приведет к появлению погрешности измерения угла  $\alpha$ :

$$v = \frac{2L_0 b}{1 + \cos 2bt}. \quad (3)$$

Для относительной погрешности, обусловленной нестабильностью скорости при сканировании, можно записать

$$\delta v = \frac{1 - \cos 2bt}{1 + \cos 2bt}. \quad (4)$$

На рис. 2 представлены зависимости погрешности  $\delta\gamma$  от величины измеряемого угла  $\alpha$ . Расчет сделан для АК с  $F = 1000$  мм и ЭЛТ указанных выше типов.

Погрешность измерения, обусловленная изменением диаметра светящегося пятна, вызвана несопадением сферической поверхности оптимальной фокусировки с плоским экраном ЭЛТ (см. рис. 1). Поскольку возбуждающий электронный пучок формирует в виде конуса с углом сходимости  $\theta$  порядка  $1-3^\circ$ , оценить увеличение диаметра можно по

формуле

$$\Delta d = L_0 \lg \frac{b}{2} \cdot \frac{1 - \cos bt}{\cos bt} \quad (5)$$

Увеличение диаметра возбуждающего пучка на  $\Delta d$  при сканировании вызывает опережение момента формирования отсчетного импульса. Если распределение яркости в пятне  $B$  подчиняется закону  $B = B_0 e^{-mx^2}$  (где  $B_0$  — максимальная яркость и  $m$  — параметр распределения), а отсчетный импульс формируется на относительном уровне 0,5 (точка максимальной крутизны), то величину погрешности измерения угла  $\alpha$  можно записать в следующем виде:

$$\delta_d = \frac{\Delta d}{x_l + d_0} \quad (6)$$

где  $x_l$  — текущая координата на экране ЭЛТ;  $d_0$  — диаметр светящегося пятна при  $bt = 0$ .

Результаты расчета для ЭЛТ 7ЛО1М и 13ЛО48М приведены на рис. 2.

Увеличение скорости перемещения электронного луча вдоль строки вызывает уменьшение мгновенной яркости свечения экрана [3]. Это явление обусловлено уменьшением экспозиции возбуждения элементарного объема люминофора и инерционными свойствами его разгорания и затухания. Уменьшение мгновенной яркости приводит к падению амплитуды сигнала на выходе фотоприемника и ухудшению соотношения сигнал—шум в электронно-регистрирующем тракте. Уменьшение амплитуды сигнала наиболее существенно в фотозлектронных приборах (ФЭП) с формированием отсчетных импульсов или интервалов времени по фронту. Анализ экспериментальных характеристик яркости свечения в зависимости от скорости сканирования [4] показал, что при изменении скорости на 1% яркость меняется на 0,2%. Это, в свою очередь, приводит к изменению ширины импульса с фотоприемника на 0,14%. Уширение импульса на указанную величину вызывает появление погрешности в отсчете угла на те же 0,14%.

Анализ полученных результатов показывает, что создание высокоточного ЭЛК возможно при ограничении размаха сканирования, стабилизации мгновенной яркости светящегося пятна и введении в цепь фокусировки переменного параболического напряжения для динамической фокусировки. Реализация всех мер позволяет снизить указанные выше погрешности до сотых долей процента.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Исследования в области измерения параметров движения. — Труды метрологических институтов СССР, вып. 205 (265). — Л.: Энергия, 1977.
2. Бошштедт Б. Э., Маркович М. Г. Фокусировка и отклонение пучков в электроннолучевых приборах. — М.: Советское радио, 1967.
3. Богачков Н. Н., Купаренко Б. И. Расчет мгновенной яркости люминофора на экране ЭЛТ. — Вестник КПИ, 1978, № 8.
4. Курыкин Ю. Л., Утешин Б. А. Элементы и узлы транзисторных скоростных осциллографов. — Новосибирск: Наука, 1975.

Поступила в редакцию 06.06.1979 г.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК  
РУТУНЫХ ТОКОСЪЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Градуировка и поверка прецизионных низкочастотных линейных акселерометров требуют, с одной стороны, воспроизведения с высокой точностью постоянных и низкочастотных линейных ускорений, а с другой стороны, измерения, по крайней мере, с меньшей точностью электрических выходных сигналов акселерометров. Для решения первой задачи был создан комплекс эталонов и образцовых средств, воспроизводящих и передающих единицу линейного ускорения, для решения второй — точные и быстродействующие системы измерения электрических выходных сигналов акселерометров. Однако в случае, когда в основе действия эталонов и образцовых средств заложен принцип ротационной платформы, а поверка подлежат акселерометры с аналоговым выходным сигналом, возникает задача передачи с высокой точностью выходного сигнала акселерометра, расположенного на вращающейся платформе, к измерительной аппаратуре, находящейся на неподвижном основании. Работы [1, 2] показали, что наивысшими метрологическими характеристиками обладают ртутные токосъемные устройства. Однако относительно низкая надежность, а также токсичность таких токосъемников затрудняют их широкое применение и приводят к необходимости дополнительного резервирования требуемого количества контактных пар.

С целью устранения отмеченных недостатков, повышения надежности и долговечности новых конструкций ртутных токосъемников были проведены физико-химические исследования процессов, происходящих внутри контактного кольца токосъемника. Был разработан четырехконтактный чашечный ртутный токосъемник вертикального исполнения, аналогичный описанному в [3].

Выполненный в виде чашечки лабиринтный зазор между подвижной и неподвижной частями контактного кольца токосъемника заполнен ртутью. Как показали исследования, разрыв электрической цепи в контактном кольце вызывается следующими причинами: испарением ртути, диффузией ртути внутрь материала контактного кольца, диспергированием и окислением ртути с образованием дисперсной непроводящей фазы, механическим выбросом ртути под действием центробежных сил при вращении вала токосъемника.

Исследования проводились как в динамическом режиме на специальном стенде при скорости вращения вала токосъемника до 1500 об/мин, так и в статике — на дисках диаметром 10 мм, изготовленных из материала контактного кольца.

Потери ртути на испарение были незначительны (около 1%), они учитывались путем взвешивания образцов и контактных колец до и после каждого опыта.

Исследования диффузии ртути в глубь материала контактных колец проводились в статических условиях при температуре окружающего



воздуха 20–22°C. Для этой цели использовались медные диски с площадью рабочей поверхности 314 мм<sup>2</sup>.

Для количественной оценки проникновения ртути в глубь образца через плоскость раздела проводился послойный анализ образца. При этом оценивалась глубина диффузии, скорость диффузии и количество проникшей в глубь образца ртути на единицу поверхности. Были проведены три серии опытов. Первая серия проводилась в течение 20 дней, затем был произведен химический анализ образцов, в результате которого было определено распределение ртути в образце. Толщину снимаемого слоя находили по разности высот диска до и после снятия слоя

Таблица 1

Характеристика	Номер слоя			
	I	II	III	IV
Толщина слоя, мкм	18,5	11,0	9,8	3,3
Масса образца, мг	82,2	35,6	21,6	9,4
Количество ртути в образце после опыта, мг	66,7	28,4	11,3	2,4
Количество меди в образце, мг	15,5	6,8	10,3	7,0
Количество ртути от общего количества залитой ртути, %	56,0	22,7	9,5	2,0
Количество ртути на 1 мкм поперечного сечения диска, мг	3,6	2,6	1,2	0,73
Содержание ртути в образце, атомная масса	$33,2 \cdot 10^5$	$14,2 \cdot 10^5$	$5,6 \cdot 10^5$	$1,2 \cdot 10^5$
Содержание меди в образце, атомная масса	$24,1 \cdot 10^5$	$10,7 \cdot 10^5$	$16,1 \cdot 10^5$	$10,9 \cdot 10^5$
Атомное отношение ртути к меди	1,38	1,26	0,35	0,11

с помощью микрометра. Количество ртути определяли с помощью полярографа на фоне 0,1 н КСНС; 1 н Na<sub>2</sub>SO<sub>3</sub> и 0,01% желатинны. Результаты опыта сведены в табл. 1.

Из таблицы видно, что основная масса ртути (≈80%) распределилась на глубине 30 мкм, общая глубина диффузии составила 40–50 мкм. Потери ртути, связанные с применением послойного метода, составили около 8,3%. На рис. 1 и 2 представлены зависимости количества ртути на 1 мкм поперечного сечения диска и атомного отношения ртути к меди от глубины проникновения ртути в материал образца. Как видно, проникновение ртути в глубь образца обратно пропорционально глубине слоя.

Вторая серия опытов проводилась в течение 10 месяцев. В них определялась глубина проникновения ртути в материал образца в зависимости от ее количества в токосемнике. Первоначально на три медных диска было нанесено одинаковое количество ртути. Через сутки ртуть полностью продиффундировала. Состояние полной диффузии определялось визуально и рентгенографическим методом. Далее, на диски последовательно наносилась ртуть в соотношении 0,5 : 1 : 2 от первоначального количества. По истечении шести месяцев на двух дисках ртуть

полностью продиффундировала в глубь металла, и только один диск после 10 месяцев практически остался без изменений. Излишки ртути с поверхностей дисков были удалены, после чего был проведен анализ глубины проникновения ртути послойным методом. Он показал, что для диска № 1 глубина проникновения составляет 74, для диска № 2 — 80 и для диска № 3 — 88 мкм. Таким образом, можно сделать вывод, что процесс диффузии ртути протекает интенсивно до насыщения верхних слоев меди ртутью. Далее, как показал рентгенофазовый и химический анализ, происходит взаимодействие между компонентами и образуется химическое соединение состава Cu—Hg (75,95 вес % Hg), которое существует в узком интервале. Образовавшийся со временем

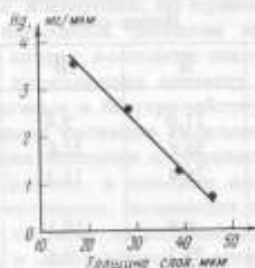


Рис. 1. Среднее распределение ртути по толщине медного диска  
а — до опыта; б — во время работы токоусъемника

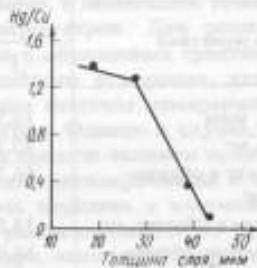


Рис. 2. Изменение атомного соотношения ртути и меди в зависимости от толщины медного диска

интерметаллид может долгое время находиться в равновесии с насыщенным раствором меди в ртути, растворимость его в ртути очень мала. Таким образом, при достаточном количестве ртути образующееся соединение Cu—Hg может быть своего рода барьером для дальнейшей диффузии ртути в глубь меди. Это хорошо иллюстрируется графиком (см. рис. 2), построенным по результатам первой серии опытов. Образование интерметаллида происходит на глубине 30 мкм, с увеличением глубины содержание ртути в образце резко снижается.

Третья серия опытов была поставлена с целью определения влияния чистоты обработки поверхности образца на скорость диффузии ртути и глубину ее проникновения (см. табл. 2).

Из таблицы видно, что в начальный момент процесс диффузии с диска с зеркальной поверхностью идет с меньшей скоростью, чем с диска, имеющего грубо обработанную поверхность. С поверхности диска, не подвергавшейся обработке, за 24 ч продиффундировало в глубь образца 93,2 мг ртути, а с поверхности с зеркальной обработкой 50 мг ртути продиффундировало только за 5 суток. Однако по мере насыщения ртутью верхних слоев образца диффузия становится соизмеримой на образцах с различной степенью чистоты обработки. Таким образом, можно сделать заключение, что чистота обработки поверхности не влияет на процесс диффузии ртути в глубь металла.

Во время разборки ртутных токосъемных устройств при регламентных осмотрах и ремонтных работах после длительной его эксплуатации на металлоконструкциях и в рабочей зоне контактных колец всегда

Таблица 2

Характеристика обработки поверхности	Время полной диффузии ртути	Количество продиффундировавшей ртути, мг	Глубина, мм
Без дополнительной обработки	24 ч	93,2	—
	20 сут	120,0	47
	6 мес	145,4	74
	10 мес	158,9	80
	10 мес	205,9	88
До зеркального блеска	5 сут	50,0	—
	10,5 мес	159,0	78
	10,5 мес	209,7	93

можно обнаружить большое количество порошка серого, темно-синего или черного цвета. Химический анализ порошка показал, что он представляет собой мелкодисперсную ртуть, стабилизированную с поверхности окисными пленками. Рентгенофазовый анализ подтвердил результаты химического анализа.

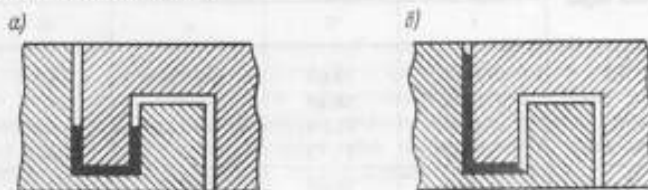


Рис. 3. Распределение ртути в рабочей зоне контактного кольца  
а — до опыта; б — во время работы токосъемника

Таким образом, при работе токосъемного устройства в результате трения, биений, передаваемых контактному кольцу от подшипников, и других причин ртуть размельчается на отдельные капельки и окисляется с поверхности. Окисная пленка, обволакивая мелкие частички ртути, не позволяет им компоноваться в единую массу, тем самым происходит процесс диспергирования ртути — образуется так называемая дисперсная фаза. Так как порошок значительно легче ртути, то по мере образования он выносится из рабочей зоны контактного кольца под действием центробежных сил, конвекций воздуха внутри токосъемника и т.п.

Одной из основных причин выхода из строя токосъемников является частичный выброс ртути из рабочей зоны контактного кольца, связанный с прилипом ртути к внутренним стенкам чашечки контактного кольца под действием центробежных сил при вращении вала токосъемника (рис. 3). Количество выбрасываемой ртути зависит от скорости вращения

вала токосъемника. Оно определялось путем взвешивания на аналитических весах контактных колец до и после опыта, при этом учитывалось количество дисперсной фазы как в контактной зоне кольца, так и вне ее.

Для количественной оценки уменьшения количества ртути в контактной зоне были проведены длительные испытания токосъемника до выхода из строя хотя бы одной контактной пары. Максимальная скорость вращения вала токосъемника составляла 1500 об/мин. Токосъемник проработал 697 ч. Результаты проверки токосъемника после испытаний приведены в табл. 3.

Таблица 3

Номер контактной пары	Количество ртути			Потери ртути под действием центробежных сил	
	перед испытаниями, г	после испытаний		г	%
		г	%		
1	2,9823	0,6180	20,72	0,4400	14,75
2	3,3414	1,0550	31,57	0,6993	20,92
3	2,8704	0,5829	20,30	0,1478	5,14
4	3,0705	1,0331	33,64	0,5267	17,15
Ср. %	12,2646	3,2890	26,56	1,8138	14,49

Номер контактной пары	Количество ртути			
	продиффундировавшей		диспергировавшей	
	г	%	г	%
1	0,9137	30,63	0,3386	11,35
2	1,2828	38,39	0,9875	29,55
3	0,9082	31,64	0,1438	5,00
4	1,1594	37,75	0,7223	23,52
Ср. %	4,2641	34,60	2,1922	17,35

Как видно из таблицы, основная масса ртути, выведенная из контактной зоны (34,6%), продиффундировала в глубину контактного кольца. Количество ртути, перешедшее в дисперсную фазу и выброшенное из контактной зоны под действием центробежных сил, составило соответственно 2,1922 (17,35%) и 1,8138 г. (14,49%).

Анализ полученных данных показывает, что результаты исследований в динамическом режиме несущественно отличаются от аналогичных результатов, полученных в статике.

Проведенные экспериментальные исследования, а также отработки новых конструкций ртутных токосъемников позволяют сделать следующие выводы:

- 1) потери на диффузию могут быть уменьшены путем длительной выдержки контактных колец в ртути перед сборкой токосъемника;
- 2) усовершенствование конструкции токосъемника позволяет существенно уменьшить выброс ртути из-за действия центробежных сил;
- 3) наиболее опасным из всех происходящих внутри контактного кольца процессов является переход металлической ртути в дисперсию.

фазу и образование плохопроводящей простойки. Уменьшение скорости этого процесса является одной из основных задач дальнейшего усовершенствования ртутных токосъемных устройств.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Андрианова Л. П. Токосъемные устройства в электроизмерительных цепях. — Труды УАИ им. Орджоникидзе, вып. 62, 1973.
2. Ефимов Д. Н. Выбор и оценка токосъемных устройств для измерения крутящих моментов на вращающихся валах различных машин. — Измерительная техника, 1963, № 5.
3. Смирнов Г. А., Адружук В. В. Прецизионный ртутный токосъемник. — Труды ЛПИ, вып. 267, 1966.

Поступила в редакцию 24.01.1979 г.

## II. ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ И УГЛОВЫХ УСКОРЕНИЙ

УДК 531.77

А. С. Поваренков  
ВНИИМ

### МЕТОДЫ АТТЕСТАЦИИ АВТОКОЛЛИМАЦИОННЫХ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ УГЛОВЫХ СКОРОСТЕЙ

Единство и достоверность измерений угловых скоростей в диапазоне  $1 \cdot 10^{-8} - 3 \cdot 10^{-4}$  рад/с в значительной мере определяется аттестацией средств измерений, в частности автоколлимационных. Ниже рассмотрены два метода аттестации автоколлимационных средств измерений угловых скоростей — метод сравнения с физической константой — скоростью вращения Земли и метод сравнения с мерой — частотой опорного генератора.

Автоколлимационные средства измерений угловых скоростей могут быть аттестованы методом сравнения с физической константой — скоростью вращения Земли по результатам многократных наблюдений светил. Погрешность меры не превышает  $1 \cdot 10^{-5}$  %. Аттестация средств измерений осуществляется путем определения среднего времени прохождения светилом фиксированного угла.

Дифференциальные изменения зенитного расстояния и азимута светил описываются выражениями

$$\Delta z = 15 \Delta t^m \cos \varphi \sin A; \quad (1)$$

$$\Delta A = 15 \Delta t (\sin \varphi + \cos \varphi \operatorname{ctg} z \cos A), \quad (2)$$

где  $z$ ,  $A$  — зенитное расстояние и азимут светила соответственно;  $\varphi$  — географическая широта места наблюдений;  $\Delta t$  — время наблюдения в минутах;  $\Delta z$ ,  $\Delta A$  — приращения зенитного расстояния и азимута светила.

При пересечении светлом плоскости меридиана ( $A = 0$  или  $180^\circ$ ) приращения зенитного расстояния и азимута описываются выражениями

$$\Delta z = \pm 0,03273 \frac{\cos \varphi \cos \delta}{\sin(\varphi - \delta)} (\Delta t)^2 + \Delta \delta; \quad (3)$$

$$\Delta A = \pm 15 \frac{\cos \delta}{\sin(\varphi - \delta)}; \quad (4)$$

где  $\Delta \delta$  — изменение склонения светила за время наблюдения. Величина  $\Delta \delta$  для звезд при наблюдении в течение нескольких минут равна нулю, для планет Венера и Марс она составляет соответственно 1 и 0,5 "/мин. Однако приращение зенитного расстояния будет в основном определяться величиной  $\Delta z$ . Например, при  $A = 1^\circ$  имеем  $\Delta z \approx 0,25 \Delta t$ . В этом случае за время наблюдения, равное нескольким минутам, видимая угловая скорость светила изменится незначительно. Таким образом, вблизи плоскости меридиана  $A = 0 \pm 1^\circ$ . Скорость изменения зенитного расстояния светила лежит в пределах 0,25–0,03 "/с и существенно нелинейна.

Скорость изменения азимута светила вблизи меридиана составляет для широты  $\varphi \approx 60^\circ$

$$\Delta A \approx \pm 15 \frac{\cos \delta}{\sin(\varphi - \delta)}$$

и практически постоянна.

Например, при склонении Венеры, равном  $+20^\circ$ , имеем  $A = 15$  "/с. Таким образом, по результатам измерений скорости изменения азимута наиболее ярких светил можно аттестовать автоколлимационные средства измерений угловых скоростей в диапазоне  $10^{-5}$ – $10^{-4}$  рад/с. По результатам измерений скорости изменения зенитного расстояния светила в момент его кульминации можно аттестовать автоколлимационные средства в диапазоне  $10^{-8}$ – $10^{-7}$  рад/с. В этом случае угловая скорость определяется выражением

$$\omega_z = \frac{2(z_M - z_1)}{\Delta t},$$

где  $z_M$  — зенитное расстояние светила в момент кульминации;  $z_1$  — зенитное расстояние в момент  $t_1 = t_M - \frac{\Delta t}{2}$ ;  $t_1$  — начало наблюдений;  $\Delta t$  — время наблюдений;  $t_M$  — время прохождения светила через меридиан.

При измерении скорости изменения азимута светила ввиду малых изменений зенитного расстояния требования к горизонтированию аттестуемого измерительного преобразователя относительно невелики: эта величина составляет 10–12". При определении скорости изменения зенитного расстояния ориентирование измерительного преобразователя необходимо осуществлять с погрешностью 1–2".

К недостаткам этого метода аттестации следует отнести зависимость от метеорологических условий и от рефракционных явлений в атмосфере.

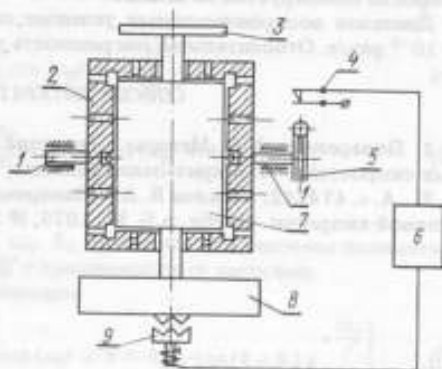
В случае, если наблюдение небесных светил затруднено или невозможно, аттестация средств измерений угловой скорости в диапазоне  $0-1,5 \cdot 10^{-5}$  рад/с может быть проведена с помощью следующего устройства (см. рисунок) [2].

Цилиндр 7 с инерционной массой 8 и платформой 3 для крепления чувствительного элемента аттестуемого СИ подвешен в корпусе 2 на аэростатическом подвесе. Корпус 2 имеет цапфы 1, закрепленные перпендикулярно оси вращения цилиндра 7. Поворотное устройство 5 размещено на одной из цапф 1 и снабжено электромеханическим фиксатором 4, сигнал которого через линию задержки 6 подается на арретир 9.

Ось вращения цилиндра 7 ориентируется с помощью поворотного устройства 5 параллельно оси вращения Земли или другому заданному направлению. При этом срабатывает фиксатор 4, и в линию задержки 5 подается сигнал.

Цилиндр 7 в начальный момент времени удерживается арретиром 9, т.е. не взвешивается на аэростатическом подвесе, и вращается вместе с корпусом 2 с угловой скоростью, равной составляющей угловой скорости Земли в течение промежутка времени, задаваемого линией задержки 6.

После разарретирования цилиндр взвешивается на аэростатическом подвесе в корпусе 2. При этом цилиндр вращается вместе с корпусом с той же угловой скоростью. При отклонении корпуса 2 вместе с цилиндром 7 на угол  $\varphi$  от вектора угловой скорости Земли  $\Omega_3$  цилиндр 7 начинает вращаться относительно корпуса 2 с угловой скоростью



Устройство для воспроизведения малых угловых скоростей

$$\omega = \Omega_3 \left( 1 + \cos \varphi e^{-\frac{k}{J}t} \right),$$

где  $k$  — коэффициент трения в аэростатическом подвесе;  $J$  — момент инерции вращающихся частей;  $t$  — время;  $e$  — основание натуральных логарифмов.

Устройство воспроизводит угловую скорость с относительной погрешностью 0,0002—0,05%.

Второй метод аттестации средств измерения угловой скорости — сравнение с мерой — частотой опорного генератора — предполагает использование механизма рычажного типа с плечом большой длины и прецизионного электропривода [1]. Синхронизация воспроизводимой угловой скорости осуществляется многополюсным синхронным двигателем, управляемым опорным генератором. Таким образом, в качестве образцовой меры используется генератор электрических колебаний, воспроизводящий значения частоты с погрешностью 0,1—0,01%.

Механизм рычажного типа выполнен в виде штанги с осью вращения, проходящей через один из ее концов, и снабжен микрометрическим винтом, упирающимся в подпятник, смонтированный на противоположном конце штанги. Прецизионный электропривод вращает с заданной угловой скоростью микрометрический винт. Винт перемещается относительно основания и поворачивает штангу на угол  $\alpha$  со скоростью

$$\omega = \omega_{\text{пр}} \frac{h}{l},$$

где  $\omega_{\text{пр}}$  — угловая скорость привода;  $h$  — шаг микрометрического винта;  $l$  — расстояние от микрометрического винта до оси вращения штанги.

Чувствительный элемент аттестуемого средства измерения угловой скорости монтируется на штанге.

Диапазон воспроизводимых угловых скоростей составляет  $1 \cdot 10^{-8}$  —  $1 \cdot 10^{-3}$  рад/с. Относительная погрешность равна 0,01–0,026%.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Поваренков А. С. Методы и средства воспроизведения малых угловых скоростей. — Измерительная техника, 1978, № 1.
2. А. с. 474742. Иванов В. А., Поваренков А. С., Чаленко Н. С. Стенд угловой скорости. Опубл. в Б.И., 1975, № 23.

Поступила в редакцию 10.01.1979 г.

УДК 621.313.13:531:113.2

Э. П. Агафонов, Н. С. Чаленко  
ВНИИМ

#### ПРИМЕНЕНИЕ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА ДЛЯ ЗАДАНИЯ ГАРМОНИЧЕСКИХ УГЛОВЫХ УСКОРЕНИЙ

При проведении экспериментальных исследований угловых акселерометров возникает необходимость в задании гармонических угловых ускорений. Особенно сложным является задание амплитуд угловых ускорений широкого диапазона при частотах порядка 0,1–10 Гц. Для решения этой задачи могут быть применены управляемые двигатели постоянного тока (ДПТ) со щетками, вращающимися относительно статора [1].

Динамика установок ДПТ описывается следующей системой уравнений [2]:

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) + k_1 B(t) \frac{d\alpha(t)}{dt} = U(t); \quad (1)$$

$$J \frac{d^2\alpha(t)}{dt^2} + 2k_2 \frac{d\alpha(t)}{dt} = k_1 i(t) B(t), \quad (2)$$

где  $L$  и  $R$  — индуктивность и сопротивление якорной цепи ДПТ соответственно;  $B$  — магнитная индукция под полюсами;  $U$  — напряжение



на зажимах якоря;  $J$  — момент инерции;  $\alpha$  — угол поворота ротора ДПТ;  $i$  — ток якорной цепи;  $k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты двигателя и трения соответственно.

При вращении щеточного устройства ДПТ с постоянной угловой скоростью магнитная индукция, действующая на обмотку якоря, изменяется по закону [2]

$$B(t) = B_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0), \quad (3)$$

где  $B_0$  — максимальное значение индукции под полюсами;  $\omega_0$  — угловая скорость вращения щеточного устройства;  $\theta_0$  — начальный угол.

Подставляя (3) в (2), (1) и принимая во внимание, что ток  $i(t)$  цепи якоря стабилизирован ( $i = \text{const}$ ), получим

$$Ri + k_1 B_0 \cos(\omega_0 t + \theta) \frac{d\alpha}{dt} = U(t); \quad (4)$$

$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} + 2k_2 \frac{d\alpha}{dt} = k_1 i B_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0). \quad (5)$$

При известных  $B_0, J, k_1, k_2, \omega_0, \theta_0$  уравнение (5) системы полностью описывает движение ротора ДПТ с вращающимися щетками.

Интегрируя уравнение (5), находим

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{k_1 i B_0}{J \sqrt{\omega_0^2 + \left(\frac{2k_2}{J}\right)^2}} \left[ \cos(\omega_0 t + \theta - \theta_1) - \cos(\theta - \theta_1) e^{-\frac{2k_2}{J} t} \right], \quad (6)$$

где

$$\theta_1 = \arctg \frac{\omega J}{2k_2}. \quad (7)$$

Подставляя (6) в (5), получим зависимость углового ускорения от исходных параметров системы:

$$\begin{aligned} \frac{d^2\alpha}{dt^2} = & \frac{k_1 i B_0}{J} \omega_0 \frac{1}{\sqrt{\omega_0^2 + \left(\frac{2k_2}{J}\right)^2}} [\cos(\omega_0 t + \theta - \theta_2)] + \\ & + \frac{2k_1 k_2 i B_0}{J^2 \sqrt{\omega_0^2 + \left(\frac{2k_2}{J}\right)^2}} \cos(\theta - \theta_1) e^{-\frac{2k_2}{J} t}, \end{aligned} \quad (8)$$

где

$$\theta_2 = \arctg \frac{2k_2}{J\omega_0}. \quad (9)$$

Проинтегрировав соотношение (6), найдем зависимость угла поворота ротора от исходных параметров системы:

$$\alpha - \alpha_0 = \frac{k_1 i B_0}{\omega_0 J \sqrt{\omega_0^2 + \left(\frac{2k_2}{J}\right)^2}} \left[ \cos \left( \omega_0 t + \theta - \theta_1 - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{J \omega_0}{2k_2} \cos(\theta - \theta_1) e^{-\frac{2k_2}{J} t} \right] \quad (10)$$

Используя соотношения (6), (8) и (10), запишем выражения для амплитуд угла, угловой скорости и углового ускорения:

$$A_\alpha = \frac{k_1 i B_0}{J \omega \sqrt{\omega^2 + \left(\frac{2k_2}{J}\right)^2}} \quad (11)$$

$$A_{\dot{\alpha}} = \frac{k_1 i B_0}{J \sqrt{\omega^2 + \left(\frac{2k_2}{J}\right)^2}} \quad (12)$$

$$A_{\ddot{\alpha}} = \frac{k_1 i B_0 \omega^2}{J \sqrt{\omega^2 + \left(\frac{2k_2}{J}\right)^2}} \quad (13)$$

Аналогично получим выражения для фаз, угла, угловой скорости и углового ускорения:

$$\varphi_\alpha = -\theta_1 - \frac{\pi}{2} \quad (14)$$

$$\varphi_{\dot{\alpha}} = -\theta_1 \quad (15)$$

$$\varphi_{\ddot{\alpha}} = -\theta_1 \quad (16)$$

где  $\theta_1$  и  $\theta_2$  определяются соотношениями (7) и (9).

В реальной установке величина  $k_2$  не является постоянной, а зависит от угловой скорости ротора, числа ламелей коллектора и давления щеток на ламели коллектора, поэтому полученное решение можно рассматривать как приближенное. Для значений угловых скоростей, в пределах которых величина  $k_2$  может считаться практически постоянной, это решение является точным.

На основании анализа динамики управляемого ДПТ установлено, что с помощью ДПТ можно задавать в широком диапазоне амплитуд гармонические угловые ускорения с низкой частотой.

Из выражений (8) и (13) следует, что амплитуда гармонического углового ускорения определяется током  $i$  в цепи якоря, а частота гармонических угловых ускорений — угловой скоростью щеточного устройства.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 459735. Стенд угловых скоростей и ускорений. Иванов В. А., Сулов В. Л., Чаленко Н. С. Оpubл. в Б. И., 1975, № 5.

2. Исследование динамических свойств электромеханической установки воспроизведения угловых колебаний / Агафонов Э. П., Бычков Ю. А., Иванов В. А., Менчиков В. М. — Труды метрологических институтов СССР, вып. 206 (266). — М.—Л.: Изд-во стандартов, 1977.

Поступила в редакцию 10.01.1979 г.

УДК 531.767

*В. А. Славев, Л. К. Сафронов*  
ВНИИМ

### ПРОБЛЕМЫ ТАКТИРОВАННОЙ ПОТОКОЧУВСТВИТЕЛЬНОЙ МАГНИТНОЙ ЗАПИСИ И ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ ПРИ СОЗДАНИИ ЭТАЛОНОВ И ОБРАЗЦОВЫХ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ

Одной из важнейших задач, возникающих при создании новых и совершенствовании существующих эталонов и образцовых средств воспроизведения параметров движения, является разработка высокоточной и широкодиапазонной системы измерения углов и угловых скоростей в динамическом режиме. Наиболее актуальна эта задача при разработке эталонов единиц линейного ускорения, воспроизводимого в процессе вращения одной или нескольких ротационных платформ.

В существующих эталонах и образцовых средствах [1] на цилиндрическую образующую барабана, жестко укрепленного на роторе центрифуги, наносится сигналограмма, представляющая собой последовательность меток (оптических, магнитных, радиационных и др.), по частоте или периоду следования которых находится угловая скорость  $\dot{\varphi}$  ротационной платформы. Среднее значение  $\dot{\varphi}$  за один оборот ротора центрифуги уже сейчас определяется с погрешностью менее  $10^{-5}$ . Однако в связи с повышением требований к точности воспроизведения единицы линейного ускорения возникает задача снижения этой погрешности, по крайней мере, на один-полтора порядка. Этим, в частности, и определяется актуальность работ, направленных на создание новых первичных измерительных преобразователей для измерительно-вычислительных комплексов определения значений угла, угловой скорости и углового ускорения объекта.

Перспективным направлением в построении таких преобразователей является использование принципов магнитной записи-воспроизведения информационных сигналов. Преимуществами магнитной записи является возможность построения преобразователя с непосредственным использованием в качестве рабочего магнитного носителя поверхности перемещаемого объекта (торцовая или радиальная поверхность ротора, вала, шестерни, муфты и т. д.), простота технической реализации, высокая точность, долговечность, помехозащищенность, устойчивость к воздействию влияющих факторов (температура, влажность, уровень радиации

и др.). Устройства магнитной записи-воспроизведения хорошо сопрягаются с современной интегральной элементной базой и позволяют использовать новейшую вычислительную технику для обработки информации (мини- и микроЭВМ, микропроцессоры).

Основными проблемами, возникающими при создании датчиков на основе магнитной записи-воспроизведения, являются:

обеспечение позиционного цифрового съема информации, включающее потокочувствительное воспроизведение, сканирование и выбор структуры магнитной шкалы;

повышение точности и помехоустойчивости за счет уменьшения влияния аддитивных и мультипликативных помех, интерференции символов кода, а также обнаружение и исправление ошибок при воспроизведении;

расширение частотного диапазона преобразования;

оптимизация конструкции магнитной головки и повышение долговечности системы головка — магнитный носитель.

Для позиционного цифрового съема в тактированных потокочувствительных магнитных головках (ПМГ) [2] используются свойства балансной пары ферромагнитных сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса, расположенных в дополнительном зазоре ПМГ. Как показали проведенные исследования, головки имеют пороговую чувствительность по потоку  $10^{-11} - 10^{-13}$  Вб и по напряженности магнитного поля  $10^{-2} - 10^{-3}$  А/м, частотный диапазон  $0 - 10$  кГц (для диаметров сердечников 2 мм), волновой диапазон  $10^{-6} - 10^{-2}$  м при продольном намагничивании носителя в диапазоне температур 213 - 333 К.

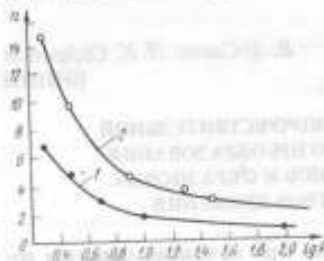


Рис. 1. Зависимость области сканирования  $n$  от  $\lg p$  при длине кольца  $Q = \lg L$ , равной 2,1 (кривая 1) и 4,5 (кривая 2)

магнитного поля  $10^{-2} - 10^{-3}$  А/м, частотный диапазон  $0 - 10$  кГц (для диаметров сердечников 2 мм), волновой диапазон  $10^{-6} - 10^{-2}$  м при продольном намагничивании носителя в диапазоне температур 213 - 333 К.

Сравнение характеристик кодов: двоичного, Баркера, Грея, в систем остаточных классов, комбинаторного и однопеременного кольцевого — показывает [3], что наибольшее помехозащищенное сжатие информации и уменьшение размеров датчика может быть достигнуто при использовании однопеременного кольцевого кода, формируемого с помощью неприводимого многочлена (в частности, трехчлена)

$$S_n(x) = x^n + x^k + \alpha_0$$

над полем Галуа  $GF(p^n)$ , где  $n$  — длина кода;  $p$  — основание кода;  $\alpha_0$  — одно из значений алфавита ( $\alpha_0 \neq 0$ );  $1 \leq k \leq n$ .

Неприводимый полином формирует кодовую последовательность 1 длиной  $p^n - 1$ . При этом чем больше основание кода  $p$ , тем меньше необходимая область сканирования, поскольку  $n$  рядом расположенных символов кольцевого кода однозначно определяют угловое положение объекта. На рис. 1 показана зависимость области сканирования  $n$  от  $\lg p$  при выбранной длине кольца ( $Q = \lg L$ ). Сложность технической реализации многоустойчивого магнитного носителя ограничивает выбор значения  $p$  из ряда простых чисел от 2 до 11.

При ограниченных размерах магнитной шкалы для достижения высокой разрешающей способности преобразователя символы кодовой шкалы наносятся с большой плотностью (до 200 периодов на 1 мм

Межсимвольная интерференция, аддитивные и мультипликативные помехи различного происхождения приводят к появлению ошибок воспроизведения. Использование дублированной синхронизированной противофазной записи кода, а также сканирование как по строке (дорожке), так и по столбцу обеспечивают возможность обнаружения и исправления ошибок любой кратности при решении системы уравнений

$$\left. \begin{aligned} (\rho - \alpha_0) a_{i+n} [+ ] (\rho - 1) a_{i+n-k} [+ ] a_i = 0 \\ a_m [+ ] \bar{a}_m [+ ] 1 = 0 \end{aligned} \right\}$$

где  $a_m$  — символ прямого кода на одной дорожке;  $\bar{a}_m$  — символ обратного кода на другой дорожке;  $\alpha_0$  и  $k$  — параметры  $S_{ij}(X)$ ;  $i = q + m - 1$ ;  $q$  — коэффициент кратности,  $q = 1, \dots, n$ ;  $m = 1, \dots, n$ ;  $[+]$  — знак суммирования по модулю  $\rho$ .

Один из вариантов конструкции сканирующей ПМГ [4], удовлетворяющей вышеперечисленным требованиям, приведен на рис. 2. Головка состоит из магнитных полюсов 1, соединенных гибкими магнитными переходами 2 с основным магнитопроводом 3, на котором размещены обмотки записи 4, электромагнитный сканнатор столбца 5 (направление  $Y$ ), тактированный потокочувствительный элемент 7. Полюсы 1 жестко соединены с пьезоэлектрическим вибратором 8, который совершает возвратно-поступательное движение и осуществляет сканирование по строке (направление  $X$ ). Благодаря малой массе магнитных полюсов 1 обеспечивается высокая частота сканирования.

Верхний предел частотного диапазона тактированных ПМГ  $f_n$  в этом случае определяется не параметрами механической системы ПМГ, а ее электромагнитными характеристиками:

$$f_n = \frac{f_r}{N-2} - \frac{1g \epsilon}{1g 2^2}$$

где  $N$  — число каскадов магнитного усиления,  $N > \frac{1g |\Phi_n|}{1g k}$ ;  $|\Phi_n|$  — нормированный относительно остаточного магнитного потока  $\Phi_r$  пороговый поток  $\Phi_n$ ;  $k$  — коэффициент усиления каскада  $\left(k = \frac{-11 + 3(15 - \epsilon^{-1})^{\frac{1}{2}}}{4}\right)$ ;

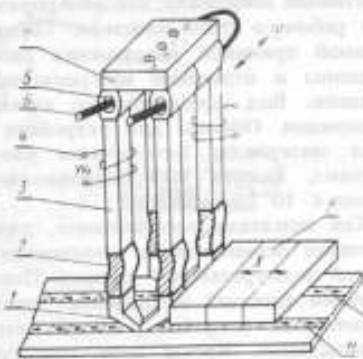


Рис. 2. Схема сканирующей потокочувствительной магнитной головки  
1 — полюс; 2 — магнитный переход; 3 — магнитопровод; 4 — обмотка записи; 5 — электромагнитный сканнатор столбца; 6 — обмотка сканнатора; 7 — тактированный потокочувствительный элемент; 8 — пьезоэлектрический вибратор; (поз. 9 — на рис. 3); 10, 11 — дорожки записи

$\epsilon$  — крутизна характеристики  $\Phi = \Phi(H)$ ,  $f_T$  — частота тактового питания.

Для сердечников М0,27ВТ-1х0,7х0,35 (и менее) частотный диапазон тактированных ПМГ расширяется до 40 кГц. Дальнейшее увеличение  $f_s$  (до 1 МГц) обеспечивается переключением тактированного ПМГ в режим индукционной работы.

По мере возрастания скорости движения носителя увеличивается и скорость износа системы головка — носитель. В связи с этим важной задачей является предотвращение уменьшения метрологической надежности преобразователя вследствие износа системы. Основное влияние на процесс изнашивания оказывают возникновение и нарушение frictionных связей, имеющих двойственную молекулярно-механическую природу. Известно пять видов этих связей: упругое или пластическое отгеснение материала, его микрорезание, разрушение защитных пленок или рабочего слоя носителя. Согласно кумулятивной теории износа, главной причиной разрушения рабочего слоя являются усталостные трещины и отделение микроскопических чешуек материала или его окислов. Вид frictionного контакта определяет интенсивность изнашивания. Обычно для устройств точной магнитной записи используют материалы 3-го класса износостойкости (упругопластический контакт, высота микронеровностей 0,06 мкм), имеющие скорость износа  $4 \cdot 10^{-4}$  мкм/ч [5].

Как показали исследования, для обеспечения упругопластического контакта перспективно применение носителя на основе термопластической полиуретановой резины. Поверхность такого носителя обладает хорошей адгезией и позволяет наносить магнитный слой как электрохимическим способом, так и методом химического восстановления и напыления. Кроме того, при определенном способе изготовления могут быть получены кольца магнитной резины. При исследовании такие кольца надевались на барабан, нагревались до температуры пластичности (353 К), подвергались виброобкатке гладким роликом с цилиндрической поверхностью 14-го класса шероховатости и охлаждались. Полученный таким способом носитель пригоден для записи сигналов продольным и перпендикулярным способом намагничивания рабочего слоя. Он отличается высокой износостойкостью при угловых скоростях до 2л рад/с (для барабана диаметром 100 мм), цилиндричность его поверхности сохраняется при температурах 233—323 К. При виброобкатке рабочей поверхности барабана в штатных опорах существенно уменьшается погрешность, обусловленная эксцентриситетом. В зависимости от структуры магнитной поверхности полиуретановый носитель может применяться для продольного, перпендикулярного или комбинированного намагничивания носителя.

На рис. 3 показан один из вариантов цифровой магнитной системы с намагничиванием носителя перпендикулярным способом, работающей по алгоритму  $S_n(x) = x^2 + x + 3$ ,  $p = 11$  (обозначения приняты те же, что и на рис. 2). На носителе 9 по дорожке 10 записаны символы  $a_m$ , на дорожке 11 —  $\bar{a}_m$ , на дорожке 12 нанесены синхрометки, переход которых с участка "0" на участок "1" и обратно расположен посередине символов  $a_m$  и  $\bar{a}_m$  и соответствует положению маркера. Сигналы с головок через усилители 13—15 и регистр сдвига 16 (элементная база — микросхемы серии К164) по каналу связи 17 поступает в цифровое вычислительное устройство 18 (ЦВУ — микроЭВМ типа "Электроника НЦ-03"), в котором угол, угловая скорость и ускорение определяются по формулам

$$\varphi = \begin{cases} \varphi_1 - h_\varphi \tau, & \text{если } \epsilon \leq 0; \\ \varphi_1 - h_\varphi q, & \text{если } \epsilon > 0, \end{cases}$$

$$\dot{\varphi} = \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{t_2 - t_1}; \quad \ddot{\varphi} = \frac{\dot{\varphi}_2 - \dot{\varphi}_1}{t_2 - t_1},$$

где  $\tau$  и  $q$  — текущий сдвиг головок относительно маркера;  $\epsilon = \tau - q$ ;  $h_\varphi$  — угловое перемещение ротора за такт работы ПМГ;  $\varphi_1$  — значение

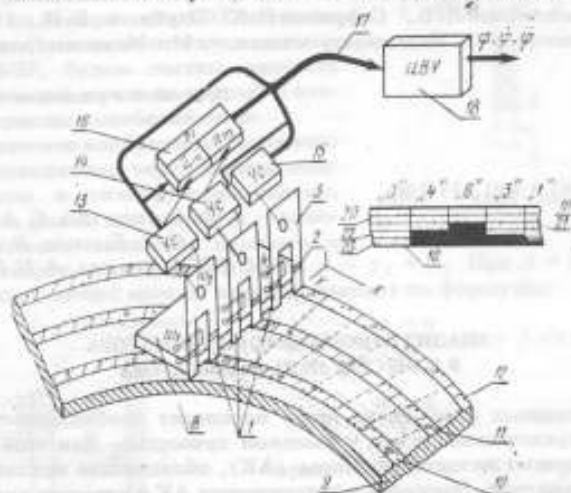


Рис. 3. Цифровой магнитный угловой преобразователь (1-11 — см. рис. 2); 9 — магнитный носитель; 12 — дорожка записи синхрометок; 13, 14, 15 — усилители; 16 — регистр сдвига; 17 — канал связи; 18 — цифровое вычислительное устройство

угла, определяемое по цифровой магнитной шкале;  $\varphi_1, \dot{\varphi}_1, \varphi_2, \dot{\varphi}_2$  — значения угла и его производной в моменты времени  $t_1$  и  $t_2$ .

Поскольку временные интервалы  $\tau, q$  и  $\Delta t = t_2 - t_1$  измеряются с высокой точностью, то погрешность измерения  $\varphi$  и  $\dot{\varphi}$  определяется погрешностью измерения углового положения объекта.

При комплексном решении перечисленных проблем и использовании приведенных технических решений погрешность измерения углов составляет доли угловых секунд, что обеспечивает уменьшение погрешности измерения среднего значения  $\dot{\varphi}$  за один оборот ротора центрифуги до значений, меньших  $10^{-6}$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Артемьев И. М., Блантер Б. Э., Ковчин С. А. Комплекс эталонных и образцовых средств для воспроизведения постоянных и низкочастотных

линейных ускорений. — Труды метрологических институтов СССР, вып. 205 (265). — Л.: Энергия, 1977.

2. Исследование нового преобразователя углов — код на основе магнитной записи и потокочувствительного считывания /Колтик Е. Д., Сафронов Л. К., Слаев В. А., Филиппов Э. В. — Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274). — Л.: Энергия, 1977.

3. Сафронов Л. К. Разработка и исследование магнитных преобразователей углов — код инфразвукового диапазона частот для систем воспроизведения углов и угловых скоростей. — Автореф. дис. на соискание учен. степ. канд. техн. наук. — Л.: ВНИИМ, 1977.

4. А. с. 431542. Сканирующая потокочувствительная магнитная головка. Покрышевский Л. Б., Сафронов Л. К. Оpubл. в Б. И., 1974, № 21.

5. Проников А. С. Надежность машин. — М.: Машиностроение, 1978.

Поступила в редакцию 17.04.1979 г.

УДК 681.747.8:621.317.736

*В. Ф. Аудуевский, С. А. Башарин,  
Ю. А. Бычков, В. А. Иванов,  
А. С. Поваренков, А. Н. Расторгуев*  
ВНИИМ

#### АНАЛИЗ РАБОТЫ АВТОКОЛЛИМАТОРА В КАЧЕСТВЕ НУЛЬ-ИНДИКАТОРА

При различных измерениях часто возникает необходимость в регистрации определенных углов с высокой точностью. Для этой цели широко применяют автоколлиматоры (АК), обладающие исключительной чувствительностью. Практика использования АК в качестве нуль-индикаторов требует, в частности, решения следующих задач:

1) достижения максимальной чувствительности при измерении малых углов;

2) регистрации с минимальной погрешностью заданного угла.

Рассмотрим решения этих задач при некоторых допущениях, вводимых по ходу изложения.

#### Определение оптимальных соотношений между геометрическими размерами сканирующего устройства автоколлиматора

Для получения возможно большей чувствительности АК важное значение имеет правильный выбор геометрических размеров элементов его сканирующего устройства. Влияние размеров этих элементов на чувствительность АК исследовалось в ряде работ, однако только не для случая работы АК в качестве нуль-индикатора.

Рассмотрим плоскопараллельное изображение сканирующего устройства АК (рис. 1). Примем следующие условия и обозначения: форма колебаний щели синусоидальна, ширина отсчетного штриха равна  $h$ , ширина щели —  $m$ , частота колебаний щели —  $\omega_n$ , амплитуда колебаний щели —  $A$ , смещение оси симметрии отсчетного штриха  $bb'$  относительно оси симметрии колебаний щели  $aa' — x$ .



Световой поток в любой момент времени можно представить как сумму световых потоков, проходящих через верхний и нижний зазоры между отсчетным штрихом и сканирующей щелью. Ток фотоэлектронного умножителя (ФЭУ) также можно представить в виде соответствующих этим световым потокам составляющих. При периодических колебаниях щели среднее значение тока ФЭУ за полупериод колебания в случае его нагрузки на активное сопротивление пропорционально среднему значению светового потока, падающего на поверхность ФЭУ за тот же полупериод. Полезным сигналом, снимаемым с ФЭУ, будем считать разность средних значений токов за первый и второй полупериоды колебания щели.

Схематическое изображение светового потока, проходящего через зазоры между штрихом и сканирующей щелью, показано на рис. 2, где  $y_1$  и  $y_2$  — мгновенные значения величин верхнего и нижнего зазоров, а суммарный зазор  $y = y_1 + y_2$ . При  $A \neq 0$  значения этих зазоров в любой момент времени находят по формулам:

$$y_1(t) = \frac{m-n}{2} - x + A \sin \omega_0 t, \quad (1)$$

$$y_2(t) = \frac{m-n}{2} + x - A \sin \omega_0 t. \quad (2)$$

Формулы (1) и (2) справедливы, когда  $0 \leq y_1 \leq m$  и  $0 \leq y_2 \leq m$ . Среднее значение тока за первый полупериод колебаний щели

$$I_{cp1} = \frac{2}{T} \int_0^{0.5T} y(t) dt \quad (3)$$

$$I_{cp2} = \frac{2}{T} \int_{0.5T}^T y(t) dt, \quad (4)$$

где  $T = 2\pi/\omega_0$  — полный период колебания щели.

Полезный сигнал, как было указано ранее, составляет разность этих средних значений, следовательно,

$$\Delta I = I_{cp1} - I_{cp2}$$

Дифференциальную чувствительность АК определим следующим образом:

$$S = \frac{d(\Delta I)}{dx}$$

Предположим, для определенности, что отсчетный штрих смещен к верхнему краю щели, как показано на рис. 1, и рассмотрим влияние



Рис. 1. Схема сканирующего устройства

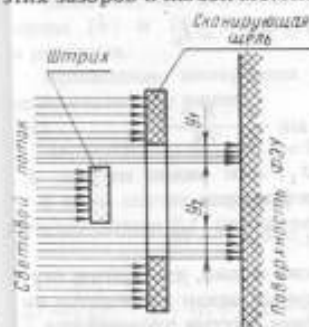


Рис. 2. Прохождение светового потока через сканирующее устройство при  $A=0$

величины амплитуды колебаний щели  $A$  на величину полезного сигнала  $\Delta I$  и чувствительность  $S$ .

При малой амплитуде колебаний, когда

$$A < \frac{m-n}{2} - x,$$

величины  $I_{cp1}$  и  $I_{cp2}$ , найденные по формулам (3) и (4), одинаковы, следовательно,  $\Delta I = 0$ , величина суммарного зазора  $y = y_1 + y_2 = m - n = \text{const}$ , т. е. колебания светового потока отсутствуют.

При большей амплитуде колебаний, когда

$$\frac{m-n}{2} - x < A < \frac{m-n}{2} + x,$$

верхний край отсчетного штриха будет заходить за верхнюю границу щели и, следовательно, в течение некоторого промежутка времени  $\Delta t_1$  величина верхнего зазора  $y_1 = 0$ .

Момент времени, в который верхний край отсчетного штриха пересечет верхнюю границу щели, определяется выражением

$$t = 0,5 T + t_1,$$

где

$$t_1 = \frac{T}{2\pi} \arcsin \frac{m-n-2x}{2A} \quad (5)$$

Интервал  $\Delta t_1$ , как видно из рис. 3, можно найти по формуле

$$\Delta t_1 = 0,5 T - 2t_1.$$

Рис. 3. Случай наложения верхнего края щели на отсчетный штрих

Из рис. 3 также видно, что в этом случае в интервале  $\Delta t_1$ , когда  $y_1(t) = 0$ , суммарный зазор  $y$  меняется по закону  $y_2(t)$ , а в любой другой момент времени внутри промежутка  $T$  суммарный зазор  $y = \text{const}$ . Отсюда следует, что  $I_{cp1}$  и  $I_{cp2}$  различны, а полезный сигнал  $\Delta I$  можно найти по формуле

$$\Delta I = \frac{1}{\Delta t_1} \int_{0,5T+t_1}^{T-t_1} y_2(t) dt - y_2(0,5T+t_1).$$

Чувствительность сканирующего устройства в рассматриваемом случае

$$S = \frac{d[\Delta I / \Delta t_1]}{dx} = \frac{d \left[ \left( x - \frac{m-n}{2} + \frac{2 \cos \omega_n t_1}{(0,5T-2t_1)\omega_n} \right) (0,5T-2t_1) \right]}{dx} = 0,5 T - 2t_1. \quad (6)$$

Из (6) следует, что для увеличения чувствительности время  $t_1$  можно уменьшать. В свою очередь, для получения  $t_1 = 0$ , как следует из

выражения (5), необходимо выполнить условие

$$\frac{m-n}{2} - x = 0.$$

При этом верхний край отсчетного штриха в процессе колебаний только касается верхнего края щели.

При еще большей амплитуде колебаний, когда

$$\frac{m-n}{2} + x < A < \frac{m+n}{2} - x. \quad (7)$$

$y_1(t) = 0$  в течение промежутка времени  $\Delta t_1 \in [0,5T + t_1, T - t_1]$ , а  $y_2(t) = 0$ , соответственно, в течение промежутка времени  $\Delta t_2 \in [t_2, 0,5T - t_2]$  (рис. 4.).

Значение  $t_1$  по-прежнему находят по формуле (5), а значение  $t_2$  определяется выражением

$$t_2 = \frac{T}{2\pi} \arcsin \frac{m-n+2x}{2A}. \quad (8)$$

Заметим, что значения углов в формулы (5) и (8) следует подставлять в радианах.

Временные интервалы  $\Delta t_1$  и  $\Delta t_2$  соответственно равны

$$\Delta t_1 = 0,5T - 2t_1, \quad \Delta t_2 = 0,5T - 2t_2.$$

В этом случае, как и в предыдущем, очевидно, что  $I_{cp1} \neq I_{cp2}$ , а полезный сигнал  $\Delta I$  определяют по формуле

$$\Delta I = \left[ \frac{1}{\Delta t_2} \int_{t_2}^{0,5T-t_2} y_2(t) dt - y_2(t_2) \right] - \left[ \frac{1}{\Delta t_1} \int_{0,5T+t_1}^{T-t_1} y_1(t) dt - y_1(0,5T+t_1) \right].$$

Чувствительность сканирующего устройства

$$S = \frac{d[\Delta I(\Delta t_2 + \Delta t_1)]}{dx} = 2[0,5T - (t_1 + t_2)].$$

Из (5) и (8) видно, что для увеличения чувствительности необходимо уменьшить значения  $t_1$  и  $t_2$ .

Если принять  $x = 0$ , то из выражений (5) и (8) следует, что  $t_1 = 0$  и  $t_2 = 0$  при  $m = n$ . Если  $x \neq 0$ , то уменьшение  $t_1$  и  $t_2$  может быть достигнуто за счет увеличения амплитуды  $A$  до ее максимального значения, определяемого правой частью неравенства (7):

$$A = \frac{m+n}{2} - x.$$

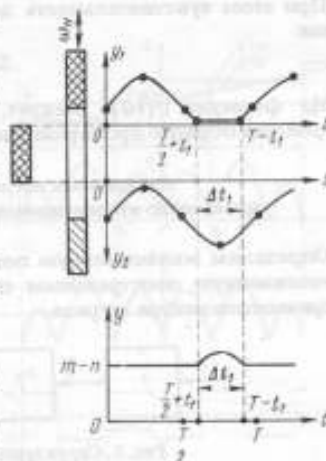


Рис. 4. Случай наложения верхнего и нижнего краев щели на отсчетный штрих.

Так как при использовании АК в качестве нуля-индикатора желательно, чтобы он имел максимальную чувствительность при наведении на нуль, т. е. при значениях  $x$ , близких к нулю, при  $m = n$  отсюда дополнительно следует

$$A = m = n. \quad (9)$$

При этом чувствительность достигнет максимально возможного значения

$$S_{\max} = T. \quad (10)$$

Из формулы (10) следует, что чувствительность сканирующего устройства обратно пропорциональна частоте сканирования щели.

#### Определение погрешности регистрации нуля при линейно изменяющемся входном сигнале автоколлиматора

Определим максимальную погрешность АК со сканирующей щелью, обусловленную спектральным способом определения положения фотометрического центра штриха.



Рис. 5. Структурная схема автоколлиматора  
1 — сканирующее устройство; 2 — усилитель; 3 — демодулятор; 4 — интегрирующее звено

Структурная схема АК показана на рис. 5, где  $f_1-f_4$  — сигналы на входах соответствующих блоков,  $f_5$  — входной сигнал интегрирующего звена.

Пусть  $f_1 = at$  — линейно изменяющийся угол поворота зеркала, принимающий в какой-то условный момент времени  $t = 0$  нулевое значение (рис. 6, а). Ему соответствует линейное перемещение отсчетного штриха, центр которого в тот же момент  $t = 0$  совпадает с центром колебания щели. Минимальной погрешностью АК назовем значение угла поворота зеркала в момент  $t = t_0$ , когда на выходе интегрирующего блока появится сигнал  $f_5 = 0$ .

Аппроксимируем прямую  $f_1 = at$  ломаными отрезками, параллельными оси  $t$  (рис. 6, а), причем длину каждого из отрезков примем равной периоду колебания щели  $T$ . Таким образом, заменим линейно изменяющийся сигнал  $f_1$  сигналом  $f'_1$ , постоянным в течение отрезков времени  $\Delta t = T$ . Выбор длины отрезка, равной  $T$ , обусловлен тем, что информацию о входном сигнале на выходе сканирующего устройства можно получить лишь по истечении периода колебания щели.

Рассмотрим теперь трансформацию сигнала  $f'_1$  при его прохождении через АК.

При  $T \ll t \leq 2T$  сигнал на выходе блока 1

$$f_2 = |U_m \sin(\omega_n t + \alpha) + U_0|, \quad (11)$$

где  $U_m$  — амплитуда синусоидальной составляющей сигнала;  $\alpha$  — начальная фаза колебаний щели;  $U_0$  — постоянная величина, пропорциональная

ординате точки пересечения прямой  $f_1 = at$  с  $k$ -м отрезком ломаной  $f'_1$  (рис. 6, а);  $\omega_n$  — частота колебаний щели.

График  $f_2(t)$ , определяемый выражением (11), представлен на рис. 6, б.

Сигнал на выходе блока 2 будет отличаться от  $f_2$  амплитудой и отсутствием постоянной составляющей (рис. 6, в):

$f_3 = k_y \{ |U_m \sin(\omega_n t + \alpha) + U_0| - U_1 \}$ ,  
 где  $k_y$  — коэффициент усиления усилителя;  $U_1$  — постоянная составляющая сигнала  $f_2$ .

Далее сигнал  $f_3$  поступит на вход демодулятора, принцип действия которого поясняется схемой рис. 7. Ключи  $K1$  и  $K2$  замыкаются и размыкаются в противофазе с периодом, равным  $T$ .

При замкнутом состоянии ключа  $K1$ , как видно из рис. 7,

$$f_4 = f_3,$$

при замкнутом состоянии ключа  $K2$

$$f_4 = -f_3.$$

В итоге сигнал  $f_4$  на выходе блока 3 имеет вид, приведенный на рис. 6, г.

Наконец, сигнал  $f_5$  на выходе блока 4 описывается следующим образом:

$$f_5 = \frac{1}{T} \int_{t_k}^{t_k+T} f_4 dt, \quad (12)$$

где  $t_k$  — произвольный момент времени.

Следовательно, сигнал  $f_5$  на выходе интегрирующего блока 4 пропорционален величине смещения отсчетного штриха относительно центра колебания щели.

При использовании АК в качестве нуль-индикатора представляет интерес определение момента прохождения сигнала  $f_1$  через нуль.

Если обратиться к рис. 6, г, то видно, что за любой период  $T$  интеграл от функции  $f_4$  не равен нулю. Исключение составляет единственный временной промежуток от  $t_2$  до  $t_3 = t_2 + T$ , когда сигнал  $f_5$ , вычисленный по формуле (12), равен нулю. При этом равенство нулю сигнала  $f_5$  мы получим только в момент времени  $t_3 = T/2$ . Эта величина составляет чистое запаздывание информации о прохождении зеркала через нуль.

Если принять за погрешность индикации истинное значение угла поворота зеркала в момент  $t_3$ , когда сигнал  $f_5 = 0$ , то минимальная

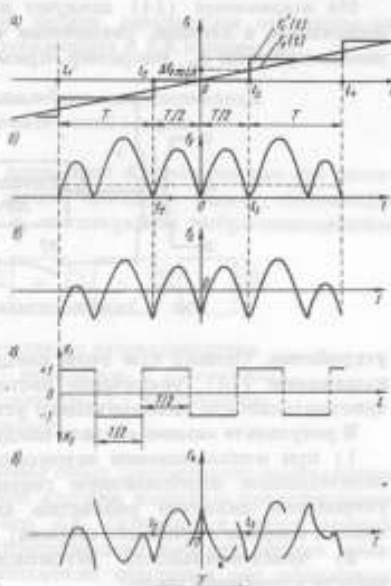


Рис. 6. Изображение сигналов структурной схемы

а — входной; б — на выходе сканирующего устройства; в — на входе демодулятора; г — на выходе демодулятора

погрешность нулевого показания составит

$$\Delta f_{i \min} = 0,5 a T. \quad (13)$$

С учетом времени запаздывания  $t_n$ , вносимого интегрирующим блоком, выражение (13) примет вид

$$\Delta f_i = a (0,5 T + t_n). \quad (14)$$

Из выражения (14) следуют пути уменьшения погрешности нуль-индикации, а именно, увеличение частоты сканирования щели и уменьшение времени  $t_n$ , например, применением цифрового интегрирующего

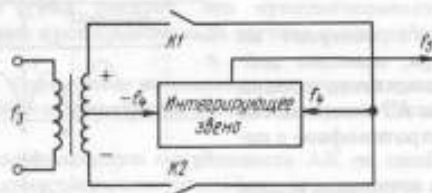


Рис. 7. Эквивалентная схема демодулятора

устройства. Однако при этом следует иметь в виду, что, как видно из выражения (10), увеличение частоты сканирования ведет к снижению чувствительности сканирующего устройства.

В результате можно сделать следующие выводы:

- 1) при использовании автоколлиматора в качестве нуль-индикатора оптимальным соотношением геометрических размеров сканирующего устройства является равенство амплитуды колебаний щели ширине щели и ширине отсчетного штриха;
- 2) чувствительность автоколлиматора обратно пропорциональна частоте колебаний щели;
- 3) погрешность нуль-индикации автоколлиматора при линейно изменяющемся входном сигнале прямо пропорциональна скорости изменения этого сигнала и периоду колебаний щели;
- 4) требования увеличения чувствительности и уменьшения погрешности противоречат друг другу, поэтому в каждом конкретном случае необходимо находить компромисс между ними.

Поступила в редакцию 26.03.1979 г.

УДК 535.88.001.24

*В. Ф. Авдеевский, С. А. Башарин, Ю. А. Бычков,  
В. А. Иванов, А. С. Поваренков, А. Н. Расторгуев*  
ВНИИМ

#### ПОСТРОЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АВТОКОЛЛИМАТОРА

##### Постановка задачи

Область применения автоколлиматоров (АК) постепенно расширяется. Помимо традиционного использования в качестве нуль-индикаторов высокой точности, АК начинают применять в системах автоматического

управления, где они служат оптическими преобразователями исключительной чувствительности с достаточно широкой зоной линейности.

Построение замкнутых систем управления, включающих в себя АК, требует знания его динамических свойств, которые в настоящее время изучены недостаточно. Вследствие этого актуальна задача построения математической модели АК, которая даст возможность проанализировать его динамику.

Рассмотрим решение поставленной задачи, основанное на одном из возможных подходов к изучению протекающих в АК процессов.

#### Анализ динамики звеньев идеального автоколлиматора и построение его математической модели

Экспериментальное исследование динамики АК вследствие его высокой чувствительности представляет собой сложную задачу, связанную с проведением прецизионных работ в специальном виброзащищенном



Рис. 1. Структурная схема типового автоколлиматора  
1 — оптическая система; 2 — модулятор; 3 — фотоэлектронный умножитель; 4 — усилитель; 5 — демодулятор; 6 — фильтр

помещении. Кроме того, как показывает опыт, особенности выполнения конкретного АК могут в значительной степени исказить представление о динамических свойствах идеального АК. Поэтому с точки зрения общности полученных результатов представляет интерес анализ динамики АК, опирающийся на математические описания его отдельных блоков.

Структурная схема типового АК показана на рис. 1. Оптическая система 1 преобразует  $a$ -угловое перемещение объекта в  $x$ -перемещение отсчетного штриха в световом потоке. Модулятор 2, представляющий собой сканирующую щель, модулирует световой поток  $\varphi$ . Модулированный световой поток поступает на катод фотоэлектронного умножителя 3 (ФЭУ), преобразующего колебания светового потока в электрический сигнал  $u_{\varphi}$ . Сигнал  $u_{\varphi}$  проходит через усилитель переменного тока 4, а усиленный сигнал  $u_y$  демодулируется синхронным детектором 5. Демодулированный сигнал  $u_d$  поступает на вход фильтра 6, и, наконец, отфильтрованный сигнал  $u_{\text{вых}}$  подают к регистрирующему устройству (на рис. 1 не показано).

Описав аналитически связь между выходными и входными сигналами отдельных звеньев АК, в итоге получим его математическую модель в виде связи между выходным и входным сигналами.

1. *Оптическая система* представляет собой линейное безынерционное звено. Связь между угловым положением объекта  $a$  и отклонением отсчетного штриха  $x$  в световом потоке устанавливается уравнением

$$x = k_1 a, \quad (1)$$

где  $k_1$  — коэффициент передачи.

2. Схематическое изображение модулятора светового потока показано на рис. 2, а. Сканирующая щель 1 колеблется с амплитудой  $A$  и круговой частотой  $\omega_n$  относительно неподвижной оси симметрии колебаний  $aa$ . Положение отсчетного штриха 2 в зоне сканирования  $2A$  характеризуется переменной координатой  $x$ , измеренной от точки 0 на оси  $aa$  до линии  $bb$ , являющейся вертикальной осью симметрии отсчетного штриха. Измерение  $x$  производят вдоль общей для штриха и щели горизонтальной оси  $dd$ . Амплитуда колебаний щели обычно достаточно мала и не выходит за пределы той части поверхности катода ФЭУ, которая обладает равномерной чувствительностью к изменению светового потока.

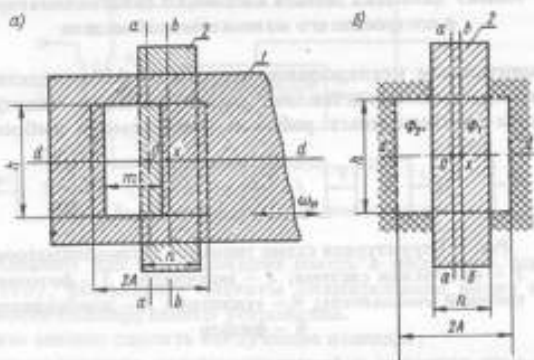


Рис. 2. Схематическое изображение модулятора (а) и составляющих светового потока  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  в зоне сканирования (б)  
1 — сканирующая щель; 2 — отсчетный штрих

Максимальная чувствительность АК к изменению светового потока будет достигнута в том случае, если

$$m = n = A,$$

где  $m$  — ширина сканирующей щели;  $n$  — ширина отсчетного штриха.

При дальнейшем изложении будем предполагать, что это условие соблюдается.

Удобно считать, что отсчетный штрих разделяет световой поток  $\Phi$ , поступающий в зону сканирования щели, на две части  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , такие что

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1 &= \Phi_0 h (0,5 m - x); \\ \Phi_2 &= \Phi_0 h (0,5 m + x). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $\Phi_0$  — удельный световой поток;  $h$  — высота щели;  $x \in [-0,5m, 0,5m]$ .

Схематическое изображение световых потоков  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  в зоне сканирования показано на рис. 2, б.

Введя нормированную координату  $X = 2x/m$ , переищем формулы (2) в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1 &= 0,5 \Phi (1 - X); \\ \Phi_2 &= 0,5 \Phi (1 + X). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$



где  $\Phi = \Phi_0 h m$ ;  $X \in [-1, 1]$ . Как видно из формул (2) и (3), потоки  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  зависят от положения отсчетного штриха в зоне сканирования.

После прохождения светового потока через сканирующую щель он становится переменным во времени, а его изменения соответствуют закону колебания щели и закону перемещения штриха в зоне сканирования. Удобно считать, что ось симметрии  $aa$  разделяет общий световой

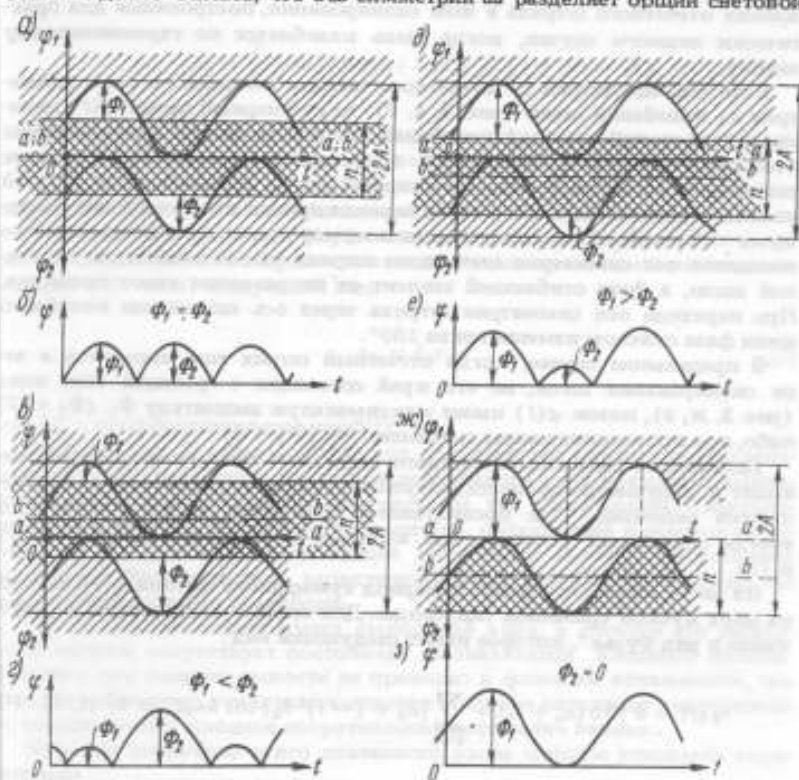


Рис. 3. Кривые изменения модулированного потока  $\varphi(t)$  и его составляющих  $\varphi_1(t)$  и  $\varphi_2(t)$  при различных положениях отсчетного штриха в зоне сканирования:  $a, б$  — оси симметрии  $aa$  и  $bb$  совпадают;  $a, z$  — ось  $bb$  смещена вправо от оси  $aa$ ;  $д, e$  — ось  $bb$  смещена влево от оси  $aa$ ;  $ж, з$  — край штриха совпадает с границей зоны сканирования

поток  $\varphi(t)$ , прошедший через сканирующую щель, на две части  $\varphi_1(t)$  и  $\varphi_2(t)$ , каждая из которых также изменяется по закону колебания щели. Очевидно, что максимальные значения (амплитуды) потоков  $\varphi_1(t)$  и  $\varphi_2(t)$  соответственно равны  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , которые определяют по формулам (2).

На чувствительную поверхность ФЭУ поступает общий модулированный световой поток

$$\varphi(t) = \varphi_1(t) + \varphi_2(t).$$

Таким образом, процесс модуляции в АК заключается в формировании амплитудно-модулированного сигнала в виде светового потока. Огибающая этого сигнала характеризует меняющееся во времени положение отсчетного штриха в зоне сканирования щели.

На рис. 3 приведены графики  $\varphi(t)$ ,  $\varphi_1(t)$  и  $\varphi_2(t)$  при различных положениях отсчетного штриха в зоне сканирования, построенные для практически важного случая, когда щель колеблется по гармоническому закону.

Если ось симметрии  $bb$  отсчетного штриха совпадает с осью симметрии  $aa$  колебаний щели (рис. 3, а, б), то суммарный поток  $\varphi(t)$  меняется с удвоенной частотой колебания щели. При сдвиге оси симметрии отсчетного штриха вправо (рис. 3, а, з) или влево (рис. 3, д, е) от оси симметрии колебаний щели суммарный поток изменяется с частотой колебания щели, причем в течение периода кривая  $\varphi(t)$  имеет два максимума  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ . Разность этих максимумов пропорциональна величине смещения оси симметрии отсчетного штриха от оси симметрии колебаний щели, а фаза огибающей зависит от направления этого смещения. При переходе оси симметрии штриха через ось симметрии колебаний щели фаза скачком изменяется на  $180^\circ$ .

В предельном случае, когда отсчетный штрих еще находится в зоне сканирования щели, но его край совмещен с границей этой зоны (рис. 3, ж, з), поток  $\varphi(t)$  имеет максимальную амплитуду  $\Phi_1$  ( $\Phi_2 = 0$ ) либо, при противоположном смещении,  $\Phi_2$  ( $\Phi_1 = 0$ ).

Дальнейшее смещение отсчетного штриха из зоны сканирования приводит к нарушению процесса модуляции, поэтому такие режимы не являются рабочими. При последующем изложении будем считать, что всегда соблюдены условия, при которых справедливы формулы (2) и (3).

Из рис. 3 видно, что каждый период суммарного потока  $\varphi(t)$  состоит из двух кусков срезанной синусоиды. Для такой кривой известно разложение в ряд Фурье\*, которое имеет следующий вид:

$$\varphi(t) = \Phi \{ 0.5(a_0 + b_0) + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k + (-1)^k b_k] \cos k\omega_0 t \} = F(t, X). \quad (4)$$

где

$$a_k = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{\sin [(k-1) \arccos X]}{k-1} + \frac{\sin [(k+1) \arccos X]}{k+1} - 2X \frac{\sin (k \arccos X)}{k} \right\};$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{\sin [(k-1)(\pi - \arccos X)]}{k-1} + \right.$$

\* Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. - М.: Наука, 1974.

$$+ \frac{\sin [(k+1)(\pi - \arccos X)]}{k+1} + 2X \frac{\sin [k(\pi - \arccos X)]}{k} \Big\};$$

$$a_0 = \frac{2}{\pi} [\sin (\arccos X) - X \arccos X];$$

$$b_0 = \frac{2}{\pi} [\sin [\arccos (-X)] + X \arccos (-X)].$$

Формула (4) представляет собой математическую модель основного нелинейного звена АК — модулятора светового потока.

3. *Фотоэлектронный усилитель* так же, как и оптическая система, является линейным безынерционным звеном. Электрический сигнал на его выходе повторяет по форме изменяющийся во времени световой поток, падающий на поверхность катода. Следовательно, математическая модель ФЭУ имеет следующий вид:

$$u_{\Phi} = k_2 \dot{v}, \quad (5)$$

где  $k_2$  — коэффициент передачи ФЭУ.

4. *Усилитель*. В общем случае при прохождении амплитудно-модулированного сигнала через усилитель переменного тока возможны амплитудные и фазовые искажения как несущей, так и огибающей. В исследуемом АК, однако, использован усилитель, обладающий в спектре модулированного сигнала не зависящей от частоты амплитудно-частотной и нулевой фазочастотной характеристиками, поэтому вносимыми им искажениями можно пренебречь.

Поскольку усилитель имеет емкостный вход, в спектре его выходного сигнала отсутствует постоянная составляющая входного сигнала. Вместе с тем наличие емкости не приводит к фазовым искажениям, так как первый каскад усилителя выполнен по схеме катодного повторителя и, следовательно, входное сопротивление достаточно велико.

Итак, на основании всего сказанного выше опишем усилитель выражением

$$u_y = k_3 (u_{\Phi} - u_{\Phi 0}), \quad (6)$$

где  $k_3$  — коэффициент передачи усилителя;  $u_{\Phi 0} = k_2 \Phi [0,5 (a_0 + b_0)]$  — постоянная составляющая входного сигнала.

5. *Демодулятор* (синхронный детектор). Процесс демодуляции, как известно, заключается в восстановлении огибающей. В изучаемом АК демодулятором служит синхронный детектор, который осуществляет операцию умножения входного сигнала на переключающую функцию. Эта функция в идеале представляет собой последовательность прямоугольных разнополярных импульсов с периодом  $T = 2\pi/\omega_n$  и единичной амплитудой.

Практическая реализация переключающей функции, достаточно близкой к идеальной, в исследуемом АК осуществляется с помощью двух транзисторов, работающих в ключевом режиме.

$$f(t) = 2 \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos k\omega_n t, \quad (7)$$

где

$$c_k = (\sin k\pi/2)/(k\pi/2).$$

С учетом формулы (7) получим следующую модель синхронного детектора:

$$u_x = u_y \left[ 2 \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos k\omega_n t \right]. \quad (8)$$

Подставив в формулу (8) выражения (4)–(7), получим математическую модель АК без фильтра:

$$u_x = k_4 \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} [a_k + (-1)^k b_k] \cos k\omega_n t \right\} \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos k\omega_n t \right\}, \quad (9)$$

где  $k_4 = 2k_2 k_3 \Phi$ ,  $a_k$  и  $b_k$  — функции углового положения объекта, поскольку содержание  $X$  может быть расшифровано с помощью формул (1)–(3).

Следует отметить, что рассмотренные звенья АК, передающие и преобразующие его сигнал, представляют собой звенья безынерционные линейные, безынерционные нелинейные или безынерционные с переменными параметрами, поэтому преобразуемый сигнал воспроизводится этими звеньями без какой-либо задержки во времени. Иными словами, сигнал на выходе синхронного детектора, определяемый выражением (9), мгновенно отслеживает любые изменения углового положения объекта. Однако для выделения из преобразуемого полезного сигнала на выходе синхронного детектора ставят фильтр низкой частоты, который вызывает значительное запаздывание и ухудшает динамические свойства АК в целом.

6. *Фильтр.* В типовом АК на выходе синхронного детектора ставят RC-фильтр.

При анализе работы фильтра во временной области для получения его математической модели применяют интегралы наложения с использованием переходных или импульсных характеристик этого фильтра.

Импульсная характеристика фильтра АК имеет вид

$$h(t) = \frac{1}{RC} e^{-\frac{t}{\tau_2}},$$

где  $\tau_2 = RR_n C / (R + R_n)$  — постоянная времени RC-фильтра;  $R$  и  $C$  — сопротивление и емкость фильтра;  $R_n$  — сопротивление нагрузки.

Связь между сигналами на выходе и входе такого фильтра определяется интегралом наложения в следующем виде:

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{RC} \int_0^t u_x(\tau) e^{-\frac{t-\tau}{\tau_2}} d\tau. \quad (10)$$

Заменив в интеграле (10) напряжение  $u_d$  его значением, определенным выражением (9), получим полную математическую модель автоколлиматора с учетом всех его звеньев:

$$u_{\text{вых}} = \frac{k_4}{RC} \int_0^t \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} [a_k(\tau) + (-1)^k b_k(\tau)] \cos k\omega_n \tau \right\} \times \\ \times \left( \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos k\omega_n \tau \right) \left( e^{-\frac{t-\tau}{\tau_2}} \right) d\tau. \quad (11)$$

Полученную математическую модель автоколлиматора интерпретировать трудно, так как интеграл, входящий в выражение (11), не выра-

жается через известные элементарные или специальные табулированные функции, поэтому анализ математической модели автоколлиматора может быть произведен лишь численными методами с помощью ЭВМ.

С помощью ЭВМ вычислены значения напряжения на выходе демодулятора и на выходе фильтра, определяемые соответственно выражениями (9) и (11).

Вычисления произведены при задании изменения  $X(t)$  по косинусоидальному закону с амплитудой, равной единице, и частотой, изменяемой от 1 до 45 Гц.

Соответствующий закон изменения  $a(t)$  может быть легко получен из формул (1), (2) и (3). Несущая частота принята равной 50 Гц. Значения напряжений вычислены через каждые 0,002 с. При вычислении напряжения по формуле (11) постоянная времени  $\tau_2$  принята равной 0,2 с. Принятые значения  $f_{1k}$  и  $\tau_2$  соответствуют АК, выпускаемым промышленностью в настоящее время.

На основе полученных результатов были построены графики изменения напряжения на выходе демодулятора и фильтра. Из графиков видно, что среднее значение напряжения демодулятора  $u_d$  воспроизводит входной сигнал АК без какого-либо запаздывания во времени. В то же время напряжение на выходе фильтра  $u_{\text{вых}}$  хотя и повторяет по форме входной сигнал АК, но имеет значительное запаздывание по фазе.

На рис. 4 приведены амплитудно-частотные характеристики АК (сплошные линии) и фильтра (штриховые линии). Как видно из рис. 4, частотные свойства и, следовательно, динамику АК в основном определяет

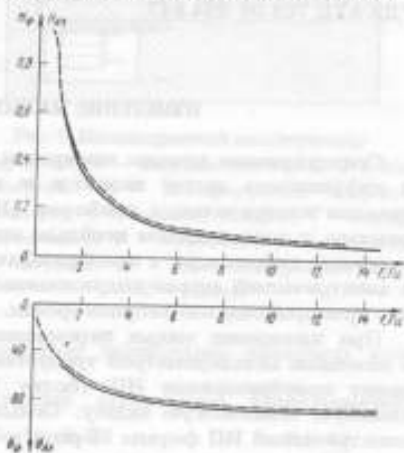


Рис. 4. Амплитудно- и фазочастотная характеристики АК (сплошные линии) и фильтра (штриховые)

фильтр, поскольку частотные характеристики фильтра и АК в целом практически совпадают.

В заключение можно сделать следующие выводы:

1) выбор фильтра в значительной степени определяет динамические свойства АК, которые могут быть существенно улучшены путем применения корректирующих звеньев;

2) частотный спектр нелинейного преобразования сигнала находится в полосе задерживания фильтра, поэтому для основного сигнала, несущего информацию об угловом положении объекта, АК представляет собой практически линейную цепь.

Поступила в редакцию 16.03.1979 г.

### III. ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВИБРАЦИИ

УДК 531.768.08:534.647

*Д. П. Першин*  
НИИ электромеханики

#### ИЗМЕРЕНИЕ МАЛЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Существующие методы измерения перемещений в диапазоне низких и инфранизких частот сводится к определению виброускорения при помощи измерительных приборов (ИП), работающих в режиме акселерометра, с последующим двойным интегрированием, и ИП, работающих в режиме виброметра, с преобразованием движений инерционной массы в электрический сигнал индукционным методом, где выходное напряжение пропорционально виброскорости.

При измерении малых перемещений в указанном диапазоне частот с помощью акселерометров требуется обеспечить значительный коэффициент преобразования ИП (более  $1\text{В}\cdot\text{с}^2/\text{м}$ ), что представляет собой сложную техническую задачу. Самым чувствительным является пьезоэлектрический ИП фирмы "Брюль и Кьер" 8306 со встроенным усилителем напряжения.

Одним из недостатков ИП ускорения, используемых при измерении перемещений и отличающихся от синусоидального закона, являются большие погрешности, связанные с двойным интегрированием.

Широкое применение для измерения перемещений нашли сейсмографы ВЭГИК, работающие в режиме виброметра. Однако громоздкость, неудобство в эксплуатации, значительные погрешности и трудности поверки (из-за значительной массы ИП) заставляют искать более совершенные средства измерения.

Настоящая работа была проведена с целью усовершенствования методов измерения малых перемещений на основе ИП, работающего в режиме акселерометра и в режиме виброметра.

В практике вибрационных измерений все большее применение находят механотронные преобразователи, представляющие собой электровакуумные приборы с механически управляемыми электродами. Известно два вида механотронных акселерометров — с внутренним и внешним механическим управлением. Наибольшими возможностями с точки зрения регулирования коэффициента преобразования обладают механотронные акселерометры с внешним управлением. Статическая

чувствительность по току к ускорению механотронных ИП определяется из выражения\*

$$\eta = \psi_i \frac{m}{n} \sigma_F M,$$

где  $\psi_i$  — чувствительность по току электродной системы механотрона;  $\sigma_F$  — чувствительность к силам кинематической системы мембрана — стержень;  $M$  — масса;  $m$  и  $n$  — внутренняя и внешняя части стержня.

Из приведенного выражения следует, что увеличение коэффициента преобразования может быть получено путем изменения массы  $M$ . Однако массу можно увеличивать до определенного значения, различного для различных типов механотронов. Так, для механотронов типа 6МХ2Б оно равно 2 г, при этом коэффициент преобразования составляет  $30 \text{ мВ} \cdot \text{с}^2/\text{м}$ .

На рис. 1 приведена конструкция механотронного ИП, в котором в качестве массы использован постоянный магнит весом 20 г, взвешенный в поле индукционной катушки, что позволило значительно увеличить коэффициент преобразования ИП.

Преобразователь имеет следующие технические характеристики:

Диапазон частот с линейностью $\pm 1$ дБ, Гц	0,1–20
Коэффициент преобразования, $\text{В} \cdot \text{с}^2/\text{м}$	1,5
Порог чувствительности, $\text{м}/\text{с}^2$	$1 \cdot 10^{-4}$
Напряжение питания, В	$\pm 12$
Выходное сопротивление, Ом, не более	600
Масса, кг	0,2
Габариты, мм	100 x 45 x 45

Выход преобразователя может быть подключен к любому аналоговому регистрирующему устройству. При незначительном изменении электронной схемы он может быть применен как измеритель уровня линейных ускорений. Однако такой механотронный ИП может использоваться для измерения лишь вертикальной составляющей ускорения.

Наиболее совершенным с точки зрения точностных характеристик, а также удобства и простоты эксплуатации является измеритель малых перемещений, представляющий собой усовершенствованный прибор инерционного действия. Отличительной особенностью его является

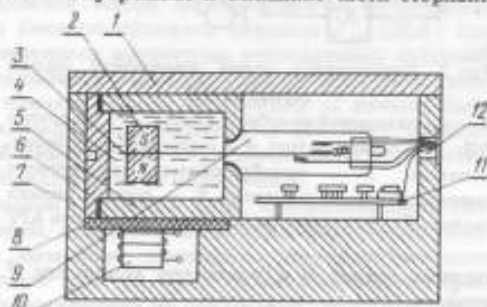


Рис. 1. Механотронный акселерометр

1 — крышка; 2 — инерционная масса; 3 — шток механотрона; 4 — демпфирующая жидкость; 5 — камера; 6 — крышка камеры; 7 — корпус; 8 — прокладка; 9 — механотрон; 10 — индукционная катушка; 11 — плата электронной схемы; 12 — разъем

\* Берлин Г. С., Розентул С. А. Механотронные преобразователи и их применение. — М.: Энергия, 1974.

способ преобразования движения инерционного элемента в электрический сигнал с помощью токовихревого преобразователя пропорционально виброперемещению. Структурная схема измерителя приведена на рис. 2. Сигнал с генератора ВЧ 2 подается на обмотку токовихревого преобразователя 1. Модулированный сигнал, пропорциональный перемещению, подается на демодулятор 3 и масштабный преобразователь 4. Перемещения регистрируются с помощью встроенного стрелочного указателя в микрометрах по эффективному значению или выводится через фильтр

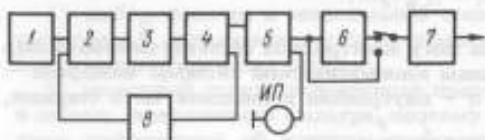


Рис. 2. Структурная схема измерителя малых перемещений

1 — токовихревой преобразователь; 2 — генератор ВЧ; 3 — демодулятор; 4 — масштабный преобразователь; 5 — преобразователь переменного напряжения в постоянное; 6 — фильтр низких частот; 7 — усилитель мощности; 8 — система АРУ низких частот 6 и усилитель мощности 7 на любой аналоговый регистратор.

#### Основные технические характеристики измерителя

Диапазон измеряемых перемещений, мкм . . . . .	0,1–10
Рабочий диапазон частот с неравномерностью $\pm 1$ дБ, Гц . . . . .	1–200
Порог чувствительности, мкм . . . . .	0,05
Масса преобразователя, кг . . . . .	1,0
Масса прибора, кг . . . . .	5,0
Габариты преобразователя, мм . . . . .	110 x 60 x 50
Габариты прибора, мм . . . . .	280 x 180 x 150

Прибор имеет два канала измерения и может регистрировать колебания одновременно в двух направлениях.

Поступила в редакцию 12.02.1979 г.

УДК 621.385.291

В. Л. Федорин, В. Л. Шур  
ВНИИМ

#### ИНТЕРФЕРОМЕТР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ АМПЛИТУД КОЛЕБАНИЙ УДАЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

Определение амплитуд вибраций объектов, удаленных от измерительной схемы, является сложной метрологической задачей. При бесконтактных измерениях колебаний все большее применение находят интерферометры с когерентными источниками света [1].

При измерении амплитуд вибраций с помощью двухлучевого интерферометра широко используют метод однонаправленного счета порядков интерференции. Однако в реальных условиях измерений происходит изменение разности оптических путей интерферометра вследствие флуктуаций, например, показателя преломления воздушной среды, которое может достигать нескольких порядков интерференции. В результате



информационный сигнал оказывается промодулированным спектром флуктуаций, и без применения специальных мер обнаружить его невозможно.

Менее чувствителен к флуктуациям оптической разности фаз  $k\delta_0$  ( $k$  — волновое число,  $\delta_0$  — начальная разность хода пучков) метод исчезновения интерференционной картины (метод Остербергерера). Дальнейшим развитием его является метод автоматической регистрации нулевых значений функции Бесселя нулевого порядка  $J_0(2kA)$  при определенных дискретных значениях амплитуды исследуемых вибраций  $A$  [2]. В этом случае применяется интерферометр с дополнительной модуляцией разности фаз, причем частота модуляции  $\Omega$  должна быть значительно ниже частоты исследуемых вибраций  $\omega$  ( $\Omega \ll \omega$ ). Однако, если флуктуации оптической разности фаз  $k\delta_0$  превышают  $\pi/4$ , применение метода исчезновения не представляется возможным.

В интерферометре с большой разностью хода, предназначенном для измерений амплитуд колебаний, осуществляется высокочастотная поляризация модуляции с помощью линейного электрооптического эффекта Показеля в кристалле KDP [3, 5]. С целью уменьшения дрейфа оптическая схема усовершенствована по сравнению с представленной в [3] и представляет собой поляризационный интерферометр, в ветвях которого световые пучки имеют различную поляризацию и модулированную разность фаз. Интерференционная картина проецируется на два фотоприемника с щелевыми диафрагмами, которые регистрируют прохождение интерференционных полос со сдвигом на  $1/4$  полосы относительно друг друга.

При наличии модуляции разности фаз с частотой  $\Omega$  и гармонического колебания отражателя с амплитудой  $A$  и частотой  $\omega$  спектральная составляющая сигнала фотоприемника с частотой первой гармоники  $\Omega$ , выделяемая узкополосным фильтром, определяется формулой [2]

$$I_1(\Omega) = 2B \sin(2k\delta_0) J_1(2\Phi) J_0(2kA) \cos \Omega t, \quad (1)$$

где  $B$  — постоянная, зависящая от интенсивности источника света и оптико-электронных параметров интерферометра;  $\Phi$  — амплитуда фазовой модуляции с частотой  $\Omega$ ;  $J_0, J_1$  — функции Бесселя первого рода. Из выражения (1) видно, что амплитуда сигнала фотоприемника на частоте модулирующего генератора  $\Omega$  будет изменяться в зависимости от амплитуды исследуемых колебаний отражателя согласно функции Бесселя нулевого порядка  $J_0(2kA)$ , а чувствительность определяется начальной разностью фаз  $2k\delta_0$  и зависит от ее стабильности за время измерения (при изменении  $2k\delta_0$  на  $\pi/4$  чувствительность может измениться от максимума до нуля).

Счетно-логическое устройство интерферометра (см. рисунок) имеет два канала — стабилизации рабочего режима и измерительный. В канале стабилизации сигнал фотомножителя ФЭУ-1 усиливается селективным усилителем, настроенным на частоту модуляции, и поступает на синхронный детектор, на который подается также опорное напряжение от генератора модулирующего напряжения. Усиленный сигнал фазочувствительного выпрямителя является сигналом обратной связи и подается на один из входов электрооптического модулятора, изменение напряжения на котором компенсирует возникшее в результате флуктуации приращение начальной разности фаз.

Для устойчивой работы канала автоподстройки верхняя граница полосы пропускания усилителей обратной связи выбиралась ниже частот исследуемых вибраций. С целью исключения влияния модуляции на результат измерения частота фазовой модуляции значительно превышала верхнюю границу частот исследуемых вибраций и составляла 300 кГц.

В измерительном канале сигнал ФЭУ-2 после синхронного детектирования направляется на электронный счетчик. Амплитуда виброперемещения измеряется методом однонаправленного счета порядков интерференции. Если электронный счетчик работает в режиме счета в течение дискретного временного интервала  $t$ , то амплитуда рассчитывается по формуле

$$A = \frac{\lambda}{8} \cdot \frac{N}{Tf} \quad (2)$$

где  $N$  — число импульсов;  $f$  — частота колебаний.

При измерении амплитуды учитывались целые и дробные части порядков интерференции, для чего использовалось следующее свойство поля-

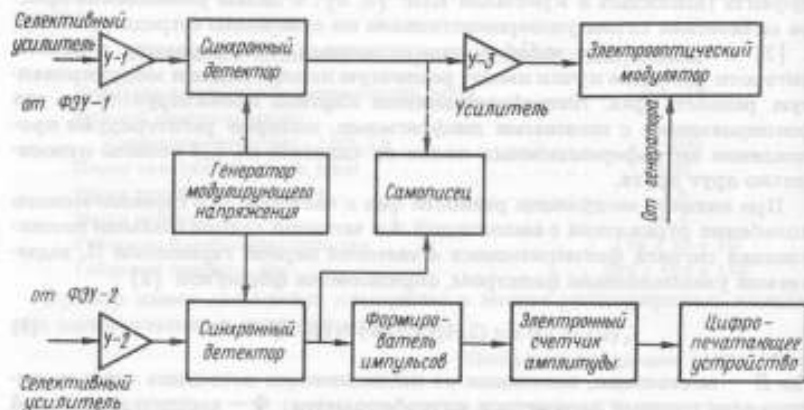


Схема счетно-логического устройства интерферометра

ризационного интерферометра: если интерферирующие пучки в плечах имеют циркулярную поляризацию с противоположным направлением вращения электрического вектора, то при вращении выходного анализатора происходит непрерывное медленное перемещение интерференционных полос в плоскости диафрагмы фотоприемника. Перемещение полос эквивалентно сдвигу шкалы отсчета относительно размаха вибрационных колебаний. Дробная часть порядка интерференции определяется, таким образом, путем усреднения значений при суммировании амплитуд колебаний, дробные части которых статистически распределены в интервале от 0 до  $\lambda/8$ .

Экспериментальные исследования, проведенные при частоте вибраций 200 Гц и разности хода пучков 6 м, показали, что СКО результата измерения амплитуды не превышало 1,5%.

Разрешающая способность интерферометра ограничивалась флуктуациями источника излучения и динамическими ошибками системы автоподстройки и составляла около 0,002 мкм.

С целью выявления неучтенных систематических погрешностей интерферометра измерялись также дискретные значения амплитуд перемещений независимым методом — путем регистрации нулевых значений функции Бесселя нулевого порядка  $J_0(2kA)$ . Частота фазовой модуляции при этом составляла 40 Гц, разность хода в интерферометре устанавливалась близкой к нулю. В связи с неустойчивой работой вблизи нулевых значений  $J_0$  канал автоподстройки отключался. Устанавливались амплитуды колебаний, соответствующих третьему ( $A = 0,435$  мкм) и шестому ( $A = 0,909$  мкм) исчезновению, контролируемым по минимуму сигнала селективного усилителя, настроенного на частоту 40 Гц.

Сравнение результатов измерений, проведенных двумя независимыми методами, показало, что отклонение среднеарифметических значений амплитуд не превышает суммарного среднего квадратического отклонения обоих методов измерений.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бордиловский А. Ф., Шкаликов В. С. Методы измерений параметров вибраций. ЛДНТП, 1974.
2. Schmidt V. A., Edelman S., Smith E. and Pierre E. T. Modulated Photoelectric Measurement of Vibration. — *Jorn. of the Acoust. Soc. of Amer.*, 1970, No 19.
3. Шур В. Л. Интерферометр с фазовой модуляцией на частоте 30 мГц. — Труды метрологических институтов СССР, вып 192 (252). — Л.: Энергия, 1976.

Поступила в редакцию 10.01.1979 г.

УДК 531.765.08

А. Ф. Бордиловский  
ВНИИМ

#### ОТСЧЕТНОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ АМПЛИТУДЫ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

При интерференционных измерениях амплитуды перемещения наибольшую точность в широком диапазоне обеспечивает метод однонаправленного счета интерференционных полос [1], заключающийся в подсчете числа порядков интерференции за определенный промежуток времени. Обычно в таких случаях с достаточно высокой точностью измеряют частоту вибрации и отношение частоты движения интерференционных полос к частоте вибрации. При амплитудах перемещения, значительно превышающих длину волны монохроматического источника света, форма сигнала колеблющейся интерференционной картины близка к гармонической, поэтому можно применить электронный частотомер в режиме измерения отношения частот [2]. Такой метод измерения амплитуды перемещения является самым простым. Однако он имеет и существенные недостатки: 1) измерение отношения частот с достаточно высокой точностью возможно при выполнении условия  $\lambda \ll A$ , где  $\lambda$  — длина волны монохроматического источника света,  $A$  — амплитуда перемещения; 2) результат измерения выражается в дискретных единицах,

кратных  $\frac{\lambda}{8}$  (для двухлучевой интерференции), и требует дополнительных вычислений для перевода в микрометры.

Для устранения этих недостатков был разработан интерференционный метод измерения амплитуды перемещения непосредственно в единицах измеряемой величины [3].

Для двухлучевой интерференции амплитуда перемещения  $A$  может быть вычислена по формуле

$$A = \frac{N\lambda}{8n},$$

где  $n$  — число периодов колебаний;  $N$  — число порядков интерференции за  $n$  периодов.

Поскольку  $\frac{\lambda}{8n} = \text{const}$ , выберем значение  $n$  таким, чтобы  $\frac{\lambda}{8n} = 10^{-4}$  мкм, тогда отсчет порядков интерференции получим в микрометрах с точностью до  $10^{-4}$  мкм.

В экспериментальной установке в качестве источника света применялся гелий-неоновый лазер с  $\lambda = 0,6328$  мкм. При  $n = 791$  амплитуда перемещения  $A = N \cdot 10^{-4}$  мкм.

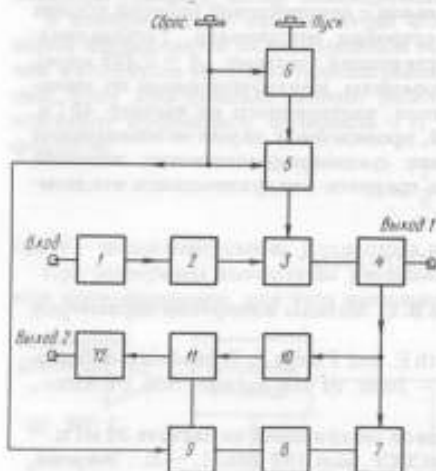


Рис. 1. Структурная схема прибора  
1, 8, 10, 12 — усилители; 2 — формирователь импульсов; 3, 11 — схемы совпадений; 4 — согласующий каскад; 5, 6, 9 — триггер; 7 — ждущий мультивибратор

Для измерения числа порядков интерференции применялся электронный частотомер ЧЗ-30, работающий в режиме счета числа импульсов при внешнем пуске и остановке. Измерение 791 периода колебаний вибратора выполнял электронный частотомер типа ЧЗ-20 с предварительной установкой. Для управления работой электронных частотомеров, их синхронного пуска в определенный момент времени и формирования счетных импульсов, соответствующих частоте колебаний вибратора, был разработан специальный электронный блок, выполненный главным образом на логических элементах.

На рис. 1 приведена функциональная схема прибора.

На вход устройства подается сигнал от генератора синусоидального напряжения, этот же сигнал подается на вход усилителя мощности, возбуждающего вибратор. После усиления сигнал ограничивается по амплитуде и формируется в прямоугольные импульсы длительностью около 20 мкс; частота следования импульсов соответствует частоте колебаний вибратора. Передний фронт импульса соответствует моменту перехода синусоидального сигнала через нуль. Длительность фронта импульсов — менее 1 мкс. После усиления сформированные импульсы поступают на вход схемы совпадений. Для того, чтобы погрешность отчета числа периодов была пренебрежимо малой, пуск и остановку счетчика числа интерференционных полос необходимо производить

в строго определенные моменты времени — в момент перехода синусоидального сигнала через нуль. Запуск отсчетного устройства осуществляется пусковой кнопкой в произвольный момент времени. Для синхронизации пуска с сигналом генератора применялась электронная схема, состоящая из схемы совпадений и триггера. Для исключения повторного пуска или случайной остановки во время измерений применялся двояный триггер. Кнопка "пуск" опрокидывает триггер и открывает схему совпадений, обратный переход производит кнопка "сброс". С выхода схемы совпадений импульсы через согласующий каскад поступают на два выхода: запуска счетчика импульсов интерференционных полос и формирования счетных импульсов числа периодов колебаний вибратора.

Из временной диаграммы (рис. 2) видно, что если пусковые импульсы подать непосредственно на вход счетчика числа периодов, то действительный промежуток времени окажется на один период меньше. Чтобы этого не случилось, в формирующее устройство введена схема вычитания одного периода колебаний вибратора. Запускающие импульсы через усилитель-инвертор поступают на вход схемы совпадений. Первый импульс этой серии подается также на вход ждущего мультивибратора, на выходе мультивибратора он дифференцируется, ограничивается, усиливается, и задний фронт импульса опрокидывает триггер, открывающий второй вход схемы совпадений. С выхода схемы совпадений импульсы через усилитель и согласующий каскад поступают на вход счетчика числа периодов колебаний. По окончании счета 791 периода импульс окончания счета с частотомера ЧЗ-20 через инвертор подается на вход Б частотомера ЧЗ-30 и останавливает счет порядков интерференции.

Для повторного пуска необходимо кнопкой "сброс" вернуть в исходное положение триггеры блока управления частотомерами и установить нулевые показания на обоих частотомерах.

Оценим погрешность измерения амплитуды перемещения, вносимую электронным устройством. Эта погрешность определяется точностью измерения 791 периода колебаний вибратора. Формирующее устройство имеет фронт импульсов пуска и остановки частотомеров около 1 мкс, а так как длительность переходного процесса в частотомере значительно

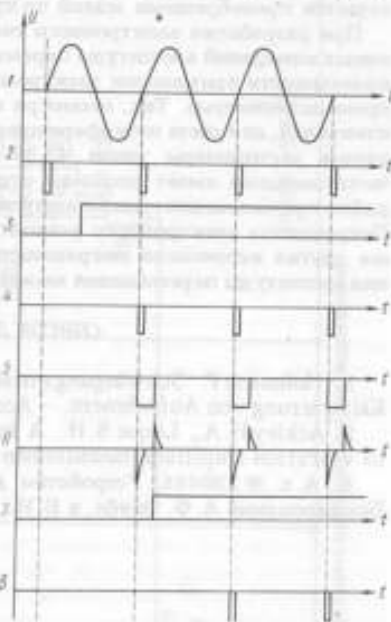


Рис. 2. График выходных напряжений 1 — для усилителя 1 (см. рис. 1); 2 — для формирователя; 3 — для триггера; 4 — для схемы совпадений; 5 — для ждущего мультивибратора; 6 — для дифференцирующей цепи; 7 — для триггера; 8 — для усилителя 12.

меньше 1 мкс (для частотомера ЧЗ-30 порядка  $10^{-8}$  с), то погрешность измерения 791 периода не может быть больше длительности фронта пускового импульса. Например, для частоты 800 Гц время измерения составляет около 1 с и задается с погрешностью не более 1 мкс, т. е. с относительной погрешностью около  $10^{-4}$ %, для более низких частот точность повышается, для высоких снижается, но погрешность по-прежнему остается пренебрежимо малой по сравнению с другими погрешностями.

При разработке электронного счетного устройства для интерференционных измерений амплитуды перемещения основное внимание уделено возможности применения электронных приборов, серийно выпускаемых промышленностью. Так, несмотря на относительно сложную программу измерений, для счета интерференционных полос и числа периодов применялись частотомеры типов ЧЗ-30 и ЧЗ-20. Так как блок управления частотомерами имеет слишком ограниченную область применения и серийно промышленностью не выпускается, он был изготовлен специально. Погрешность электронного устройства в целом на два-три порядка меньше других источников погрешности и при оценке погрешности измерения амплитуды перемещения может не учитываться.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Hohmann P. Schwingungsmessungen mit Laserinterferometer zur Kalibrierung von Aufnehmern. — *Acoustica*, 1972, No 3.
2. Ackley H. A., Loque S. H. A laser interferometer and its application to vibration amplitude measurement. — *Proc. Inst. Env. Sci.*, 1967, No 13.
3. А. с. № 230434. Устройство для измерения амплитуды вибрации. Бордюловский А. Ф. Оpubл. в Б. И., 1968, № 34.

Поступила в редакцию 02.02.1979 г.

УДК 621.383.292.624

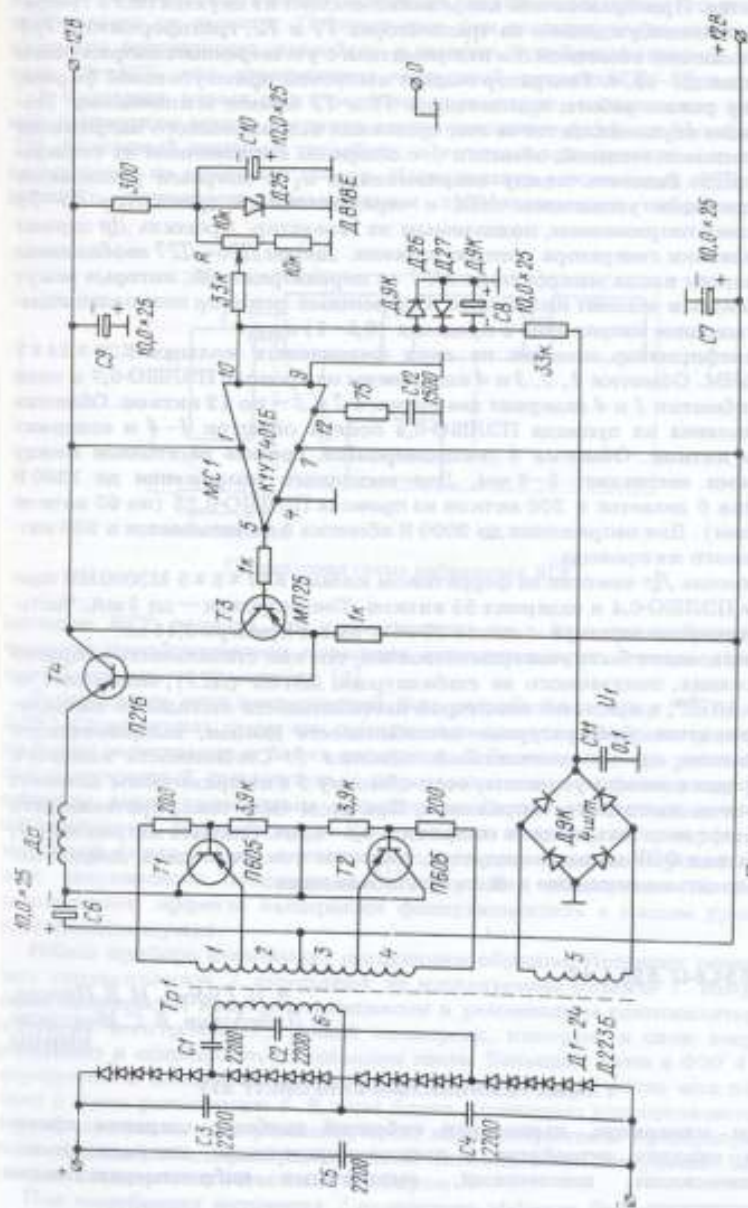
*В. Л. Федорин, И. В. Пучков*  
ВНИИМ

#### СТАБИЛИЗИРОВАННЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ФЭУ

Точность измерительных электрофизических и электрооптических приборов, в которых широко применяются фотозлектронные умножители (ФЭУ), в значительной степени зависит от стабильности работы последних. Для нормальной работы ФЭУ необходимо напряжение порядка нескольких сотен вольт.

Как правило, ФЭУ работают совместно с полупроводниковыми схемами (предусилитель, дискриминатор и т. д.), которые питаются напряжением порядка нескольких вольт. В связи с этим возникает необходимость создания преобразователей и стабилизаторов, питаемых теми же напряжениями, что и полупроводниковые элементы.

Разработанная схема стабилизированного преобразователя напряжения для ФЭУ питается напряжением +12 и -12 В, потребляет ток 0,3 А, стабильность выходного напряжения 0,1%. Выходное напряжение может быть установлено от 400 до 2000 В.



Принципиальная схема преобразователя напряжения

га рисунке приведена принципиальная схема преобразователя напряжения и стабилизатора, выполненная полностью на полупроводниковых элементах. Преобразователь напряжения состоит из двухтактного генератора с самовозбуждением на транзисторах  $T1$  и  $T2$ , трансформатора  $Tr1$  с повышающей обмоткой  $b$  и выпрямителя с учетверенным напряжением на диодах  $D1-D24$ . Генератор выдает импульсы прямоугольной формы, поэтому режим работы транзисторов  $T1$  и  $T2$  близок к ключевому. Стабилизация осуществляется за счет сравнения выпрямленного напряжения  $u_1$  от вспомогательной обмотки  $5$  с опорным напряжением на стабилитроне  $D25$ . Разность между напряжениями  $u_1$  и опорным усиливается операционным усилителем  $MC1$  и через составной транзистор  $T3-T4$  управляет напряжением, подаваемым на генератор. Дроссель  $Dp$  служит для развязки генератора с цепью питания. Диоды  $D26-D27$  необходимы для защиты входа микросхемы  $MC1$  от перенапряжений, которые могут возникнуть в момент включения. Переменный резистор позволяет изменить выходное напряжение в пределах  $(0,5-1) u_{\max}$ .

Трансформатор намотан на двух ферритовых кольцах  $K38 \times 24 \times 7$   $M1000HM$ . Обмотки  $1, 2, 3$  и  $4$  выполнены из провода ПЭЛШО-0,7 в один слой, обмотки  $1$  и  $4$  содержат два витка, а  $2$  и  $3$  — по 12 витков. Обмотка  $5$  выполнена из провода ПЭЛШО-0,4 поверх обмоток  $1-4$  и содержит девять витков. Обмотка  $b$  секционирована, среднее расстояние между секциями составляет 5–6 мм. Для выходного напряжения до 1200 В обмотка  $b$  делается в 300 витков из провода ПЭЛШО-0,25 (по 60 витков в секции). Для напряжения до 2000 В обмотка  $b$  наматывается в 500 витков такого же провода.

Дроссель  $Dp$  намотан на ферритовом кольце  $K17 \times 8 \times 5$   $M3000HM$  проводом ПЭЛШО-0,4 и содержит 55 витков. Ток нагрузки — до 3 мА. Частота генерации генератора — около 20 кГц. Масса прибора 0,45 кг.

Схема может быть усовершенствована, так как стабильность опорного напряжения, получаемого на стабилитроне  $D818E$  ( $D25$ ), составляет не менее  $10^{-4}\%$ , а причиной некоторой нестабильности выходного напряжения является температурная нестабильность диодов, выпрямляющих напряжение во вспомогательной обмотке  $5$ . Стабильность высокого напряжения можно улучшить, если обмотку  $5$  с выпрямителем заменить делителем выходного напряжения. При этом сила тока, протекающего через этот делитель, должна составлять 0,5–1 мА. Снимать напряжение  $u_1$  с делителя ФЭУ не рекомендуется, так как ток последних диодов может вносить возмущение в систему стабилизации.

УДК 534.647:539.1.43

В. И. Гудов, И. В. Пучков,  
В. Л. Федорин, В. С. Шкаликов  
ВНИИМ

#### ГАММА-РЕЗОНАНСНЫЙ ВИБРОМЕТР ЯГР

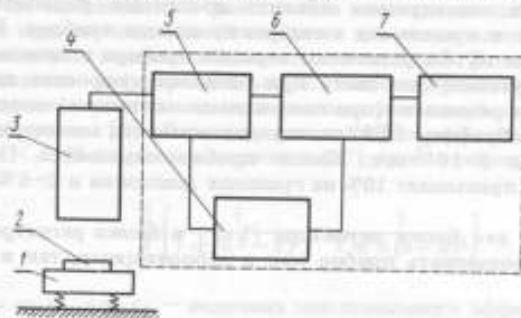
При измерении параметров вибраций наиболее широкое применение находят устройства с пьезоэлектрическими, индукционными, механическими, омическими, емкостными виброизмерительными

\* Малогабаритная аппаратура. Справочник. Киев, Наукова думка, 1972.



преобразователями [1]. Коэффициент преобразования таких преобразователей не может быть точно определен теоретически ввиду его сложной зависимости от частоты. Поэтому уже при частотах выше нескольких килогерц погрешность устройств с такими преобразователями составляет 20—40%, что ограничивает частотный диапазон их применения.

В последнее время для измерения параметров механических колебаний применяется метод ядерного гамма-резонанса (эффект Мессбауэра) [2]. Частотный диапазон устройств, в которых применяется метод ЯГР, практически не ограничен сверху. Исследование резонансных сцинтилляционных детекторов, применяемых при измерениях виброскорости



Структурная схема виброметра ЯГР

методом ЯГР, показал, что использование их в качестве виброизмерительного преобразователя повышает чувствительность метода и уменьшает погрешность измерения [3].

В результате этих исследований был разработан прибор "Виброметр ЯГР". Структурная схема его приведена на рисунке. Виброметр состоит из блока регистрации и блока детектора. В блоке детектора расположен фотоэлектронный умножитель с укрепленным на его фотокатоде резонансным сцинтилляционным детектором. Детектор изготовлен в виде пластинчатого сцинтиллятора (полистирол с добавкой *p*-терфенила) толщиной около 0,2 мм, в котором содержится мелкодисперсный порошок резонансного поглотителя  $^{119}\text{SnO}_2$ . Для обеспечения большого резонансного эффекта выбирается фотоумножитель с малым уровнем собственных шумов.

Работа прибора происходит следующим образом. Источник резонансных гамма-квантов 2 укрепляют на исследуемом объекте 1. Испускаемые источником кванты поглощаются в резонансном сцинтилляторе 3, испуская электроны внутренней конверсии, которые, в свою очередь, вызывают в сцинтилляторе вспышки света. Вспышки света в ФЭУ 4 преобразуются в электрические импульсы и усиливаются, после чего поступают в блок регистрации 6. В этом блоке с помощью усилителя-интегратора 5 импульсы дискриминируются, нормализуются и преобразуются в постоянный ток, пропорциональный интенсивности импульсов. Значение тока измеряется отсчетным прибором 7.

При колебаниях источника 2 вследствие эффекта Доплера происходит изменение энергии квантов, изменяется также резонансное поглощение в резонансном сцинтилляционном детекторе 3, что в свою очередь

вызывает изменение интенсивности импульсов, поступающих в усилитель-интегратор 5. Шкала отсчетного прибора проградуирована в единицах скорости. Градуировка производится на низких частотах при больших амплитудах колебаний, например, на образцовой инфразвуковой установке ОИВУ-2 с погрешностью 2%. Для применяемой пары источник-резонансный сцинтиллятор резонансное поглощение зависит только от относительной скорости движения источника, поэтому градуировка шкалы прибора, выполненная на низких частотах, сохраняется и для более высоких частот.

При измерениях параметров вибраций с помощью прибора "Виброметр ЯГР" на исследуемом объекте достаточно укрепить источник гамма-квантов и произвести калибровку шкалы прибора. Калибровка осуществляется путем установки стрелки прибора в начале и в конце шкалы в отсутствие резонанса при больших скоростях колебаний и максимальном резонансе (при покоящемся источнике) соответственно.

Прибор "Виброметр ЯГР" позволяет измерять амплитуду скорости от  $2 \cdot 10^{-4}$  до  $5 \cdot 10^{-3}$  м/с. Шкала прибора нелинейна. Погрешность измерения не превышает 10% на границах диапазона и 3-5% в его середине.

Небольшой вес блока детектора (1 кг) и блока регистрации (5 кг) позволяет использовать прибор как в лабораторных, так и в полевых условиях.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шкаликов В. С., Козлякова Т. М. Виброизмерительные устройства. Изд. ЛДНТИ, 1970.
2. Шкаликов В. С., Федорин В. Л. Измерение параметров вибраций. — М.: Стандартгиз, 1971.
3. Гудов В. И., Рогозов Б. И., Федорин В. Л. и др. Применение резонансного сцинтилляционного детектора в качестве гамма-резонансного виброизмерительного преобразователя. — Труды метрологических институтов СССР, вып. 192 (252). — Л.: Энергия, 1976.

Поступила в редакцию 10.01.1979 г.

УДК 534.647.083

В. Л. Федорин, В. И. Гудов,  
И. В. Пучков, В. С. Шкаликов  
ВНИИМ

#### О ЛИНЕЙНОСТИ МЕТОДА ЯГР ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ МАЛЫХ АМПЛИТУД СКОРОСТИ ВИБРАЦИИ

Применение ядерного гамма-резонанса (ЯГР) для измерения параметров вибрации наиболее просто осуществить при так называемом интегральном методе измерения [1]. В этом случае величина эффекта ЯГР достигает максимума при равной нулю относительной скорости движения источника и поглотителя резонансных гамма-квантов. Это дает возможность применить достаточно простую аппаратуру, суммиру-

в одном счетном канале импульсы от положительной и отрицательной полуволи скорости движения источника или поглотителя.

Интегральный метод позволяет с достаточной точностью (1–10%) измерить амплитуду скорости, начиная примерно с 0,1 Г (где Г — ширина резонансной линии), что в случае применения в качестве источника резонансных гамма-квантов изотопа олова —  $^{119}\text{m}$  будет соответствовать 0,15 мм/с. Однако иногда необходимо измерить амплитуды скорости порядка 0,01 Г (0,015 мм/с). Возможности метода ЯГР могут быть расширены, если в качестве гамма-резонансной пары источник—поглотитель применять соединения с так называемым химическим сдвигом. В этом случае максимальное резонансное поглощение наблюдается при отличной от нуля относительной скорости движения источника и поглотителя и зависит от величины химического сдвига  $\delta$ . Такой метод измерения называется дифференциальным. Счет импульсов от детектора квантов ведется в разных каналах для положительной и отрицательной полуволи скорости [2]. Величину резонансного эффекта  $\epsilon$  для малых амплитуд  $v < \delta$  ( $\delta$  выражена в единицах Г) можно определить из выражения

$$\epsilon = \frac{2}{\pi} \left[ \frac{1}{1 + 4(\delta - v)^2} - \frac{1}{1 + 4(\delta + v)^2} \right] \quad (1)$$

с точностью до  $\epsilon_0$ , где  $\epsilon_0$  — величина максимального эффекта резонансного поглощения. Для случая, когда  $v \ll \delta$ , выражение (1) можно упростить, если разложить его в ряд по  $v$  и ограничиться первым членом:

$$\epsilon = \frac{32 \delta v}{\pi (1 + 4\delta^2)^2} \quad (2)$$

Из условия

$$\frac{d\epsilon}{dv} = 0 \quad (3)$$

находим величину химического сдвига, при которой чувствительность метода максимальна,  $\delta = 0,29$ . При этих условиях из (2) получаем выражение для величины резонансного эффекта

$$\epsilon = 1,654 v \quad (4)$$

Как известно [3], при интегральном методе измерений величина резонансного эффекта (когда  $\delta = 0$ )  $\epsilon_{\text{инт}}$  определяется из выражения

$$\epsilon_{\text{инт}} = \frac{\epsilon_0}{\sqrt{1 + 4v^2}} \quad (5)$$

При  $v \ll 1$ , разложив (5) в ряд и приняв  $\epsilon_0 = 1$ , получаем

$$\epsilon_{\text{инт}} \approx 1 + 2v^2 \quad (6)$$

Чувствительность интегрального метода определяется выражением

$$\left| \frac{d\epsilon_{\text{инт}}}{dv} \right| = 4v \quad (7)$$

Как видно из (7), чувствительность интегрального метода снижается с уменьшением  $\nu$ , что ограничивает его применение для измерения малых скоростей вибрации. Применение резонансной пары источник — поглотитель с химическим сдвигом позволяет повысить чувствительность метода ЯГР при измерении малых амплитуд виброскорости и тем самым расширить диапазон измеряемых виброскоростей в сторону малых амплитуд. При измерении малых амплитуд скорости с применением резонансной пары с химическим сдвигом, как видно из (2), наблюдается линейная зависимость величины эффекта  $\epsilon$  от амплитуды скорости  $\nu$ . С ростом амплитуды происходит отклонение от линейности, которое можно оценить. Интегрируя (1) для случая синусоидального движения источника резонансных гамма-квантов, получим

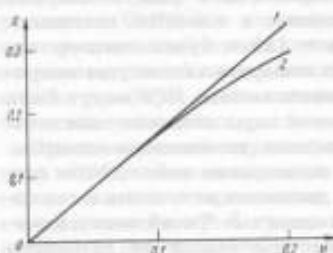


График зависимости  $\epsilon/\nu$ , вычисленной

1 — по формуле (4); 2 — по формуле (8)

$$\epsilon = \frac{1}{2\pi(M^2 + N^2)} \left[ N \ln \frac{(M + N)^2 + N^2}{(M - N)^2 + N^2} + 2M \operatorname{arctg} \frac{2N\nu}{M^2 + N^2 + \nu^2} \right];$$

$$M = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\nu^2 - \delta^2 + \frac{1}{4}} + \sqrt{\left(\nu^2 - \delta^2 + \frac{1}{4}\right)^2 + \delta^2}; \quad (8)$$

$$N = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\nu^2 + \delta^2 - \frac{1}{4}} + \sqrt{\left(\nu^2 - \delta^2 + \frac{1}{4}\right)^2 + \delta^2}.$$

Результаты, полученные из (4) и (8) для  $\delta = 0,29$ , приведены в таблице и на графике.

Таблица

$\nu$ , в долях $\Gamma$	Значение $\epsilon$ , полученное		Отклонение от линейности, %
	из формулы (8)	из формулы (4)	
0,01	0,01653	0,01654	0,06
0,05	0,08187	0,08270	1,00
0,075	0,12198	0,12405	1,67
0,10	0,16040	0,16540	3,02
0,15	0,23100	0,24810	6,85
0,20	0,28992	0,33080	12,35

Сравнение величин резонансного эффекта  $\epsilon$ , вычисленных по (2) и (8), показывает, что применяемая на практике формула (2) в диапазоне  $\nu = (0,01 - 0,1) \Gamma$  удовлетворяет точности, требуемой при измерениях

с помощью образцовых средств 1-го разряда. При особо точных измерениях необходимо пользоваться формулой (8).

Следует отметить, что совместное использование пар источник-поглотитель с  $\delta = 0$  и  $\delta = 0,29$  позволяет производить методом ЯГР измерения в довольно широком диапазоне скоростей. Коэффициент перекрытия по диапазону при этом составляет  $\frac{V_{\max}}{V_{\min}} \approx 100$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шкаликов В. С., Федорин В. Л. Измерение параметров вибраций. — М.: Стандартгиз, 1971.
2. Применение эффекта Мессбауэра для измерения амплитуды вибраций дифференциальным методом /Гудов В. И., Степаненко В. И., Федорин В. Л., Шкаликов В. С. — Прикладная ядерная спектроскопия, вып. 4. — М.: Атомиздат, 1974.
3. Гудов В. И., Степаненко В. И., Федорин В. Л. Применение эффекта Мессбауэра для измерения малых амплитуд механических колебаний. — Тезисы докладов на XXII совещании по ядерной спектроскопии. Киев, Наукова думка, 1972.

Поступила в редакцию 10.01.1979 г.

УДК 681.335.2:539.1.43

*В. И. Гудов, И. В. Пучков,  
В. Л. Федорин, В. С. Шкаликов*  
ВНИИМ

#### АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ГАММА-РЕЗОНАНСНОГО ВИБРОМЕТРА

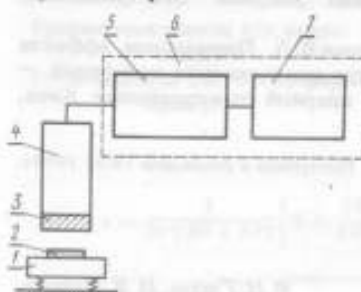
Определение параметров вибраций методом ядерного гамма-резонанса (ЯГР) имеет ряд существенных преимуществ\*. В частности, это единственный метод, измеряющий непосредственно амплитуду виброскорости и не критичный к частоте вибраций.

В последние годы совершенствование виброизмерительных устройств, основанных на ядерном гамма-резонансе, осуществлялось, главным образом, за счет повышения резонансного эффекта  $\epsilon_0$ , обеспечивающего уменьшение относительной погрешности измерений скорости. Так, например, были разработаны резонансные сцинтилляционные детекторы с резонансным эффектом 1500—2000% вместо 30—35%, получаемого с помощью кристаллов NaJ (Ta). На основе резонансного сцинтиллятора, применяемого в качестве гамма-квантового вибропреобразователя, был создан портативный прибор "Виброметр ЯГР", в котором амплитуда виброскорости в диапазоне  $2 \cdot 10^{-4}$ — $5 \cdot 10^{-3}$  м/с отсчитывалась непосредственно по шкале прибора с погрешностью не более 10% (см. стр.64). Недостатком такого виброметра является нелинейность шкалы отсчетного устройства, увеличивающая относительную погрешность измерений.

\* Шкаликов В. С., Федорин В. Л. Измерение параметров вибраций. — М.: Изд-во стандартов, 1971.

В НПО "ВНИИМ им. Д. И. Менделеева" был разработан "Виброметр ГРАЦ". Применение в этом приборе функционального преобразователя позволило линеаризовать выходные параметры гамма-квантового преобразователя и осуществить цифровую индикацию измеряемой величины, а также снизило относительную погрешность измерения амплитуды скорости.

Структурная схема прибора "Виброметр ГРАЦ" изображена на рисунке. Источник резонансных гамма-квантов 2 укреплен на исследуемом объекте 1. Гамма-квантовый преобразователь 3 регистрирует испускаемые источником 2 гамма-кванты и преобразует их в напряжение  $U$ , пропорциональное интенсивности гамма-квантов. На компаратор 5 поступают выходные напряжения  $U$  преобразователя 3 и частотного фильтра 4. В компараторе происходит алгебраическое вычитание этих напряжений и усиление разностного сигнала.



Структурная схема прибора "Виброметр ГРАЦ"

Выходное напряжение компаратора  $U$  управляет изменением частоты генератора 6. Выход генератора подключен к выводу частотного фильтра 4, форма частотной характеристики которого подобна зависимости резонансного эффекта  $\epsilon$  от амплитуды вибрационной скорости. Известно, что резонансный эффект  $\epsilon$  зависит от амплитуды скорости следующим образом:

$$\epsilon = \frac{\epsilon_0}{\sqrt{1 + 4av^2}} \quad (1)$$

где  $\epsilon_0$  — максимальный резонансный эффект при отсутствии вибрации;

$a$  — коэффициент, определяемый экспериментально для каждой пары источник — поглотитель гамма-квантов;  $v$  — виброскорость.

Работа прибора осуществляется следующим образом. При колебаниях источника 2 относительно преобразователя 3 на выходе последнего устанавливается напряжение  $U_1$ . Зависимость этого напряжения от амплитуды скорости можно описать выражением, аналогичным (1):

$$U_1 = \frac{a_1}{\sqrt{1 + b_1 v^2}} \quad (2)$$

где  $a_1$  и  $b_1$  — константы, зависящие только от параметров преобразователя и источника гамма-излучения.

Выходное напряжение компаратора, равное  $U = \text{const}(U_1 - U_2)$ , управляет частотой генератора 6 по линейному закону  $\Delta f = \text{const} U$ . Поскольку частотная характеристика фильтра 4 имеет форму, подобную зависимости (2), то на выходе его устанавливается напряжение

$$U_2 = \frac{a^2}{\sqrt{1 + b_2 (\Delta f)^2}} \quad (3)$$

где  $a_2$  и  $b_2$  — константы, зависящие от параметров фильтра;  $\Delta f$  — изменение частоты генератора.

Таким образом, компаратор  $\mathcal{J}$ , генератор  $b$  и частотный фильтр  $f$  охвачены отрицательной обратной связью с коэффициентом усиления  $K_{o.c.}$ , зависящим, в частности, от параметров фильтра. В этом случае

$$\frac{U_2}{U_1} = 1 - \frac{1}{1 + K_{o.c.}} \quad (4)$$

и при достаточном усилении в цепи обратной связи ( $K_{o.c.} \gg 1$ ) будет  $U_1 = U_2$ . Отсюда

$$\frac{a_1}{\sqrt{1 + b_1 v^2}} = \frac{a_2}{\sqrt{1 + b_2 (\Delta f)^2}} \quad (5)$$

Значение коэффициента  $a_1$  зависит от коэффициента преобразования гамма-квантового преобразователя  $\mathcal{J}$ , а значение коэффициента  $a_2$  — от выходного напряжения генератора  $b$ . Параметры преобразователя легко отрегулировать таким образом, чтобы  $a_1 = a_2$  (например, регулируя выходное напряжение генератора). Тогда из формулы (5) следует

$$\Delta f = \sqrt{\frac{b_1}{b_2}} v \quad (6)$$

Значение коэффициента  $b_1$  зависит от ширины резонансной линии, а коэффициента  $b_2$  — от параметров фильтра. Значение  $b_2$  легко установить таким, чтобы изменение частоты  $\Delta f$  численно соответствовало амплитуде виброскорости  $v$ . Тогда измеренное блоком 7 значение частоты  $f$  будет равно амплитуде виброскорости.

В качестве частотного фильтра, форма частотной характеристики которого подобна зависимости коэффициента преобразования от амплитуды вибрационной скорости (2), может быть применен параллельный  $LCR$ -контур, питаемый током с частотой  $f + \Delta f$ . Частотная характеристика такого контура описывается выражением

$$U = \frac{U_0}{\sqrt{1 + 4 \frac{Q^2}{\rho^2} (\Delta f)^2}} \quad (7)$$

где  $f = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  — резонансная частота;  $\Delta f$  — расстройка;  $Q$  — добротность контура.

Если в формуле (7) принять  $U_0 = a_2$  и  $\frac{4Q^2}{\rho^2} = b_2$ , то она будет соответствовать формуле (3) и описываемая ею зависимость от  $\Delta f$  будет подобна зависимости (2) от  $v$ . Такую же зависимость можно получить с помощью другого, например интегрирующего  $RC$ -фильтра.

Приведенные выше уравнения справедливы для случая, когда резонансная линия описывается формулой Брайта—Вигнера (1). Изотоп олово-119, широко применяемый при ЯГР, имеет расщепленную резонансную линию. Для корректировки подобного расщепления в приборе "Виброметр ГРАЦ" применен частотный фильтр с двумя  $LCR$ -контурами

с расстройкой, соответствующей величине расщепления. Линейная зависимость выходного параметра  $\Delta f$  от амплитуды скорости  $v$  позволяет легко осуществить цифровую индикацию измеряемой скорости. Диапазон измеряемых скоростей составляет  $10^{-4}$ – $10^{-2}$  м/с. Погрешность измерения 5%. Прибор обладает высоким быстродействием, процесс измерения полностью автоматизирован. Измерение практически мгновенных, а не усредненных за большой промежуток времени параметров позволяет применять его в системах автоматического регулирования.

Поступила в редакцию 10.01.1979 г.

УДК 535.854 + 621.373.535

А. В. Котков, Н. Е. Лебедева, В. Л. Шур  
ВНИИМ

#### ВЛИЯНИЕ АНИЗОТРОПИИ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА НА ТОЧНОСТЬ ДВУХЛУЧЕВОГО МОДУЛЯЦИОННОГО ИНТЕРФЕРОМЕТРА

Для измерения линейных перемещений и амплитуд механических колебаний применяются двухлучевые интерферометры с дополнительной модуляцией разности фаз, осуществляемой с помощью линейного электрооптического эффекта Поккельса в кристаллах. В таких интерферометрах возможно получение широкой полосы частот модуляции и высокой степени линейности амплитудно-фазовой характеристики. Исследованы схемы, в которых электрооптический фазовый модулятор расположен в ветвях интерферометра [1]. Существенными преимуществами (например, уменьшением температурного фазового дрейфа) обладают схемы с расположением электрооптического модулятора в области переналожения интерферирующих световых пучков. Авторами был исследован поляризационный интерферометр с электрооптической модуляцией (см. рисунок). Плоскополяризованное излучение источника, проходя через фазовую пластину  $b$  ( $\lambda/4$ ), приобретает круговую поляризацию. При воздействии электрического поля с направлением напряженности вдоль оси 001 кристалла KDP фаза составляющих электрического вектора световой волны изменяется пропорционально напряжению  $U = U_m \sin \Omega t$ , поступающему с генератора. Излучение, прошедшее модулятор  $Z$ , приобретает эллиптическую поляризацию, причем ортогональные компоненты  $E_x$  и  $E_y$  имеют изменяющуюся во времени разность фаз  $\Gamma = \Gamma_0 \sin \Omega t$ , где  $\Gamma_0 = \frac{\pi n_0^3 r_{63}}{\lambda} \frac{l}{d} U$  (поперечный электрооптический эффект),  $\Omega$  — частота модуляции,  $n_0$  и  $r_{63}$  — показатель преломления и электрооптический коэффициент кристалла,  $l$  и  $d$  — длина и размер его поперечного сечения. С помощью поляризационных расщепителей пучка  $A$  в опорную и измерительную ветви интерферометра направляются пучки света, плоскости поляризации которых взаимно ортогональны. В результате суперпозиции на выходе интерферометра интерферирующие пучки сводятся в один эллиптический поляризованный луч. Сигналы фотоприемников  $B$  содержат информацию о величине перемещения подвижного отражателя, причем измеряются целые  $m$  и дробные  $\Delta m$  части порядка интерференции. Измерение дробных частей



$\Delta n$  производится методом компенсационного преобразования, причем электрооптический модулятор применяется в качестве компенсатора, а значение  $\Delta n$  определяется значением компенсационного напряжения.

При применении электрооптических модуляторов в интерферометрах следует учитывать сильно выраженную анизотропию, характеризующую электрооптический эффект в кристаллах [2]. Эффект анизотропии при изменении направления электрического поля или направления распространения света в кристалле заключается в изменении величины индуцированного двулучепреломления  $\Delta n$ , обусловленного электрооптическим

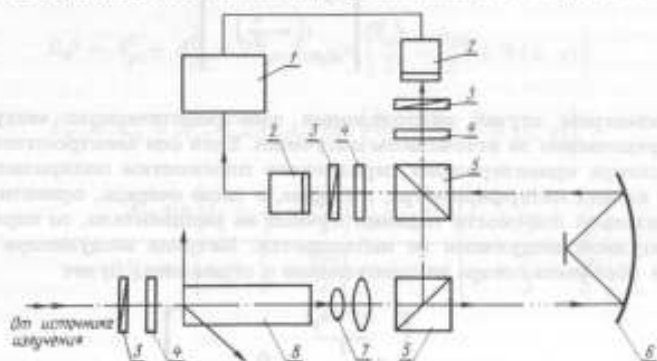


Схема поляризационного полиметра с электрооптической модуляцией

1 — счетно-логическое устройство; 2 — фотоприемники; 3 — поляризаторы; 4 — фазовые пластинки; 5 — поляризационный расщепитель; 6 — отражатель; 7 — коллимирующая система; 8 — электрооптический модулятор

эффектом, и угла  $\alpha$ , определяющего поворот эллиптического сечения оптической индикатрисы относительно плоскости волнового фронта световой волны. Следует отметить, что в кристаллах KDP величина анизотропии определяется в основном электрооптическим коэффициентом  $r_{63}$ . В кристаллах же класса  $3m$ , где коэффициент  $r_{51}$  имеет существенно большее числовое значение, анизотропия индуцированного двулучепреломления более значительна.

Были проведены экспериментальные исследования с целью определения требований к точности установки модулятора относительно оси распространения света и к угловой расходимости светового пучка. В табл. 1 представлены средние значения напряжений  $U_{\lambda/2}$ , подаваемых на модулятор и соответствующих изменению разности фаз на  $\pi$  при различных углах установки модулятора  $\theta$ . В исследованиях применялся кристалл KDP с  $l = 120$  мм и  $d = 3$  мм.

Установлено, что при отклонении излучения лазера от оптической оси кристалла KDP на угол  $\theta = 1^\circ$  относительное изменение компенсационного напряжения составляет 0,4%.

Таблица 1

$\theta$ , рад	$\frac{U - U_0}{U}$
0,01	$0,2 \cdot 10^{-2}$
0,02	$0,4 \cdot 10^{-2}$
0,03	$0,6 \cdot 10^{-2}$

При применении электрооптического модулятора в схемах поляризационных интерферометров вследствие анизотропии электрооптического эффекта происходит изменение поляризации светового пучка на выходе интерферометра.

Пусть монохроматический световой пучок, направляемый в интерферометр, поляризован по кругу. Представим его с помощью полного вектора Джонса [3]:

$$J = \begin{bmatrix} a_p e^{i\epsilon} \\ i \left( \frac{a_s}{a_p} e^{-\frac{\pi}{2}} \right) \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Рассмотрим случай расположения электрооптического модулятора непосредственно за источником излучения. Если оси электрооптического модулятора ориентированы параллельно плоскостям поляризации пучков в ветвях интерферометра, которые, в свою очередь, ориентированы относительно плоскости падения пучков на расщепители, то паразитной амплитудной модуляции не наблюдается. Матрица модулятора в этом случае (без учета потерь на пропускание и отражение) будет

$$J_M = \begin{bmatrix} e^{\frac{i(\Gamma + \psi_p)}{2}} & 0 \\ 0 & -e^{\frac{i(\Gamma + \psi_s)}{2}} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где  $\psi_p$  и  $\psi_s$  — фазовые сдвиги, обусловленные анизотропией электрооптического эффекта при наклонном относительно главных кристаллографических осей падении лучей, вызванном, например, неточностью юстировки модулятора или угловой расходимостью источника излучения. В результате прохождения через модулятор световой пучок приобретает эллиптическую поляризацию. В общем случае вектор Джонса пучка измерительной ветви интерферометра будет

$$J_1 = \begin{bmatrix} A_{p1} e^{i \left( \epsilon_1 + \frac{\Gamma}{2} + \frac{\psi_{p1}}{2} \right)} \\ A_{s1} e^{-i \left( -\epsilon_1 + \frac{\pi}{2} + \frac{\Gamma}{2} + \frac{\psi_{s1}}{2} \right)} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Для опорного пучка

$$J_2 = \begin{bmatrix} A_{p2} e^{i \left( \epsilon_2 + \frac{\Gamma}{2} + \frac{\psi_{p2}}{2} \right)} \\ A_{s2} e^{-i \left( -\epsilon_2 + \frac{\pi}{2} + \frac{\Gamma}{2} + \frac{\psi_{s2}}{2} \right)} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

В выражениях (3) и (4)  $A_{p1}, A_{p2}, A_{s1}, A_{s2}$  — коэффициенты пропускания и отражения лучей. Фазовые сдвиги  $\epsilon_1, \epsilon_2, \psi_p$  и  $\psi_s$  в общем случае могут иметь различные значения.

В результате суперпозиции пучков, представленных матрицами (3) и (4), имеем

$$j_2 = j_1 + j_3 = \begin{bmatrix} E_p e^{i\Delta p} \\ E_s e^{i\Delta s} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где

$$E_p^2 = A_{p1}^2 + A_{p2}^2 + 2A_{p1}A_{p2} \cos \left[ \frac{\psi_{p1}}{2} - \frac{\psi_{p2}}{2} + \Phi(x, y) \right];$$

$$E_s^2 = A_{s1}^2 + A_{s2}^2 + 2A_{s1}A_{s2} \cos \left[ \frac{\psi_{s1}}{2} - \frac{\psi_{s2}}{2} + \Phi(x, y) \right];$$

$$\Delta p = \arctg \frac{A_{p1} \sin \left[ \varepsilon_1 + \frac{\Gamma}{2} + \frac{\psi_{p1}}{2} \right] + A_{p2} \sin \left[ \varepsilon_2 + \frac{\Gamma}{2} + \frac{\psi_{p2}}{2} \right]}{A_{p1} \cos \left[ \varepsilon_1 + \frac{\Gamma}{2} + \frac{\psi_{p1}}{2} \right] + A_{p2} \cos \left[ \varepsilon_2 + \frac{\Gamma}{2} + \frac{\psi_{p2}}{2} \right]}. \quad (6)$$

$$\Delta s = \arctg \frac{A_{s1} \sin \left[ \varepsilon_1 - \frac{\pi}{2} - \frac{\Gamma}{2} - \frac{\psi_{s1}}{2} \right] + A_{s2} \sin \left[ \varepsilon_2 - \frac{\pi}{2} - \frac{\Gamma}{2} - \frac{\psi_{s2}}{2} \right]}{A_{s1} \cos \left[ \varepsilon_1 - \frac{\pi}{2} - \frac{\Gamma}{2} - \frac{\psi_{s1}}{2} \right] + A_{s2} \cos \left[ \varepsilon_2 - \frac{\pi}{2} - \frac{\Gamma}{2} - \frac{\psi_{s2}}{2} \right]}. \quad (7)$$

Здесь разность фаз интерферирующих пучков  $\Phi(x, y)$  при полосах равной толщины, параллельных оси  $y$ , составляет  $\Phi(x, y) \approx \frac{2\pi}{\lambda} xK$  (где  $K$  — угол клина). Таким образом, разность фаз  $\Delta p - \Delta s$  компонентов  $j_\Sigma$  является функцией координаты  $x$ . При этом не только интенсивность, но и вид поляризации пучка на выходе изменяются от точки к точке в плоскости интерференционной картины. Это изменение происходит из-за того, что при сложении двух эллиптически поляризованных волн поляризация результирующего колебания зависит от их разности фаз. В результате, если интерференционные полосы равной толщины параллельны оси  $y$ , разность фаз зависит от  $x$  и изменение азимута и эллиптичности поляризации на выходе также будет зависеть от  $x$ . Эллиптичность  $\beta$  и азимут  $\alpha$  результирующего колебания составят

$$\sin 2\beta = \sin 2R \sin [\Delta p - \Delta s]; \quad (8)$$

$$\operatorname{tg} 2\alpha = \operatorname{tg} 2R \cos [\Delta p - \Delta s],$$

где

$$R = \arctg \left\{ \frac{A_{p1}^2 + A_{p2}^2 + 2A_{p1}A_{p2} \cos \left[ \frac{\psi_{p1}}{2} - \frac{\psi_{p2}}{2} + \Phi(x, y) \right]}{A_{s1}^2 + A_{s2}^2 + 2A_{s1}A_{s2} \cos \left[ \frac{\psi_{s1}}{2} - \frac{\psi_{s2}}{2} + \Phi(x, y) \right]} \right\}.$$

Таким образом, как азимут, так и эллиптичность поляризации на выходе интерферометра зависят от координаты  $x$ . В рассматриваемом общем случае  $p$  и  $s$  компоненты ортогональны, следовательно, распределение интенсивности не зависит от разности  $\Delta p(x) - \Delta s(x)$ . Однако, если на выходе интерферометра установлен поляризатор, приводящий  $p$  и  $s$  компоненты к одной плоскости поляризации, распределение интенсивности на выходе будет зависеть от разности фаз  $\Delta p(x) - \Delta s(x)$ . Следует отметить, что сдвиг фаз ( $\Delta p - \Delta s$ ) существенно зависит от коэффициентов пропускания и отражения поляризационных составляющих в соответствии с выражениями (6) и (7).

Для поляризационного интерферометра (см. рисунок), в ветвях которого плоскости поляризации пучков взаимно ортогональны, а на выходе установлен поляризатор с азимутом плоскости пропускания  $45^\circ$ , интенсивность  $J(x)$  выходного пучка (вследствие интерференции) будет

$$J(x) = \frac{1}{2} s_0 [1 + \cos 2\beta(x) \sin 2\alpha(x)],$$

где  $s_0$  — параметр Стокса [3].

Так как поляризация выходного излучения зависит от координаты  $x$ , то воздействие поляризатора будет различным в различных точках интерференционной картины, что повлияет на распределение интенсивности на выходе интерферометра.

Полученные результаты могут быть использованы для оценки влияния анизотропии электрооптического эффекта на точность двухлучевого

интерферометра, а также для определения требований к параметрам источника излучения (угловой расходимости, колебаниям оси диаграммы направленности), к выбору электрооптического модулятора и его угловой юстировке. В качестве примера в табл. 2 приведены значения эллиптичности  $\beta$  и азимута  $\alpha$  выходного пучка интерферометра в зависимости от угла  $\theta$ , рассчитанные по (7) и (8). Расчеты выполнены для модулятора на основе кристалла KDP, для поля  $E = 1000$  В, одинаковой интенсивности интерферирующих пучков и при  $\theta = 0$ ,  $\Delta p - \Delta s = \pi/2$ , причем для расчета  $\Delta l$  использовались результаты работы [2].

Характер анизотропии зависит от места модулятора в схеме интерферометра. При расположении электрооптического модулятора до

Таблица 2

$\theta$ , рад	$\Delta p - \Delta s$ , рад	$\alpha$ , ... $^\circ$	$\beta$ , ... $^\circ$
$1 \cdot 10^{-3}$	$0,24 \cdot 10^{-3}$	$0,7 \cdot 10^{-2}$	45,00
$5 \cdot 10^{-3}$	$0,5 \cdot 10^{-2}$	0,14	44,86
$1 \cdot 10^{-2}$	0,01	0,53	44,47
$2 \cdot 10^{-2}$	0,06	1,7	43,32
$3 \cdot 10^{-2}$	0,08	2,4	42,57

расщепителя пучка в результате анизотропии наблюдается: а) зависимость эллиптичности и азимута пучка на выходе интерферометра от координаты в поперечном сечении, т. е. изменение контраста интерференционной картины при использовании анализатора; б) погрешность измерения дробных частей порядка интерференции  $\Delta m$  вследствие изменения угловой юстировки модулятора относительно оси пучка.

Если модулятор расположен на выходе интерферометра, угол клина  $K$  вызывает разность фаз  $\Phi \approx kxK$  по полю интерференции. При изменении угловой настройки зеркал интерферометра или юстировки модулятора также возникает погрешность измерения  $\Delta m$ .

Экспериментальные результаты и расчеты показывают, что для достижения точности  $0,001m$  измерения дробных частей порядка интерференции с помощью электрооптического компенсатора на основе кристалла KDP угловая юстировка должна производиться с точностью  $5 \cdot 10^{-3}$  рад.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шур В. Л. Интерферометр с фазовой модуляцией на частоте 30 МГц. — Труды метрологических институтов СССР, вып. 192 (252). — Л.: Энергия, 1976.
2. Бережной А. А. Анизотропия электрооптического эффекта в плоскости фронта световой волны. — Оптика и спектроскопия, 1978, т. 44, вып. 2.
3. Джеррард А., Бери Дж. М. Введение в матричную оптику. — М.: Мир, 1978.

Поступила в редакцию 01.02.1979 г.

УДК 621.383.292:621.311.6:681.787

В. П. Шумилин, Г. Г. Гусев  
ВНИИМ

#### ПОВЕРОЧНАЯ УСТАНОВКА ПЕРЕМЕННОГО ДАВЛЕНИЯ "ВИБРОТРОН"

Установка "Вибротрон" основана на инерционном методе, заключающемся в возникновении переменного давления в камере с жидкостью, движущейся с ускорением. Гармоническое переменное давление в открытой цилиндрической камере создается при ее колебаниях вдоль вертикальной оси.

Амплитуда давления  $P_0$  вдоль оси  $z$  камеры изменяется по закону

$$P_0 = \frac{\rho_0 A \omega c}{\cos \frac{\omega H}{c}} \sin \frac{\omega}{c} (H - z), \quad (1)$$

где  $\rho_0$  — плотность жидкости в камере;  $c$  — скорость звука в жидкости;  $A$  — амплитуда колебаний камеры;  $\omega$  — круговая частота;  $H$  — высота столба жидкости.

Уравнение (1) получено путем приближенного решения гидродинамических уравнений с учетом ряда допущений, которым достаточно полно соответствует реальный процесс в камере [1].

Если градуируемый измерительный преобразователь (ИП) находится в нижней части камеры ( $z = 0$ ), а высота столба жидкости до центра мембраны ИП равна  $h$ , то уравнение измерения (1) примет вид

$$P_0 = \rho_0 A \omega c \lg \frac{\omega h}{c}. \quad (2)$$

Из (2) следует, что частотный диапазон установки расположен в дорезонансной области. В режиме резонанса, наступающем при  $\frac{\omega h}{c} = \frac{\pi}{2}$ , на

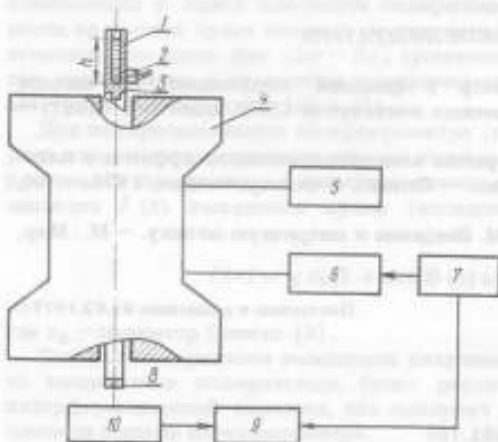


Рис. 1. Структурная схема установки "Вибротрон" 1 - камера давления; 2 - градуируемый ИП давления; 3 - шток; 4 - вибростенд; 5 - источник питания катушек электромагнитов; 6 - усилитель мощности; 7 - генератор; 8 - зеркало; 9 - блок измерения амплитуды колебаний; 10 - интерферометр

амплитуду сильно влияют диссипативные процессы, рассчитать которые не представляется возможным.

Амплитудный диапазон давления определяется максимально возможными значениями величин  $\rho_0$ ,  $A$  и  $h$ .

Установка "Вибротрон" создана на базе одноосного образцового вибростенда типа ОИВУ, установленного на виброгасящем фундаменте. Структурная схема установки приведена на рис. 1. Камера давления крепится в верхней части штока вибростенда. Все измерительные приборы и генератор сигналов размещены на пульте.

Усилитель мощности типа УУС-08 представляет собой отдельную стойку.

Для удаления газов из рабочей жидкости камеры применяется вакуумная система.

Амплитуда колебаний камеры измеряется с помощью интерферометра типа Майкельсона, расположенного под установкой на виброгасящем фундаменте. Схема интерферометра дана на рис. 2. Амплитуду колебаний камеры измеряют путем счета целых и дробных долей интерференционных полос. Это обеспечивается измерением суммарного перемещения камеры за  $n$  периодов ее колебаний с последующим усреднением результата. Возможность усреднения дает модуляция интерференционной картины, которая в идеальном случае должна быть такой, чтобы за время измерения фаза картины изменялась на  $360^\circ$ .

В установке "Вибротрон" модуляцию осуществляют постоянные низкочастотные колебания ее фундамента, непрерывно смещающие фазу интерференционной картины по случайному закону. Поэтому амплитуду колебаний камеры можно вычислить по формуле

$$A = \frac{N\lambda}{4m\epsilon} \quad (3)$$

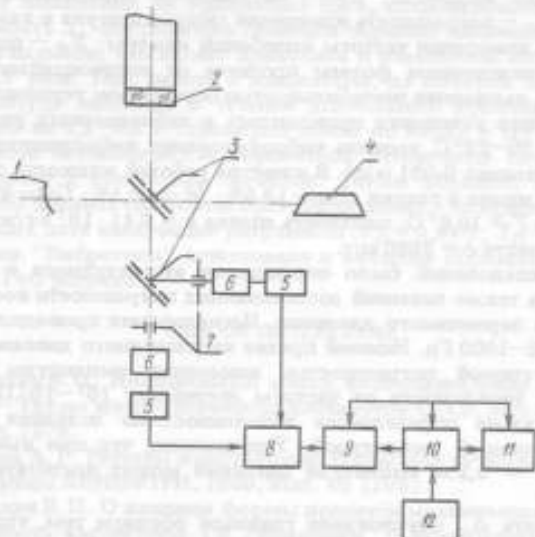


Рис. 2. Схема интерференционного преобразователя перемещения

1 — опорное сферическое зеркало; 2 — зеркало Штока; 3 — светоделители; 4 — лазер; 5 — усилители; 6 — фотоприемники; 7 — присовые диафрагмы; 8 — сумматор; 9 — счетчик интерференционных полос; 10 — счетчик периодов; 11 — программное устройство; 12 — генератор

где  $N$  — число интерференционных полос, проходящих перед щелью фотоприемника за  $m$  колебаний камеры давления;  $\lambda$  — длина волны источника света.

Высоту столба жидкости в камере измеряют специальным микрометрическим уровнем.

Систематическую  $\theta_p$  и случайную  $S_p$  оставляющие погрешности воспроизведения единицы переменного давления находят из выражений

$$\theta_p = r \sqrt{\Delta_y^2 + \Delta_n^2 + \Delta_{z,p}^2 + \Delta_{z,0}^2} \quad (4)$$

$$S_p = \sqrt{\left(\frac{\partial p}{\partial A} S_A\right)^2 + \left(\frac{\partial p}{\partial h} S_h\right)^2 + \left(\frac{\partial p}{\partial \rho} S_\rho\right)^2 + \left(\frac{\partial p}{\partial c} S_c\right)^2 + \left(\frac{\partial p}{\partial \omega} S_\omega\right)^2 + S_\phi^2 + S_{nc}^2} \quad (5)$$

где  $f$  — коэффициент, определяемый доверительной вероятностью [2];  $\Delta_y$  — погрешность, обусловленная допущениями при выводе уравнения измерений;  $\Delta_n$  — погрешность, вызванная нелинейным законом изменения амплитуд давления вдоль оси камеры;  $\Delta_{д.р}$  — погрешность, вызванная деформацией стенок камеры по радиусу;  $\Delta_{д.о}$  — погрешность, вызванная деформацией штока и камеры вдоль их оси;  $S_A$  — погрешность измерения амплитуды колебаний;  $S_h$  — погрешность измерения высоты столба жидкости;  $S_\rho$  — погрешность определения плотности жидкости;  $S_c$  — погрешность измерения скорости звука в камере;  $S_\omega$  — погрешность измерения частоты колебаний камеры;  $S_\phi$  — погрешность, вызванная отклонением формы процесса от синусоидальной;  $S_{н.с}$  — погрешность, вызванная нестабильностью параметров установки.

Исследования установки проводились в лабораторных условиях при температуре 20–22°C, уровень виброускорения виброзащитного фундамента не превышал 0,001 м/с<sup>2</sup>. В качестве рабочей жидкости применялся сплав олова, индия и галлия (Sn — 12,5%; In — 20,5%; Ga — 67%), в жидкой фазе при  $T \geq 10,6^\circ\text{C}$ ; плотность сплава  $\rho = 6,41 \cdot 10^3$  кг/м<sup>3</sup>, скорость звука в жидкости  $c = 2690$  м/с.

Целью исследований было определение амплитудного и частотного диапазонов, а также значений составляющих погрешности воспроизведения единицы переменного давления. Исследования проводились в области частот 10–1000 Гц. Нижний предел амплитудного диапазона определяется допустимой погрешностью измерения амплитуды колебаний камеры и в зависимости от частоты составляет  $10^2$ – $10^3$  Па. Верхний предел диапазона определяется возможностями создания колебаний камеры с большой амплитудой. Установлено, что при высоте столба жидкости  $h = 0,2$  м амплитуда давления может достигать  $P_{0\text{макс}} = 5 \cdot 10^4$  Па.

Погрешность  $\Delta_y$  обусловлена главным образом тем, что уравнение (2) не учитывает внутреннего трения в жидкости. Для оценки значения  $\Delta_y$  исследовались жидкости различной вязкости при  $P_0 = \text{const}$  в диапазоне частот  $20 \text{ Гц} < f < 1 \text{ кГц}$ . Установлено, что в случае применения маловязкой жидкости и при  $f < 1 \text{ кГц}$  погрешность  $\Delta_y \leq 0,5\%$ .

Погрешность  $\Delta_n$  вызывается неточностью определения высоты столба жидкости. Она растет с частотой и может быть определена расчетным путем. При  $f = 1 \text{ кГц}$  она составляет 0,15%.

Значения погрешности  $\Delta_{д.р}$  находят расчетным путем по методике, приведенной в [2], исходя из условий, обеспечивающих минимум деформации стенок камеры. Расчетное значение этой погрешности составило  $\Delta_{д.р} \leq 0,3\%$ .

Погрешность  $\Delta_{д.о}$  может проявляться в верхней части частотного диапазона, близкой к частоте 1-го резонанса системы шток–камера и равной 2350 Гц. При  $f = 1 \text{ кГц}$  она составляет  $\Delta_{д.о} \leq 0,3\%$ .

Погрешность  $S_A$  зависит от амплитуды колебаний; на частоте 10 Гц имеем  $S_A \leq 0,01\%$ , а на частоте 1 кГц, где амплитуды малы,  $S_A = 1,5\%$ . Сравнительно низкие значения  $S_A$  получены усреднением результата за 1000 периодов процесса.

Погрешность  $S_h$  обусловлена неточностями определения верхнего мениска жидкости и центра мембраны градуируемого ИП давления. Оценка этих составляющих погрешности показала, что  $S_h \leq 0,3\%$ . Плотность рабочей жидкости определялась образцовым пикнометром с погрешностью  $S_\rho = 0,35\%$ .



Скорость звука в камере установки определялась фазовым методом с помощью прибора типа УЗИС. Погрешность  $S_C = 0,15\%$ .

Погрешность измерения частоты колебаний камеры обуславливается погрешностью задающего генератора. А так как  $S_{\omega}$  генератора ГЭ-110, применяемого в установке, менее  $10^{-6} \text{ с}^{-1}$ , то его можно пренебречь.

Погрешность  $S_{\phi}$  может достигать значений, равных амплитуде нечетных гармоник. Максимальное значение ее не превышает коэффициента нелинейных искажений [3]. Измерения показали, что коэффициент нелинейных искажений не превышает 0,3%, следовательно,  $S_{\phi} \leq 0,3\%$ .

Погрешность  $S_n$  обусловлена главным образом наличием в жидкости газовых пузырьков, что может приводить к изменению амплитуды давления в 1,5 раза. При работе с жидкостью, из которой были удалены газы, амплитуда давления в течение длительного времени изменялась не более чем на 0,1–0,2%. Примерно такой же вклад в эту погрешность вносят вместе нестабильность параметров источников питания, усилителя мощности и генератора сигналов. Таким образом, эту составляющую можно оценить значением 0,2%. Подстановка полученных значений составляющих дала следующие результаты:  $\theta_p = 0,95\%$ ;  $S_p = 2\%$ .

Установка "Вибротрон" аттестована в качестве образцового средства измерения 1-го разряда.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шумилин В. П. Инерционный метод воспроизведения переменного давления. — Труды метрологических институтов СССР, вып. 223 (283). — Л.: Энергия, 1978.
2. Русанов А. Г. Расчеты конструкции трубы для звуковых измерений в воде. — Труды ВНИИФТРИ, 1960, вып. 45 (105).
3. Шумилин В. П. О влиянии формы процесса механических колебаний на погрешность амплитуды 1-й гармоники. — Измерительная техника, 1972, № 1.

Поступила в редакцию 05.02.1979 г.

УДК 531.787.7

*Н. Л. Амагуни, А. А. Бабашкин,  
В. В. Карпов, В. С. Шкаликов*  
ЛИСИ, ВНИИМ

#### К ОЦЕНКЕ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ АМПЛИТУДЫ ВИБРАЦИИ ЕМКОСТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Амплитуду вибрации измеряют с помощью емкостного преобразователя. При этом, если емкостный преобразователь образован колеблющейся проводящей поверхностью системы и активной пластиной измерительного преобразователя (ИП), то эффективное значение высокочастотного напряжения на нем пропорционально амплитуде колебания поверхности.

Известно, что изменение расстояния между пластинами, устанавливаемого до возникновения вибраций, влияет на коэффициент преобразования и, следовательно, вносит погрешность в результаты измерения.

В настоящей работе сделана попытка выяснить характер этой погрешности и дать рекомендации по ее уменьшению.

На рис. 1 показана принципиальная схема емкостного преобразователя. Емкость такого преобразователя без учета краевых эффектов будет

$$C_x = \frac{\epsilon_0 S}{\delta} \quad (1)$$

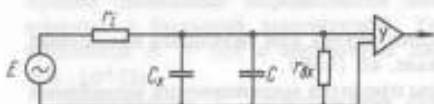
Эквивалентная схема входной цепи усилителя с емкостным преобразователем перемещений изображена на рис. 2.



Рис. 1. Принципиальная схема емкостного преобразователя  
1 — бесконечная проводящая пластина, совершающая вынужденные периодические колебания; 2 — активная пластина преобразователя площадью  $S$ ;  $\delta$  — расстояние между пластинами с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = \epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м

Если принять условие, что  $r_i \gg \frac{1}{\omega(C_x + C)} \ll r_{вх}$ , то генератор  $E$  можно заменить источником переменного тока  $I = \text{const}$  ( $r_i = \infty$ ), а усилитель рассматривать как идеальный усилитель напряжения ( $r_{вх} = \infty$ ). В этом случае при расчете схемы учитываются только  $C_x$  и  $C$ , генератор  $E$  с внутренним сопротивлением  $r_i$  является генератором тока.

Выражение напряжения на входе усилителя  $U_{вх}$  при этом будет



$$U_{вх} = \frac{I}{\omega(C_x + C)}$$

Рис. 2. Эквивалентная схема входной цепи усилителя с емкостным преобразователем перемещений

$E$  — генератор переменной э. д. с. с частотой  $\omega$ ;  $r_i$  — внутреннее сопротивление генератора  $E$ ;  $r_{вх}$  — входное сопротивление усилителя напряжения  $U$ ;  $C_x$  — емкость ИП;  $C$  — суммарная входная емкость измерительного канала, состоящая из емкости кабеля и емкости усилителя

Подставив значение  $C_x$  из уравнения (1) получим

$$U_{вх} = \frac{I\delta}{\omega(\epsilon_0 S + \delta C)} \quad (2)$$

Коэффициент преобразования входной цепи будет

$$K = \frac{dU_{вх}}{d\delta} = \frac{I\epsilon_0 S}{\omega(\epsilon_0 S + \delta C)^2} \quad (3)$$

Следует отметить, что увеличение коэффициента  $K$  при заданном токе  $I = I_{C_x} + I_C$  и уменьшении площади активной пластины  $S$  достигается путем увеличения напряжения на  $C_x$ , так как  $U_{C_x} = I_{C_x} / \omega C_x = I_{C_x} \delta / \omega \epsilon_0 S$ . Таким образом, при прочих равных условиях уменьшение площади  $S$  ведет к увеличению  $U_{C_x}$ , что не всегда приемлемо.

Аналогично пропорционально увеличению  $\delta$  растет напряжение на конденсаторе  $C_x$ , что для генератора тока возможно с заданной точностью лишь при напряжении, не превышающем  $U_{C_x}$ .

Следовательно, максимально допустимое расстояние  $\delta$  ограничено конечным значением э. д. с.  $E$  генератора тока.

Уравнение (3) после несложных алгебраических преобразований может быть представлено в виде

$$K = BD, \quad (4)$$

где

$$B = \frac{1,41 \cdot 10^{11} f}{fC}; \quad D = \frac{M}{(0,885 M + \delta)^2}; \quad M = \frac{S}{C}.$$

При этом  $I$  — измеряется в амперах, частота  $f$  — в герцах, площадь активной пластины  $S$  — в квадратных сантиметрах, входная емкость  $C$  — в пикофарадах, коэффициент преобразования  $K$  — в вольтгах на миллиметр. На рис. 3 показана зависимость относительного значения коэффициента преобразования

$$\left( K_{\text{отн}} = \frac{K(\delta)}{K(0,2)} \cdot 100\% \right)$$

от расстояния  $\delta$  при различных значениях величины  $M$ , равных отношению площади активной пластины  $S$  к входной емкости схемы  $C$ . Пользуясь приведенными кривыми, можно выбрать значение  $M$ , исходя из допустимой погрешности определения коэффициента преобразования при заданном расстоянии  $\delta$  и возможных его значениях. Выбор величин  $I$ ,  $f$  и  $S$  определяется значением коэффициента преобразования и конструктивно допустимым значением величины  $C$ .

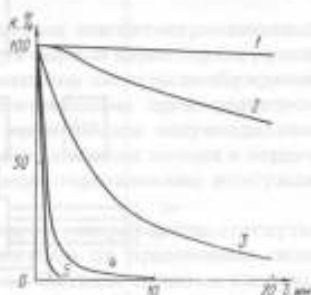


Рис. 3. Кривые зависимости относительного значения коэффициента преобразования для  $M$ , равного  
 $1 - 10^3$ ;  $2 - 10^2$ ;  $3 - 10$ ;  
 $4 - 1$ ;  $5 - 0,1$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нуберт Г. П. Измерительные преобразователи неэлектрических величин. — Л.: Энергия, 1970.
2. Гик Л. Д. Измерение вибраций. — М.: Наука, 1972.

Поступила в редакцию 22.02.1979 г.

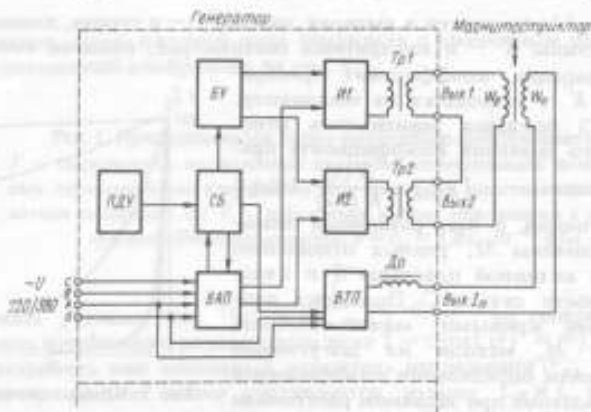
УДК 531.311.6

И. Л. Амагуни, А. А. Бабашкин,  
 В. В. Карнов, А. Н. Грибов  
 ЛИСИ

#### ТИРИСТОРНЫЙ ГЕНЕРАТОР ДЛЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ МАГНИТОСТРИКЦИОННЫХ ВИБРАТОРОВ

Тиристорный генератор звуковых частот предназначен для возбуждения магнитострикционных вибраторов при воспроизведении ускорений порядка  $5 \cdot 10^4 \text{ м/с}^2$ . Опыт применения генераторов выявил достаточно высокие эксплуатационные характеристики рабочих органов землеройных машин.

Генератор (см. рисунок) состоит из двух основных узлов — тиристорного преобразователя частот (ТПЧ) и выпрямителя тока подмагничивания (ВТП). ТПЧ включает в себя выпрямитель анодного питания (ВАП), блок управления БУ, инверторы И1 и И2 с выходными трансформаторами Тр1 и Тр2. Обмотка подмагничивания  $W_{\text{Д}}$  магнитоэлектронного трансформатора подключается к выходу ВТП через дроссель Др, обеспечивающий развязку



Структурная схема генератора

цепей возбуждения и подмагничивания на высокой (звуковой) частоте. Пульт дистанционного управления (ПДУ) и схема блокировки СБ являются общими узлами для ТПЧ и ВТП.

Генератор имеет следующие технические характеристики:

Частота выходного напряжения, кГц	от 3 до 8
Пределы плавной регулировки частоты, Гц	0,8–1,2
Максимальная выходная мощность, кВт·А	20
Выходное напряжение звуковой частоты $U_{\text{В}}$ , устанавливаемое при изготовлении, В	50–250
Возможное изменение выходного напряжения в процессе эксплуатации, В, до значений	2–4
Форма выходного напряжения ТПЧ синусоидальная с коэффициентом гармоник на частоте $f_{\text{ВМХ}}$ , %, не более	5
Пределы плавной регулировки тока подмагничивания, А	0–40
Диапазон рабочих температур, °С	от –30 до +50
Напряжение питания (трехфазное), В	220/380
Частота, Гц	50
К.п.д. при максимальной выходной мощности, не менее	0,9
Габариты, мм	500 x 900 x 1300
Масса, кг	200

Конструкция генератора предусматривает устойчивость к транспортной тряске, система принудительного воздушного охлаждения выполнена в брызгозащищенном варианте.

Главными узлами ТПЧ, определяющими основные электрические характеристики генератора, являются два идентичных тиристорных инвертора *И1* и *И2*. Каждый инвертор развивает колебательную мощность до 10 кВт, суммирование мощностей происходит в обмотке возбуждения  $W_{\text{в}}$  магнитоэлектрика благодаря последовательному включению согласующих трансформаторов *Tr1* и *Tr2*.

Инверторы выполнены по схеме Мэзема\* на тиристорах серии ТЧ. Применение этой схемы обусловлено ее устойчивостью к возникновению аварийных режимов при изменении активной или активно-индуктивной нагрузки от номинального значения до нуля, а также простотой эксплуатации.

Кроме того, при использовании резонансных магнитоэлектрических преобразователей имеет место активно-индуктивный характер нагрузки, изменяющейся в широких пределах при изменении частоты возбуждения и механических нагрузок вибратора. Существенным преимуществом примененной схемы инверторов является практически синусоидальная форма напряжения на нагрузке, что исключает активные потери в сердечнике магнитоэлектрика, вызываемые высшими гармониками возбуждающего напряжения.

Относительно небольшие габариты и масса генератора достигнуты, кроме рационального конструирования, отказом от применения силового трансформатора промышленной частоты. Питание силовых анодных цепей осуществляется непосредственно от трехфазной сети через выпрямитель ВАП. Гальваническая развязка цепей нагрузки с сетью осуществляется с помощью малогабаритных высокочастотных трансформаторов *Tr1* и *Tr2*.

Широкий диапазон рабочих температур генератора обеспечивается применением соответствующих серий микросхем и других полупроводниковых приборов в блоке управления БУ, термостойких материалов и принудительным воздушным охлаждением силовых узлов.

Схема блокировки исключает возможность неверной последовательности включения узлов генератора и блокирует работу генератора аварийных режимов.

Высокая надежность и удобство в эксплуатации позволяет использовать генераторы для питания магнитоэлектрических вибраторов как в лабораторных, так и в полевых условиях.

ПРИЛОЖЕНИЕ К ИТУС 57

Поступил в редакцию 22.02.1979г.

\* Беркович Е. И., Ивский Г. В., Иоффе Ю. С. Тиристорные преобразователи высокой частоты. — М.: Энергия, 1973.

## СОДЕРЖАНИЕ

### I. ИЗМЕРЕНИЯ ПОСТОЯННЫХ УСКОРЕНИЙ

<i>Полевой А. И., Сорин В. М.</i> Методика расчета аэродинамического момента вращающихся платформ установок для воспроизведения линейных ускорений . . . . .	3
<i>Синельников А. Е.</i> Повышение точности воспроизведения постоянного линейного ускорения при совместном применении аналоговых и цифровых измерительных приборов . . . . .	7
<i>Синельников А. Е., Кудрявцев В. Н., Полевой А. И., Минаев А. И.</i> О создании прецизионного пневморективного двигателя . . . . .	11
<i>Блантер Б. Э., Елимелех И. М., Куссуть Г. М., Плотинский В. М.</i> Пневмоакустические преобразователи малых перемещений . . . . .	15
<i>Артемьев И. М.</i> Погрешности электроннолучевого координатора угломерной системы образцовых центрифуг . . . . .	18
<i>Бухман С. П., Осипова Г. В., Судаков В. А., Удальцов Е. С., Черкасова Н. М.</i> Экспериментальные исследования характеристик ртутных токосъемных устройств . . . . .	22

### II. ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ И УГЛОВЫХ УСКОРЕНИЙ

<i>Поваренков А. С.</i> Методы аттестации автоколлимационных средств измерений угловых скоростей . . . . .	27
<i>Агафонов Э. П., Чаленко И. С.</i> Применение двигателей постоянного тока для задания гармонических угловых ускорений . . . . .	30
<i>Савев В. А., Сифронов Л. К.</i> Проблемы тактированной потокочувствительной магнитной записи и цифрового преобразования сигналов при создании эталонов и образцовых средств измерений параметров движения . . . . .	33
<i>Авдуевский В. Ф., Башарин С. А., Бычков Ю. А., Иванов В. А., Поваренков А. С., Расторгуев А. Н.</i> Анализ работы автоколлиматора в качестве нуля-индикатора . . . . .	38
<i>Авдуевский В. Ф., Башарин С. А., Бычков Ю. А., Иванов В. А., Поваренков А. С., Расторгуев А. Н.</i> Построение математической модели автоколлиматора . . . . .	44

### III. ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВИБРАЦИИ

<i>Першин Д. П.</i> Измерение малых перемещений . . . . .	52
<i>Федорин В. Л., Шур В. Л.</i> Интерферометр для измерения амплитуд колебаний удаленных объектов . . . . .	54
<i>Бордиловский А. Ф.</i> Отсчетное устройство для измерения амплитуды перемещения . . . . .	57
<i>Федорин В. Л., Пучков И. В.</i> Стабилизированный источник питания ФЭУ . . . . .	60
<i>Гудов В. И., Пучков И. В., Федорин В. Л., Шкаликов В. С.</i> Гамма-резонансный виброметр ЯГР . . . . .	62
<i>Федорин В. Л., Гудов В. И., Пучков И. В., Шкаликов В. С.</i> О линейности метода ЯГР при измерениях малых амплитуд скорости ширрации . . . . .	64
<i>Гудов В. И., Пучков И. В., Федорин В. Л., Шкаликов В. С.</i> Аналого-цифровой преобразователь для гамма-резонансного виброметра . . . . .	67

Котков А. В., Лебедева Н. Е., Шур В. Л. Влияние анизотропии электрооптического эффекта на точность двухлучевого модуляционного интерферометра . . . . .	70
Шумилин В. П., Гусев Г. Г. Поверочная установка переменного давления "Вибротрон" . . . . .	75
Аматуни Н. Л., Бабашкин А. А., Карпов В. В., Шкаликос В. С. К оценке погрешности измерения амплитуды вибрации емкостного преобразователя . . . . .	79
Аматуни Н. Л., Бабашкин А. А., Карпов В. В., Грибов А. Н. Тире-торный генератор для возбуждения магнитострикционных вибраторов . . . . .	81

УДК 621.372.6.01:621.372.6.02:621.372.6.03:621.372.6.04:621.372.6.05:621.372.6.06:621.372.6.07:621.372.6.08:621.372.6.09:621.372.6.10:621.372.6.11:621.372.6.12:621.372.6.13:621.372.6.14:621.372.6.15:621.372.6.16:621.372.6.17:621.372.6.18:621.372.6.19:621.372.6.20:621.372.6.21:621.372.6.22:621.372.6.23:621.372.6.24:621.372.6.25:621.372.6.26:621.372.6.27:621.372.6.28:621.372.6.29:621.372.6.30:621.372.6.31:621.372.6.32:621.372.6.33:621.372.6.34:621.372.6.35:621.372.6.36:621.372.6.37:621.372.6.38:621.372.6.39:621.372.6.40:621.372.6.41:621.372.6.42:621.372.6.43:621.372.6.44:621.372.6.45:621.372.6.46:621.372.6.47:621.372.6.48:621.372.6.49:621.372.6.50:621.372.6.51:621.372.6.52:621.372.6.53:621.372.6.54:621.372.6.55:621.372.6.56:621.372.6.57:621.372.6.58:621.372.6.59:621.372.6.60:621.372.6.61:621.372.6.62:621.372.6.63:621.372.6.64:621.372.6.65:621.372.6.66:621.372.6.67:621.372.6.68:621.372.6.69:621.372.6.70:621.372.6.71:621.372.6.72:621.372.6.73:621.372.6.74:621.372.6.75:621.372.6.76:621.372.6.77:621.372.6.78:621.372.6.79:621.372.6.80:621.372.6.81:621.372.6.82:621.372.6.83:621.372.6.84:621.372.6.85:621.372.6.86:621.372.6.87:621.372.6.88:621.372.6.89:621.372.6.90:621.372.6.91:621.372.6.92:621.372.6.93:621.372.6.94:621.372.6.95:621.372.6.96:621.372.6.97:621.372.6.98:621.372.6.99:621.372.6.100

ВВЕДЕНИЕ  
 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ  
 2. ОПИСАНИЕ УСТАНОВКИ  
 3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ  
 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ  
 СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

Получено в редакцию 10.05.1978 г.  
 Принято в печать 15.06.1978 г.  
 Редактор В. В. Карпов  
 Технический редактор В. В. Карпов  
 Машинист В. В. Карпов  
 УДК 621.372.6.01:621.372.6.02:621.372.6.03:621.372.6.04:621.372.6.05:621.372.6.06:621.372.6.07:621.372.6.08:621.372.6.09:621.372.6.10:621.372.6.11:621.372.6.12:621.372.6.13:621.372.6.14:621.372.6.15:621.372.6.16:621.372.6.17:621.372.6.18:621.372.6.19:621.372.6.20:621.372.6.21:621.372.6.22:621.372.6.23:621.372.6.24:621.372.6.25:621.372.6.26:621.372.6.27:621.372.6.28:621.372.6.29:621.372.6.30:621.372.6.31:621.372.6.32:621.372.6.33:621.372.6.34:621.372.6.35:621.372.6.36:621.372.6.37:621.372.6.38:621.372.6.39:621.372.6.40:621.372.6.41:621.372.6.42:621.372.6.43:621.372.6.44:621.372.6.45:621.372.6.46:621.372.6.47:621.372.6.48:621.372.6.49:621.372.6.50:621.372.6.51:621.372.6.52:621.372.6.53:621.372.6.54:621.372.6.55:621.372.6.56:621.372.6.57:621.372.6.58:621.372.6.59:621.372.6.60:621.372.6.61:621.372.6.62:621.372.6.63:621.372.6.64:621.372.6.65:621.372.6.66:621.372.6.67:621.372.6.68:621.372.6.69:621.372.6.70:621.372.6.71:621.372.6.72:621.372.6.73:621.372.6.74:621.372.6.75:621.372.6.76:621.372.6.77:621.372.6.78:621.372.6.79:621.372.6.80:621.372.6.81:621.372.6.82:621.372.6.83:621.372.6.84:621.372.6.85:621.372.6.86:621.372.6.87:621.372.6.88:621.372.6.89:621.372.6.90:621.372.6.91:621.372.6.92:621.372.6.93:621.372.6.94:621.372.6.95:621.372.6.96:621.372.6.97:621.372.6.98:621.372.6.99:621.372.6.100

УДК 533.6.013.12

Методика расчета аэродинамического момента вращающихся платформ установок для воспроизведения линейных ускорений. Полевой А. И., Сорин В. М. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 3-6.

Описывается методика инженерных расчетов момента аэродинамического сопротивления основных типов вращающихся платформ центрифуг, оценивается влияние волнистости и шероховатости обтекаемой поверхности. Табл. 2. Библ. 2.

УДК 531.113.088.3

Повышение точности воспроизведения постоянного линейного ускорения при совместном применении аналоговых и цифровых измерительных приборов. Синельников А. Е. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 7-11.

На примере ротационной платформы для воспроизведения постоянных линейных ускорений показано, что применение цифровых приборов, измеряющих средние значения параметров за определенный интервал времени и не требующих высокой точности аналоговых методов измерения колебаний этих параметров, позволяет повысить точность воспроизведения единицы ускорения. Ил. 1. Библ. 3.

УДК 621.45-62-85

О создании прецизионного пневмореактивного двигателя. Синельников А. Е., Кудрявцев В. Н., Полевой А. И., Минаев А. И. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 11-14.

Дано описание разработанного пневмореактивного двигателя. Приводятся результаты экспериментальных исследований. Делаются выводы о перспективности разработки прецизионного пневмореактивного двигателя. Ил. 4. Библ. 3.

УДК 531.714.2.08

Пневмоакустические преобразователи малых перемещений. Блантер Б. Э., Елимелех И. М., Кукуль Г. М., Плютинский В. М. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 15-18.

Исследованы две модификации пневмоакустических преобразователей типа сопло-заслонка, предназначенных для определения положения объекта, погрешности формы, измерения малых перемещений, амплитуды колебаний при вибрации и других параметров. Ил. 5. Библ. 3.

УДК 531.718.3

Погрешности электронно-лучевого координатора угломерной системы образцовых центрифуг. Артемьев И. М. — "Исследования в области



измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 18-21.

Рассматривается использование в качестве координатно-чувствительного источника излучения в угломерных системах электроннолучевой трубки. Оцениваются погрешности ЭЛК, обусловленные нелинейными зависимостями скорости сканирования вдоль строки и диаметра светящегося пятна от угла отклонения и мгновенной яркости пятна от скорости сканирования. Рассматриваются причины появления указанных погрешностей, производится их оценка и предлагаются методы ослабления их влияния. Ил. 2. Библ. 4.

УДК 621.3.047.019.3

Экспериментальные исследования характеристик ртутных токосъемных устройств. Бухман С. П., Осипова Г. В., Судаков В. А., Удальцов Е. С., Черкасова Н. М. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 22-27.

Приведены результаты физико-химических исследований процессов, происходящих в рабочей зоне контактного кольца ртутных токосъемных устройств. Даны рекомендации по повышению надежности этих устройств. Табл. 3. Ил. 3. Библ. 3.

УДК 531.77

Методы аттестации автоколлимационных средств измерений угловых скоростей. Поваренков А. С. — "Исследования в области измерений параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 27-30.

Рассмотрены два метода аттестации автоколлимационных средств измерений угловых скоростей — метод сравнения с физической константой — скоростью вращения Земли и метод сравнения с мерой — частотой опорного генератора. Определены требования к горизонтированию аттестуемого измерительного преобразователя. Рассмотрены погрешности методов аттестации. Ил. 1. Библ. 2.

УДК 621.313.13:531:113.2

Применение двигателей постоянного тока для задания гармонических угловых ускорений. Агафонов Э. П., Чаленко Н. С. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 30-33.

Приведен теоретический расчет управляемого двигателя постоянного тока, показана возможность применения его для задания гармонических угловых ускорений. Библ. 2.

УДК 681.747.8:621.317.736

Анализ работы автоколлиматора в качестве нуль-индикатора. Авдусевский В. Ф., Башарин С. А., Бычков Ю. А., Иванов В. А., Поваренков А. С., Расторгуев А. Н. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 38-44.

Рассмотрено использование автоколлиматора в качестве нуля-индикатора. Получены выражения для оптимальных соотношений геометрических размеров некоторых элементов модулятора автоколлиматора, а также для чувствительности и погрешности индикации автоколлиматором нулевого значения линейно изменяющегося угла. Ил. 7.

УДК 681.777.8.001.57

Построение математической модели автоколлиматора. А в д у е в - с к и й В. Ф., Б а ш а р и н С. А., Б ы ч к о в Ю. А., И в а н о в В. А., П о - в а р е н к о в А. С., Р а с т о р г у е в А. Н. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 44—52.

Изложен один из методов построения математической модели автоколлиматора, основанный на разложении сигналов в тригонометрические ряды Фурье. Полученная модель исследована с помощью ЭВМ. Даны рекомендации по проектированию автоколлиматора с улучшенными динамическими свойствами. Ил. 4. Библ. 2.

УДК 531.767

Проблемы тактированной потокочувствительной магнитной записи и цифрового преобразования сигналов при создании эталонов и образцовых средств измерений параметров движения. С л а в е в В. А., С а ф р о - н о в Л. К. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 33—38.

Рассмотрены пути повышения точности прецизионных угловых магнитных преобразователей, обеспечивающих позиционный цифровой съем информации со сканированием. Показаны преимущества использования однопеременного кольцевого кода для формирования структуры магнитной шкалы. Предложены технические решения, позволяющие обнаружить и исправить ошибки при воспроизведении, расширить частотный диапазон преобразования, оптимизировать конструкцию магнитной головки и повысить долговечность системы головка-носитель. Ил. 3. Библ. 5.

УДК 531.768.08.534.647

Измерение малых перемещений. П е р ш и н Д. П. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 52—54.

Рассмотрено два метода измерения малых перемещений — с помощью высокочувствительных акселерометров и с помощью приборов инерционного действия, работающих в режиме виброметра. Приведены конструкция и технические характеристики разработанных средств. Ил. 2.

УДК 621.385.291

Интерферометр для измерения амплитуд колебаний удаленных объектов. Ф е д о р и н В. Л., Ш у р В. Л. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 54—57.

Рассматривается двухлучевой интерферометр с большой разностью хода пучков, предназначенный для измерения амплитуд вибраций. Оптическая схема представляет собой поляризационный интерферометр с высокочастотной модуляцией, осуществляемой с помощью линейного электрооптического эффекта в кристалле KDP. Счетно-логическое устройство интерферометра состоит из двух каналов — стабилизации рабочего режима и измерительного. Ил. 1. Библи. 3.

УДК 531.765.08

Отсчетное устройство для измерения амплитуды перемещения. Б о р д и л о в с к и й А. Ф. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 57—60.

Показано, что при измерении амплитуды перемещения наибольшую точность обеспечивает метод однонаправленного счета числа порядков интерференции за определенный промежуток времени. Разработано специальное электронное устройство, выполненное на логических элементах и обеспечивающее воспроизведение промежутка времени с погрешностью не более  $10^{-4}\%$ .

УДК 621.383.292.624

Стабилизированный источник питания ФЭУ. Ф е д о р и н В. Л., П у ч к о в И. В. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 60—62.

Дано описание стабилизированного источника высокого напряжения, применяемого для питания ФЭУ в вибрационных мессбауэровских установках и лазерных интерферометрах. Выходное напряжение от 400 до 2000 В. Стабильность 0,1% достигнута за счет применения глубокой отрицательной обратной связи. Ток нагрузки — до 3 мА. Источник питается напряжением  $\pm 12$  В.

УДК 534.647.539.143

Гамма-резонансный виброметр ЯГР. Г у д о в В. И., П у ч к о в И. В., Ф е д о р и н В. Л., Ш к а л и к о в В. С. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 62—64.

Приводится описание виброметра, работающего на основе эффекта ядерного гамма-резонанса. Применение в качестве виброизмерительного преобразователя гамма-квантового детектора, обладающего большим эффектом резонансного поглощения, позволило снизить погрешность измерений и перейти от накопления детерминированных импульсов взаимодействия радиоактивного источника и поглотителя к их интегрированию. В результате удалось создать портативный прибор, измеряющий амплитуду виброскорости в диапазоне  $2 \cdot 10^{-4}$ — $5 \cdot 10^{-3}$  м/с с погрешностью 5—10%. Ил. 1. Библи. 3.

УДК 534.647.083

О линейности метода ЯГР при измерениях малых амплитуд скорости вибрации. Ф е д о р и н В. Л., Г у д о в В. И., П у ч к о в И. В.,

Шкалик В. С. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 64—67.

Рассматривается отклонение линейной зависимости резонансного эффекта  $\epsilon$  от виброскорости  $v$  при измерении параметров движения дифференциальным методом ЯГР. Как показано в работе, формула  $\epsilon = \frac{32\delta v}{\pi(1+4\delta^2v^2)}$  (где  $\delta$  — величина химического сдвига), отражающая линейную зависимость  $\epsilon$  от  $v$ , может использоваться при измерениях в диапазоне до 0,1 Г, где  $\Gamma$  — ширина резонансной линии. Погрешность измерений при этом не превышает 3%. Для  $v = (0,1-0,2)\Gamma$  отклонение от линейности составляет около 10%. Рекомендуются расчетные формулы. Табл. 1. Ил. 1. Библ. 3.

УДК 681.335.2:539.1.43

Аналого-цифровой преобразователь для гамма-резонансного виброметра. Гудов В. И., Пучков И. В., Федорин В. Л., Шкалик В. С. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 67—70.

Дано описание аналого-цифрового преобразователя, примененного в приборе "Виброметр ГРАЦ", работа которого основана на эффекте ядерного гамма-резонанса. Описываемый АЦП линеаризует зависимость величины резонансного эффекта от виброскорости и дает возможность осуществить цифровую индикацию измеряемой величины. Применение АЦП в сочетании с резонансным спритилляционным детектором в качестве гамма-квантового преобразователя позволило проводить измерения амплитуды виброскорости в диапазоне  $10^{-4}-10^{-2}$  м/с с погрешностью 5%. Ил. 1.

УДК 535.854+621.373:535

Влияние анизотропии электрооптического эффекта на точность двухлучевого модуляционного интерферометра. Котков А. В., Лебедев А. Н. Е., Шур В. Л. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 70—75.

Приведена схема двухлучевого поляризационного интерферометра с модуляцией, осуществляемой с помощью линейного электрооптического эффекта Погкельса в кристалле KDP. Рассматривается влияние анизотропии электрооптического эффекта на точность измерения дробных частей порядка интерференции. Табл. 2. Ил. 1. Библ. 3.

УДК 621.383.292:621.311.6:681.787

Поверочная установка переменного давления "Вибротрон". Шумилин В. П., Гусев Г. Г. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 75—79.

Приводится описание установки "Вибротрон", предназначенной для градуировки средств измерения переменного давления в жидкой среде. Установка основана на инерционном методе. Приведены уравнение

измерения, методика исследования погрешности, перечислены ее составляющие. Частотный диапазон установки 10 Гц—1 кГц. Диапазон амплитуд воспроизводимых давлений  $10^2$ — $5 \cdot 10^4$  Па. Погрешности воспроизведения  $\theta_p = 0,95\%$  и  $S_p = 2\%$ . Ил. 2. Библ. 3.

УДК 631.787.7

К оценке погрешности измерения амплитуды вибрации емкостного преобразователя. А м а т у н и Н. Л., Б а б а ш к и н А. А., К а р п о в В. В., Ш к а л и к о в В. С. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 79—81.

Дана оценка погрешности определения коэффициента преобразования емкостного ИП, предназначенного для измерения амплитуды перемещения с помощью резонансных вибраторов в широком диапазоне измеряемых параметров вибрации. Ил. 3. Библ. 2.

УДК 631.311.6

Тиристорный генератор для возбуждения магнитострикционных вибраторов. А м а т у н и Н. Л., Б а б а ш к и н А. А., К а р п о в В. В., Г р и б о в А. Н. — "Исследования в области измерения параметров движения". Труды метрологических институтов СССР, вып. 240 (300), 1979, с. 81—83.

Разработан тиристорный генератор звуковых частот для исследования магнитострикционных вибраторов активных органов землеройных машин. Приводятся технические характеристики. Ил. 1.

... ..

... ..

**ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ  
ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ**

**Труды метрологических институтов СССР**

Выпуск 240 (300)

Редактор *Л. Ф. Сидовская*  
Художественный редактор *Д. Р. Степанович*  
Технический редактор *С. П. Левкович*  
Корректор *С. С. Полиготнова*

Подписано в печать 25.12.79 (набор выполнен в издательстве).  
М-29380. Формат 60 x 90<sup>1/16</sup>. Бумага офсетная № 2. Усл. печ. л. 8,5.  
Уч.-изд. л. 9,2. Тираж 1000 экз. Заказ 345. Цена 90 к.

Ленинградское отделение издательства "Энергия",  
191041, Ленинград, Марсово поле, 1.  
Типография ВНИИГ имени Б. Е. Веденеева,  
195220, Ленинград, Гжатский ул., 21.

