

М/69901

НА ДОМ
НЕ ВЫДАЕТСЯ

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ СССР

МОСКОВСКОЕ ОРДЕНА ЛЕНИНА И ОРДЕНА ТРУДОВОГО
КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ВЫСШЕЕ ТЕХНИЧЕСКОЕ УЧИЛИЩЕ
ИМ. Н.Э.БАУМАНА

На правах рукописи

В. П. Минаев

**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА СХЕМ
ИЗМЕРЕНИЯ НЕУРАВНОВЕШЕННОСТИ РОТОРОВ
ПРИБОРОВ В СВЕТЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ
ТРЕБОВАНИЙ**

Автореферат

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Москва 1972

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ СССР

МОСКОВСКОЕ ОРДЕНА ЛЕНИНА И ОРДЕНА ТРУДОВОГО
КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ВЫСШЕЕ ТЕХНИЧЕСКОЕ УЧИЛИЩЕ
ИМ. Н.Э.БАУМАНА

МИНАЕВ В.П.

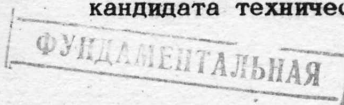
ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА СХЕМ ИЗМЕРЕНИЯ
НЕУРАВНОВЕШЕННОСТИ РОТОРОВ ПРИБОРОВ В
СВЕТЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ТРЕБОВАНИЙ

05.259 Технология приборостроения

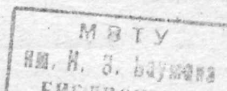
Диссертация написана на русском языке

Автореферат

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук



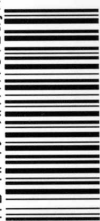
Москва



1972

M169901

НИБ МВТУ им. Н.Э. Баумана



1169901

Минаев В.П. Исследование

Работа выполнена во Всесоюзном научно-исследовательском институте по нормализации в машиностроении.

Научный руководитель
кандидат технических наук, доцент

КОЗЛЯНИНОВ Т.П.

Официальные оппоненты:

доктор технических наук, профессор

ПЕТРОВ Г.Н.

кандидат технических наук, доцент

СЫРОВАТЧЕНКО П.В.

Ведущее предприятие указано в решении Совета.

Автореферат разослан " ____ " _____ 1972 г.

Защита диссертации состоится _____ 1972 г.

на заседании Совета факультета "Приборостроение" Московского ордена Ленина и ордена Трудового Красного Знамени высшего технического училища имени Н.Э.Баумана, по адресу: Москва, Б-5, 2-ая Бауманская ул., дом 5.

Ваши отзывы в 2-х экземплярах, заверенные печатью, просьба высылать по указанному адресу.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке училища.

Ученый секретарь Совета
кандидат технических наук, доцент

СЫРОВАТЧЕНКО П.В.

Пятилетним планом развития народного хозяйства СССР на 1971-1975 годы предусмотрено: "...быстрее повышать уровень парка технологического оборудования".

Широко распространено в приборостроении оборудование для динамического уравнивания роторов приборов - балансировочные машины. Для обеспечения требуемой точности уравнивания, повышения производительности труда и удобства эксплуатации современные балансировочные машины снабжаются электроизмерительными схемами.

Способы преобразования и измерения сигналов, вызываемых неуравновешенностью, как самостоятельные темы были рассмотрены в докторской диссертации В.С.Васильева и кандидатских диссертациях Т.П.Козлянинова и Г.В.Грязева. В первой из них были рассмотрены электроизмерительные схемы оборудования для уравнивания средних и тяжелых роторов, во второй решались задачи анализа и синтеза частотно-избирательных устройств балансировочного оборудования.

Однако, в настоящее время отсутствует систематизация работ по измерительным схемам балансировочных машин. Отсутствие систематизации и общих критериев для сопоставления измерительных схем затрудняет их абсолютную и относительную оценку, а следовательно возможность рекомендации их оптимальных решений. Учитывая, что такого комплексного исследования до настоящего времени не проводилось, основной задачей работы ставилось изыскание рациональных решений измерительных схем в аспекте выполняемых технологических функций, которое бы позволило, с учетом ранее выполненных работ, выбирать их оптимальные варианты построения и режимы работы.

В первой главе работы формулируются основные требования к измерительным схемам, проводится анализ структуры их построения.

Балансировочная машина по характеру решаемых функциональных задач является специализированным виброметром, колебания подвижной части которого позволяют судить о неуравновешенности. Прежде чем приступить к исследованию электроизмерительных схем балансировочных машин, следует в общих чертах обратиться к источнику первичной информации - механической части, от решения которой в значительной степени зависят сложность и характер применяемых технических средств.

Основываясь на работе С.Г.Кубланова^(х), соотношение сил в колеблющейся системе с двумя подвижными опорами можно описать двумя дифференциальными уравнениями:

$$\sum P_i \cos(\omega t + \alpha p_i) = m \frac{d^2 z_s}{dt^2} + \beta_A \frac{dz_A}{dt} + \beta_B \frac{dz_B}{dt} + K_A z_A + K_B z_B; \quad (1)$$

$$\sum M_i \cos(\omega t + \alpha m_i) = J_s \frac{d^2 \gamma}{dt^2} + \beta_A \frac{dz_A}{dt} l_1 - \beta_B \frac{dz_B}{dt} l_2 + K_A z_A l_1 - K_B z_B l_2; \quad (2)$$

где обозначено:

$z_s; z_A; z_B$ - перемещения центра масс, опоры А и опоры В;

$P_I; P_{II}$ - силы вызванные неуравновешенностью в первой и второй плоскостях исправления, соответственно;

γ - угол отклонения оси ротора при колебаниях;

m - масса ротора;

J_s - момент инерции относительно центра масс;

ω - угловая скорость вращения ротора;

$\alpha p_i; \alpha m_i$ - фазовые углы неуравновешенных масс;

$l_1; l_2$ - расстояние от центра масс до опор;

$\beta_A; \beta_B; K_A; K_B$ - коэффициенты затухания и жесткости в опорах А и В.

(х) С.Г.Кубланов. Теория балансировочных машин с двумя подвижными опорами. "Уравновешивание машин и приборов." Под редакцией д.т.н. проф. В.А.Щепетильникова. Машиностроение. Москва, 1965г.

При оценке неуровновешенности в двух плоскостях исправления решение этих уравнений имеет вид:

$$Z_A = m_1 z_1 D \sqrt{U_1^2 + E_1^2} \cos(\omega t - \varphi_1) + m_2 z_2 D \sqrt{N_1^2 + L_1^2} \cos(\omega t + \alpha - \varphi_1); \quad (3)$$

$$Z_B = m_1 z_1 D \sqrt{U_2^2 + E_2^2} \cos(\omega t - \varphi_2) + m_2 z_2 D \sqrt{N_2^2 + L_2^2} \cos(\omega t + \alpha - \varphi_2); \quad (4)$$

где:

$m_1 z_1$ и $m_2 z_2$ - неуровновешенные массы и радиусы их расположения в опорах А и В соответственно;

$D; N_1; N_2; L_1; L_2$ - обобщенные постоянные, характеризующие влияние геометрии масс и режим колеблющейся системы;

$U_1; U_2; E_1; E_2$ - углы сдвига фаз между перемещениями опор А и В относительно неуровновешенности в первой плоскости исправления;

$\varphi_1; \varphi_2$ - углы сдвига фаз между перемещениями опор В и А относительно неуровновешенности во второй плоскости исправления;

α - фазовый сдвиг между углами установки неуровновешенных масс.

Таким образом мы имеем два уравнения, в каждое из которых входят одновременно составляющие от обеих неуровновешенностей $m_1 z_1$ и $m_2 z_2$. Естественно, что колебания опор преобразуются датчиками в сигналы, содержащие информацию одновременно о двух составляющих неуровновешенности. Задача измерительной схемы сводится к выделению из сигналов датчиков раздельной информации о величинах неуровновешенности в соответствующих плоскостях исправления, или другими словами к решению уравнений (3,4) относительно

$m_1 z_1$ и $m_2 z_2$.

$$m_1 \gamma_1 = R_1 (Z_A - R_2 Z_B); \quad (5)$$

$$m_2 \gamma_2 = R_2' (Z_B - R_1' Z_A); \quad (6)$$

где

$R_1; R_1'; R_2; R_2'$ — коэффициенты, определяемые геометрией масс и режимом колеблющейся системы.

Углы сдвига фаз определяются:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi_1 &= \frac{U_1}{E_1}; \\ \operatorname{tg} \varphi_2 &= \frac{U_2}{E_2}; \\ \operatorname{tg} \psi_1 &= \frac{N_1}{L_1}; \\ \operatorname{tg} \psi_2 &= \frac{N_2}{L_2}; \end{aligned} \quad (7)$$

Из выражений (7) видно, что между перемещениями опор, вызванными неуравновешенностью только в одной плоскости исправления, существуют фазовые сдвиги, которые следует учитывать в измерительной схеме, решающей задачу электрического разделения плоскостей исправления.

Далее в первой главе проводится анализ структуры построения измерительных схем оборудования для уравнивания роторов приборов. Анализ структуры построения измерительных схем показал, что выбор конструктивного решения схемы определяется спо-

способом представления информации о параметрах неуравновешенности-схемы с представлением информации в полярных координатах выполняются с использованием в качестве фильтрующего элемента частотно-избирательных усилителей, схемы с представлением информации в декартовых координатах - электронных или электромеханических перемножителей. Схемы имеют однотипные функциональные узлы:

- блок электрического разделения плоскостей исправления;
- частотно-избирательные устройства для выделения сигнала неуравновешенности;
- блок измерения углового положения неуравновешенности;
- блок согласования скорости вращения ротора с настройкой частотно-избирательного устройства. В частности при регулировании скорости вращения ротора, содержащий:
 - а) узел сравнения частоты вращения с заданной;
 - б) генератор задающей частоты;
 - в) узел управления питанием привода.

Далее проводится анализ технологических возможностей этих функциональных узлов измерительных систем.

Узлы электрического исключения влияния плоскостей исправления не учитывают фазовые сдвиги суммируемых сигналов.

Схемы частотно-избирательных усилителей на полупроводниковых триодах с введением сигнала в поперечную ветвь моста позволяют получить эквивалентную добротность около 50 и имеют достаточные для балансирующего оборудования стабильность и надежность. Их существенным недостатком является сложность перестройки при переходе на другую технологическую скорость вращения уравниваемого изделия.

В качестве частотно-избирательных устройств во втором типе

измерительных схем используются схемные методы, позволяющие получить выходную величину (сигнал или отклонение стрелки прибора), пропорциональную интегралу от скалярного произведения векторов сигналов неуравновешенности и опорного, к которым относятся фазовые дискриминаторы, электронные перемножители, ваттметры, векторы, лагометры и аналогичные другие.

Как это показано в работах доцента к.т.н. Козлянинова Т.П., применение электродинамических приборов в балансировочном оборудовании при низких скоростях вращения уравниваемого изделия не позволяет получить высокую избирательность за счет слабой фильтрации помех, имеющих частоту, близкую к частоте вращения уравниваемого изделия. От указанного недостатка свободны электронные схемы перемножения.

Работа устройства измерения углового положения неуравновешенности, в общем случае, сводится к определению фазового соотношения между сигналом неуравновешенности и опорным сигналом, жестко связанным с угловой координатой уравниваемого изделия. Проведенный анализ показал, что измерение углового положения неуравновешенности осциллоскопическим методом не позволяет получить высокую точность.

Точность измерения углового положения стробоскопическим методом лимитируется длительностью световой вспышки и диаметром ротора.

Измерение углового положения методом сложения импульсов позволяет получить точность порядка $5-10^\circ$ и имеет достаточные стабильность и надежность.

Результаты анализа позволили конкретизировать задачи исследования в направлении создания рекомендаций, позволяющих с учетом ранее выполненных работ выбирать оптимальные режимы функционирования измерительных схем.

Во второй главе проводится исследование по выбору оптимальных режимов работы измерительных схем балансировочного оборудования.

Во входном блоке нами исследовано влияние фазовых соотношений сигналов датчиков на коэффициент электрического исключения влияния плоскостей исправления. Для настройки балансировочной машины груз размещают в первой плоскости исправления уравновешенного ротора. Вычитая часть сигнала первого датчика из сигнала второго датчика, получают минимальное значение последнего.

Для анализа этой операции введем следующие обозначения:

A_1, A_2 - составляющие сигналов первого и второго датчиков, вызванные неуравновешенностью на первой плоскости исправления;

B_1, B_2 - составляющие сигналов второго и первого датчиков, вызванные неуравновешенностью на второй плоскости исправления;

φ_1 - угол сдвига по фазе между составляющими A_1 и A_2 ;

φ_2 - угол сдвига по фазе между составляющими B_1 и B_2 ;

K_1, K_2 - коэффициенты электрического исключения влияния плоскостей исправления.

Проведенный нами анализ операции настройки электрического исключения влияния плоскостей исправления по эталонному ротору с неуравновешенностью в одной плоскости исправления дает следующие значения коэффициентов:

$$K_1 = \frac{A_1}{A_2 \cdot \sin \varphi_1} = \frac{n_1}{\sin \varphi_1}; \quad (8)$$

$$K_2 = \frac{n_2}{\sin \varphi_2}; \quad (9)$$

где $n_1 = \frac{|A_1|}{|A_2|}$; $n_2 = \frac{|B_1|}{|B_2|}$ - коэффициенты передаточной функции с первой плоскости исправления

на вторую опору и с второй плоскости
на первую опору соответственно.

Таким образом, коэффициенты исключения влияния плоскостей
исправления зависят от коэффициента передачи неуровненности
(Π) и сдвига сигналов по фазе (φ).

Проведенное нами исследование этой же операции с ротором,
имеющим неуровненность в обеих плоскостях исправления (для
случая $\varphi_1 = \varphi_2 = \Delta\varphi$ и $\Pi_1 = \Pi_2 = \Pi$), приводит к следующему выра-
жению для коэффициента исключения влияния плоскостей исправления:

$$K = \frac{\Pi}{\sin \Delta\varphi} \sqrt{1 + \frac{\cos^2 \Delta\varphi}{\Pi^2} \left(\frac{1}{\Pi^2} - 2 \right)} \quad (10)$$

Сравнение выражений (8), (9), (10) показывает, что коэффи-
циент исключения влияния плоскостей исправления, определенный на
эталонном роторе с неуровненностью в одной плоскости исправле-
ния не отражает действительного положения.

К реальному коэффициенту добавляется множитель:

$$\sqrt{1 - \alpha \cdot \cos^2 \Delta\varphi}, \text{ где } \alpha = \frac{1}{\Pi^2} \left(2 - \frac{1}{\Pi^2} \right).$$

Следовательно, значение коэффициента при уравнивании ро-
торов с неуровненностью в двух плоскостях исправления можно
определить:

$$K_p = \frac{K_z}{\sqrt{1 - [\cos^2(\Delta\varphi)] \cdot \alpha}}, \quad (11)$$

где K_p — коэффициент разделения плоскостей исправления при
уравнивании роторов с неуровненностью в двух
плоскостях исправления;

K_z — коэффициент разделения плоскостей исправления, опре-
деленный по эталонному ротору с неуровненностью

в одной плоскости исправления.

Если $n = \frac{1}{\sqrt{2}}$, то $\alpha = 0$ и $K_p = K_\theta$, независимо от фазового сдвига между суммируемыми сигналами датчиков.

Учитывая, что $K_\theta = \frac{n}{\sin(\Delta\varphi)}$;

K_p можно представить в виде:

$$K_p = \frac{n}{\sin^2(\Delta\varphi)}$$

Если $\sin \Delta\varphi \rightarrow 0$, то $K_p \rightarrow \infty$.

Если $\sin \Delta\varphi \rightarrow 1$, то $K_p \rightarrow n$.

Из выражения (II) можно определить следующие соотношения между K_θ и K_p :

$\Delta\varphi$ n	0	5°	10°
0,7	$K_p = K_\theta$	$K_p = K_\theta$	$K_p = K_\theta$
1,0	$K_p \approx K_\theta$	$K_p = 1,0 K_\theta$	$K_p = 3,7 K_\theta$
2,0	$K_p = 1,33 K_\theta$	$K_p = 1,33 K_\theta$	$K_p = 1,30 K_\theta$
5,0	$K_p = 1,04 K_\theta$	$K_p = 1,04 K_\theta$	$K_p = 1,04 K_\theta$
10,0	$K_p = 1,01 K_\theta$	$K_p = 1,01 K_\theta$	$K_p = 1,01 K_\theta$
20,0	$K_p = 1,01 K_\theta$	$K_p = 1,01 K_\theta$	$K_p = 1,01 K_\theta$

Таким образом, при небольших фазовых сдвигах и при $n > 2,0$ балансировочная машина, настроенная по эталонному ротору с неуровновешенностью в одну

плоскости исправления, при уравнивании роторов с неуравновешенностью в двух плоскостях исправления будет сохранять значение коэффициента разделения.

В работе приведены практические схемы ряда разработанных нами входных блоков с фазовращателями. Проведенное испытание показало, что исключение плоскостей исправления при уравнивании гиомоторов ГМА- 0,2 с применением фазовращателей стабильно удерживается без подстройки в течение 15-ти восьмичасовых смен на уровне не хуже 20:1, в то время как схемы без фазовращателей позволили получить разделение плоскостей исправления при тех же условиях до 5:1.

Далее во второй главе рассматриваются частотно-избирательные устройства.

С целью использования результатов исследований ламповых частотно- избирательных усилителей с минимальным Т-четырёхполосником в разработке аналогичных транзисторных усилителей нами проведено исследование влияния нагрузки на характеристики минимального Т-четырёхполосника.

Коэффициент передачи нагруженного четырехполосника можно определить:

$$\beta = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{1 + \rho^2 T_1 T_2}{(1 + \rho T_1)(1 + \rho T_2')} \beta_H \quad (12)$$

где $\frac{\rho T_1}{1 + \rho T_1} \cdot \frac{1}{1 + \rho T_1}$ — передаточные функции первичных цепочек;

$T_1 = R_1 C_1$ — постоянная времени первичных цепочек;

$T_2 = R_2 C_2$ — постоянная времени вторичных цепочек;

R_1 — сопротивление первичной цепочки;

R_2 — сопротивление вторичной цепочки;

C_1 — емкость первичной цепочки;

C_2 — емкость вторичной цепочки;

p — оператор преобразования Лапласа.

$$T_2' = C_2 \frac{R_2 R_H}{R_2 + R_H}; \quad \beta_H = \frac{R_H}{R_2 + R_H};$$

R_H — сопротивление нагрузки четырехполюсника.

Коэффициент передачи избирательного каскада равен:

$$K = \frac{K_0}{1 + K_0 \beta_0}, \quad (13)$$

где K_0 — коэффициент усиления усилителя без обратной связи;

β_0 — коэффициент передачи по цепи обратной связи.

Подставляя выражение (12) в выражение (13) и раскрывая

T_1, T_2, T_2' , получим:

$$K = \frac{K_0}{1 + j\gamma \frac{K_0 \beta_H}{\frac{m}{n} \beta_H + \frac{n}{m}}} = \frac{K_0}{1 + j Q'_{ЭКВ} \gamma}, \quad (14)$$

где $Q'_{ЭКВ} = \frac{K_0 \beta_H}{\frac{m}{n} \beta_H + \frac{n}{m}}$ — эквивалентная добротность избирательного каскада с учетом нагрузки;

$\gamma = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ — относительная расстройка;

$$n = \sqrt{\frac{C_1'}{C_2}}; \quad m = \sqrt{\frac{R_2'}{R_1}};$$

$\omega = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$ — собственная частота четырехполюсника;

ω — частота выходного сигнала.

Из выражения (14) видно, что нагрузка четырехполюсника активным сопротивлением не изменяет резонансного коэффициента передачи каскада (при резонансе $\gamma = 0$ и $K \neq K_0$).

В то же время, нагрузка изменяет эквивалентную добротность каскада. Уменьшение добротности каскада будет более ощутимым на низкочастотном краю диапазона, где R_2 - максимально, а β_H - минимально. Изменение добротности на низкочастотном краю диапазона можно определить как:

$$\Delta Q = Q_{\text{экв.ср}} - Q'_{\text{экв.ср}} + \frac{dQ'_{\text{экв.ср}}}{d\beta_H} (\beta_{\text{ср}} - \beta_{\text{min}});$$

где $Q_{\text{экв.ср}}$ - эквивалентная добротность средней части диапазона (при $m = n$ и $R'' \rightarrow \infty$);

$Q'_{\text{экв.ср}}$ - эквивалентная добротность нагруженного четырехполюсника в средней части диапазона (при $m = n$ и $\beta_H = \beta_{\text{ср}}$);

$\frac{dQ'_{\text{экв.ср}}}{d\beta_H} (\beta_{\text{ср}} - \beta_{\text{min}})$ - приращение добротности нагруженного каскада на нижней границе диапазона по отношению к $Q_{\text{ср}}$.

$$\beta_{H\text{min}} = \frac{R_H}{R_H + R_{2\text{max}}}; \quad \beta_{H\text{ср}} = \frac{R_H}{R_H + R_{2\text{ср}}};$$

Раскрывая это выражение, получим;

$$R_H = R_{2\text{min}} \Delta^2 \times \frac{1 - \frac{\Delta Q}{Q_{\text{экв.ср}}}}{\frac{\Delta Q}{Q_{\text{экв.ср}}}}; \quad (15)$$

где $R_{2\text{min}}$ - минимально допустимое сопротивление настройки;

Δ - коэффициент перекрытия диапазона.

Полученное выражение устанавливает соотношение между минимальной величиной сопротивления настройки, перекрытием диапазона, допустимым падением добротности и нагрузкой четырехполюсника.

Из выражения видно, что нагрузка накладывает дополнительные ограничения на перекрытие диапазона и выбор элементов вторичных

цепочек четырехполюсника, включаемого в отрицательную обратную связь усилителя.

Для упрощения расчетов нами была составлена номограмма, приведенная в приложении к работе. Номограмма связывает параметры эмиттерных повторителей с требованиями к избирательному каскаду. Экспериментальные характеристики приведенного в работе избирательного усилителя соответствуют рассчитанным по полученным выражениям и номограмме.

Кроме узкополосных усилителей в баланси́ровочном оборудовании широкое применение нашли полосовые фильтры, позволяющие при колебаниях скорости вращения уравниваемого изделия в пределах полосы пропускания получить информацию об амплитуде и фазе неуравновешенности без искажений. Основное требование к таким фильтрам — резкий спад характеристики на границах полосы пропускания.

Нами проведено исследование возможности применения в баланси́ровочном оборудовании пьезоэлектрических резонаторов, как наиболее полно удовлетворяющих этому требованию. Для фиксированного повышения частоты сигнала неуравновешенности применялись двухполупериодные мосты.

На выходе двухполупериодного моста частота сигнала удваивается. Разложение выходного сигнала в ряд Фурье имеет вид:

$$\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \left(\frac{\cos 2x}{1.3} + \frac{\cos 4x}{3.5} + \frac{\cos 6x}{5.7} + \dots \right).$$

Таким образом, в выходном сигнале присутствуют четные гармоники, причем амплитуда их уменьшается в сторону увеличения номера гармоники.

Проведенное нами экспериментальное исследование показало, что частотные характеристики такого устройства определяются резонатором.

Сигнал неуравновешенности может быть выделен и без резонаторов при помощи устройств, производящих операцию перемножения векторов опорного сигнала и сигнала датчика с последующим интегрированием результата перемножения.

Эти устройства, выполняемые на различных электромеханических и электронных элементах, характеризуются следующим:

- выражение для вычисления выходного сигнала определяет коэффициент разложения единственным образом;

- рассматриваемый способ фильтрации сводится к линейной системе с переменными параметрами, в то время как обычная фильтрация осуществляется посредством пассивной линейной системы с постоянными параметрами.

Большое значение на качество работы этих схем оказывает форма опорного сигнала. Как показано в работах к.т.н. Моржакова С.П., при использовании в качестве опорного сигнала прямоугольного импульса, схема выделит из спектра датчика кроме основной также и другие гармоники, присутствующие в спектре импульса. Хорошие результаты дает применение импульса с регулируемой нулевой зоной. Однако, следует заметить, что в спектре такого импульса при отсутствии одной нечетной гармоники относительное содержание других значительно. Так, если считать относительное содержание в спектре первой гармоники равным 1,0, то относительное содержание пятой гармоники (при отсутствии третьей) будет 0,2, седьмой-0,14 и т.д.

Нами проведено исследование возможности применения в качестве опорного сигнала интегрированного прямоугольного импульса. После двойного интегрирования такого импульса разложение в ряд имеет следующий вид:

$$\frac{4a}{\pi} \left(-\frac{\sin x}{1} - \frac{\sin 3x}{3^3} - \frac{\sin 5x}{5^3} - \dots + C \right);$$

где C - постоянная интегрирования.

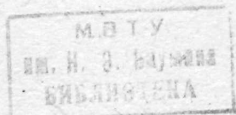
Таким образом, уже после двойного интегрирования имеет место следующее относительное содержание гармоник в спектре импульса: первая - 1,0; третья - 0,037; пятая - 0,008 и т.д.

В последнее время развитие элементов вычислительной техники наложило отпечаток на построение схем балансировочного оборудования. На основе метода цифровых фазометров нами был разработан блок измерения углового положения неуравновешенности.

Блок работает по принципу построения временного импульса: фиксированная точка на сигнале неуровновешенности - импульс, сформированный фотодатчиком из контрастной отметки на роторе, с последующим заполнением калиброванными импульсами. Количество калиброванных импульсов, соответствующих временному, и является мерой углового положения неуравновешенности. Блок выполнен на унифицированных узлах серии "Элемент П". Проведенное испытание показало, что точность измерения в этом случае не хуже $\pm 2^\circ$.

В следующем разделе главы рассматриваются блоки регулирования скорости вращения уравниваемого изделия, выполненные на элементах цифровой техники.

Точность схем, выполненных на избирательных каскадах, как это сделано в установке ДБ-2, определяется добротностью и стабильностью избирательного звена и не всегда достаточна. Существенно повысить точность можно применив разработанную нами схему контроля скорости вращения на элементах цифровой техники, работающую аналогично блоку измерения углового положения.



10669901

Заданная частота в этой схеме определяется выражением:

$$f_0 = \frac{f_{KB}}{n};$$

где: f_{KB} - частота задающего генератора;
 n - число единиц, на которое набрана матрица.

Погрешность контроля определяется возможностью потери счетчиком одного импульса:

$$\Delta = \frac{1}{n} \cdot 100\% ;$$

что при счетчике из десяти триггеров составляет около 0,1%.

В третьей главе работы приведены практические примеры компоновок разработанных нами схем измерения неуравновешенности роторов приборов, выполненные с учетом полученных рекомендаций;

- установка для динамического уравнивания с регистрацией показаний в полярных координатах ДБ-0,5;

- установка для уравнивания двигателей-генераторов;

- полуавтоматическая установка ДЕУ по полученному нами авторскому свидетельству №221366;

- установка для динамического уравнивания с регистрацией показаний в декартовых координатах.

Результаты апробации на этих схемах рекомендаций, полученных в работе, подтвердили обоснованность выбранных решений по оптимизации режимов работы схем измерения неуравновешенности роторов приборов.

В заключении приведены основные результаты исследования:

1. Коэффициент разделения плоскостей исправления, определен-

ный по эталонному ротору с неуравновешенностью в одной плоскости исправления, может не соответствовать коэффициенту разделения при уравнивании роторов с неуравновешенностью в двух плоскостях исправления. Составление технологической операции уравнивания в части коэффициента разделения плоскостей исправления рекомендуется основывать на полученных выражениях.

2. Для выделения сигнала неуравновешенности могут быть использованы транзисторные избирательные усилители с включенным в отрицательную обратную связь минимальным Т-четырёхполосником, первичные и вторичные цепочки которого разделены эмиттерными повторителями. Расчет такого усилителя рекомендуется производить по полученным выражениям.

3. Для получения амплитудно-частотной характеристики релейного вида может быть рекомендована схема с удвоителями частоты на диодных мостах и выпускаемых промышленностью пьезоэлектрических резонаторах в качестве фильтрующего элемента, ранее в балансировочном оборудовании, ввиду низкочастотности диапазона, не применяемые. Амплитудно-частотная характеристика такого устройства определяется резонатором.

4. В схемах с применением электронного или электромеханического перемножителя может быть рекомендовано использование интегрированных прямоугольных импульсов, что позволяет снизить влияние одновременно всех гармонических составляющих суммарного спектра датчика в степени, равной числу интегрирующих контуров.

5. В целях повышения точности, разрешающей способности и объективности отсчета в блоках измерения углового положения неуравновешенности и регулирования скорости вращения уравнива-

емого изделия может быть рекомендован метод цифровых фазометров, примененный нами при разработке опытных образцов балансировочных машин.

Проведенное комплексное исследование показало также на принципиальную возможность создания унифицированного ряда функциональных элементов измерительных схем балансировочного оборудования.

Результаты работы доложены и обсуждены:

- на III Всесоюзной научно-технической конференции по балансировочному оборудованию (Одесса, 1967, доклад на тему: "Определение параметров подвижной системы оборудования для динамического уравнивания");

- на семинаре по уравниванию машин и приборов и балансировочному оборудованию НТО приборостроения (Москва, 1967, доклад на тему: "Входные блоки измерительных устройств балансировочных машин для точных приборов");

- на научно-техническом совете Всесоюзного научно-исследовательского института по нормализации в машиностроении (Москва, 1970);

- на совместном заседании кафедры технологии производства приборов летательных аппаратов и кафедры электротехники и электроники Московского авиационного технологического института (Москва, 1971);

- на заседании кафедры П8 Московского ордена Ленина и ордена Трудового Красного Знамени высшего технического училища имени Н.Э.Баумана (Москва, 1972).

Основные положения диссертации опубликованы в следующих работах:

1. Боновский М.В., Минаев В.П. Расчет транзисторных избирательных усилителей оборудования для динамического уравнивания. М., Труды ВНИИНМАШ, 1970.
2. Минаев В.П., Спирин В.А. и др. Установка для динамического уравнивания. Авторское свидетельство № 221366 класс 42м Бюллетень № 21, 1968.
3. Минаев В.П. Унификация электронных схем оборудования для динамического уравнивания изделий точного приборостроения. М., Экспресс стандарт, № 14, 1970.
4. Минаев В.П. Вопросы унификации и анализа электронных схем оборудования для динамического уравнивания. Научно-методические разработки ВИСМ. М., 1970.
5. Минаев В.П. Влияние фазовых соотношений суммируемых сигналов на качество разделения плоскостей исправления. М., Труды ВНИИНМАШ, 1970.

Ротапринт ВНИИМАШ Москва, Шенюгина, 4
Заказ 1208-72-1 тираж 205 экз. Л-89238 30/V-72 г.