

05.13.14
С 506

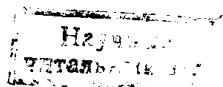
На правах рукописи

СМИРНОВ
Владимир Алексеевич

**АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ
ПРИ БАЛАНСИРОВКЕ НЕРАВНОМЕРНО ВРАЩАЮЩЕГОСЯ РОТОРА**

Специальность 05.13.14 – "Системы обработки информации и управления"

Автореферат
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук



Работа выполнена в Южно-Уральском государственном университете.

Научный руководитель — доктор технических наук, профессор
Тверской М.М.

Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор
Щипицын А.Г.,
кандидат технических наук, доцент
Хаютин М.И.

Ведущее предприятие — Государственный ракетный центр "Конструкторское
бюро имени академика В.П. Макеева".

Защита состоится 22 июня 2000 года, в 15 часов, на заседании диссертационно-
го совета Д053.13.06 по присуждению ученых степеней в Южно-Уральском госу-
дарственном университете по адресу: 454080, г. Челябинск, пр. им. В.И. Ленина,
76, ауд. 244/1.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Южно-Уральского
государственного университета.

Ваш отзыв в двух экземплярах, заверенных печатью, просим выслать по
адресу: 454080, г. Челябинск, пр. им. В.И. Ленина, 76, ЮУрГУ, ученый совет
т. 39-91-23.

Автореферат разослан "___" мая 2000 года.

Ученый секретарь диссертационного совета,
доктор технических наук, профессор



Устюгов М.Н.

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Непрерывный рост угловых скоростей роторов различных машин и приборов является одной из особенностей технического прогресса. Известно, что быстровращающиеся роторы могут надежно работать только при условии их сбалансированности. Например, в машинах с большими дисбалансами роторов потери энергии на возбуждение вибрации достигают 36%. Улучшение на 10% точности балансировки деталей автомобиля удлинит его срок службы на 25–100% и повышает полезную мощность на 10%.

Стремление повысить эффективность балансировки заставляет специалистов рассматривать все факторы, негативно влияющие на ее точность. Одним из таких факторов является непостоянство угловой скорости ротора.

Актуальность темы. Вопросом учета непостоянства угловой скорости ротора $\omega_{\text{роб}}$ при его балансировке в последнее время уделяется серьезное внимание. В специальной литературе рассмотрены причины изменения $\omega_{\text{роб}}$, разработана математическая модель поведения ротора, а также предложены варианты реализации процесса балансировки в этих условиях. Предлагаемые методы ориентированы, в первую очередь, на балансировочное оборудование, имеющее аналоговые измерительные системы. Для устранения влияния непостоянства $\omega_{\text{роб}}$ на точность балансировки, рекомендуется включать в состав такой измерительной системы аналоговые полосовые фильтры, а также следящие фильтры, способные отслеживать изменение $\omega_{\text{роб}}$. Однако аналоговые следящие фильтры сложны в изготовлении и настройке, работоспособны в достаточно узком диапазоне изменения угловой скорости и могут вносить в сигналы амплитудные и фазовые искажения. Достижимая при этом точность определения угловых координат дисбалансов в $3...5^\circ$ в ряде случаев может оказаться недостаточной.

Для дальнейшего повышения точности определения угловых координат дисбалансов рекомендуется совершенствовать привод вращения ротора, добиваясь его более равномерного вращения. Большое количество используемых в промышленности балансировочных станков (до 8%) имеют бесконтактный привод вращения — пневматический или дуговой статор. Для таких станков добиться существенного уменьшения неравномерности вращения ротора затруднительно. В некоторых станках для устранения динамического влияния привода вращения измерение параметров неуравновешенности производится при отсоединенном приводе (на выбеге), что в ряде случаев ведет к существенному изменению угловой скорости балансируемого ротора. В этих станках стабилизация скорости ротора принципиально невозможна.

Развитие цифровой и микропроцессорной техники сделало возможным создание балансировочных станков с аналого-цифровыми измерительными системами, имеющими в своем составе микроконтроллер. Наличие микроконтроллера позволяет использовать для получения информации о параметрах неуравновешенности ротора методы цифровой обработки информации и создавать станки,

точностные параметры и сервисные возможности которых превосходят соответствующие характеристики станков с аналоговыми системами. Достаточно полно способы компенсации влияния на точность балансировки непостоянства угловой скорости ротора при использовании аналого-цифровой измерительной системы рассмотрены в работе Г.Д. Бондаренко*. Точность определения параметров неуравновешенности при реализации этих способов в аналого-цифровой измерительной системе выше, чем при использовании аналоговых измерительных систем. Но применимость предложенных в данной работе методов ограничена, так как требует определения и математического описания закона изменения угловой скорости ротора в процессе балансировки.

Таким образом, задача определения параметров неуравновешенности ротора в условиях непостоянства угловой скорости $\omega_{\text{роб}}$ при неизвестном законе ее изменения является важной на нынешнем этапе развития средств балансировки.

Цель работы — повышение точности определения параметров неуравновешенности ротора на балансировочных станках с аналого-цифровыми измерительными системами при непостоянной угловой скорости ротора и априорно неизвестном законе ее изменения. Для достижения этой цели ставились и решались следующие задачи:

- 1) создание математической модели динамической системы балансировочного станка, включающей в себя и его измерительную систему;
- 2) выявление элементов балансировочного станка, изменяющих параметры сигналов при изменении угловой скорости ротора;
- 3) создание эффективных алгоритмов цифровой обработки информации, направленных на повышение точности балансировки в условиях непостоянства угловой скорости ротора.

Научная новизна.

1) Показано, что сигналы, пропорциональные проекциям на измерительную ось дисбалансов, действующих в плоскостях коррекции ротора, могут быть получены путем двойного интегрирования со сменой знака сигналов, пропорциональных проекциям соответствующих неуравновешенных сил, приведенным к этим плоскостям.

2) Предложен метод цифровой обработки информации, реализующий способ восстановления негармонического сигнала, искаженного аналоговым фильтром, входящим в состав аналого-цифровой измерительной системы.

3) Предложен алгоритм обработки информации, позволяющий определять параметры неуравновешенности ротора в условиях изменения его угловой скорости в процессе балансировки по заранее неизвестному закону.

Практическая ценность. Алгоритмы цифровой обработки информации, предложенные в работе реализованы в виде программ для персонального компьютера, входящего в состав измерительной системы балансировочного стенда, и, частично, в виде программ для аналого-цифровой измерительной системы станка

* Бондаренко Г.Д. Обработка информации при контроле и коррекции параметров распределения масс летательных аппаратов: Дис. ... канд. техн. наук. — Челябинск, 1997.

ММ-18 для динамической балансировки автомобильных колес, выпускаемых НПП "Монитор-механик" (г. Челябинск). Реализация алгоритмов позволила перейти к выпуску станков модели ММ-19 с существенно более высокими показателями точности и надежности.

Предложенные алгоритмы определения параметров неуравновешенности ротора при его непостоянной угловой скорости могут служить основой для создания программного обеспечения новых балансировочных станков, имеющих аналого-цифровые измерительные системы. Кроме того, возможна модернизация существующих аналоговых измерительных систем балансировочных станков, позволяющая повысить их точность при непостоянной угловой скорости ротора.

Апробация работы. Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на первой Всероссийской научно-технической конференции "Балансировочная техника" (г. Москва, 1994 г.), на научно-технических конференциях преподавателей и сотрудников ЧГТУ, ЮУрГУ с участием представителей предприятий ракетно-космической техники (г. Челябинск, 1993–1998 гг.), на XIX Российской школе и XXIX Уральском семинаре по неоднородным конструкциям (г. Миасс, 1999г.).

Публикации. Результаты исследований опубликованы в 4 печатных работах.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав и заключения. Основная часть работы изложена на 148 стр., содержит 48 рисунков. Список литературы включает в себя 82 наименования.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность темы, сформулирована цель работы и определены основные положения, составляющие научную новизну и выносимые на защиту.

1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ НЕУРАВНОВЕШЕННОСТИ РОТОРА

В теоретической механике показано, что для динамической уравновешенности тела при его вращении вокруг некоторой оси необходимо, чтобы ось вращения являлась одной из трех главных центральных осей инерции (ГЦОИ) этого тела. Под динамической балансировкой понимают процесс совмещения ГЦОИ ротора с его осью вращения. Совмещение данных осей может быть осуществлено двумя способами: совмещением оси вращения ротора с ГЦОИ, совмещением ГЦОИ с осью вращения ротора. Наибольшее распространение на практике получил второй способ. Он основывается на известном из теоретической механики свойстве твердого тела: любую ось, проведенную в теле, можно сделать ГЦОИ присоединением к телу двух точечных масс. Таким образом, задача, решаемая оборудованием для динамической балансировки, сводится к определению величин этих точечных масс (назовем их корректирующими массами m_1^k и m_2^k), их месторасположения (их координат), а также к установке этих масс на балансируемый ротор. Обычно у роторов задаются плоскости, перпендикулярные оси вращения, в которые устанавливаются корректирующие массы — плоскости коррекции.

Несбалансированный ротор можно представить как совокупность сбалансированного ротора и двух точечных неуравновешенных масс m_1 и m_2 , установленных на ротор в плоскостях коррекции и определяющих исходную несбалансированность. Если корректирующая и неуравновешенная массы, находящиеся в одной плоскости коррекции, располагаются на одной окружности с центром на оси вращения, то величины корректирующих масс m_1^k и m_2^k совпадают с величинами соответствующих неуравновешенных масс m_1 и m_2 , а угловые координаты корректирующих масс отличаются от угловых координат соответствующих неуравновешенных масс на π радиан. Установка на несбалансированный ротор таких корректирующих масс делает ротор сбалансированным.

В балансировочной технике вводят понятие дисбаланса. Дисбалансом материальной точки называется вектор, равный произведению массы этой точки на радиус-вектор, определяющий расстояние от оси вращения до этой точки. Таким образом, для рассматриваемых неуравновешенных масс m_1 и m_2 можно записать

$$\vec{D}_1 = m_1 \vec{r}_1, \quad \vec{D}_2 = m_2 \vec{r}_2, \quad (1)$$

при этом радиусы-векторы \vec{r}_1 и \vec{r}_2 лежат в плоскостях коррекции. Направление радиусов-векторов задается их угловыми координатами φ_1 и φ_2 относительно некоторого начала отсчета, например относительно оси $C^x \zeta$ связанной с ротором системы координат $C^x \eta \psi \zeta$, рис. 1.

Оборудование для балансировки роторов называют балансировочными станками. На рис. 1 представлена упрощенная схема станка для динамической балансировки жестких роторов.

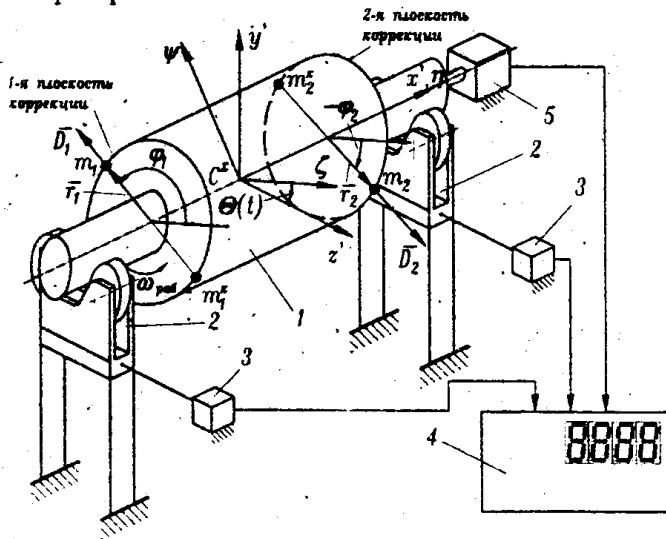


Рис. 1

Неуравновешенные силы инерции, появляющиеся при вращении с угловой скоростью ω_{rot} несбалансированного ротора 1, установленного в опорах 2 балансировочного станка, вызывают колебания опор. Колебания регистрируются дат-

чиками 3, расположенными в плоскостях измерения. Сигналы с датчиков 3 поступают в измерительную систему 4 станка. Туда же поступает информация с датчика 5 углового положения ротора. Задача измерительной системы балансировочного станка состоит в том, чтобы преобразовать сигналы с датчиков 3 и 5 в информацию о дисбалансах ротора в заданных плоскостях коррекции и рассчитать величины и угловые координаты корректирующих масс m_1^k и m_2^k .

Конструкцию, содержащую опоры, в которых вращается балансируемый ротор, и служащую для восприятия сил, возникающих вследствие его неуравновешенности, назовем механической системой балансировочного станка. При всем многообразии конструкций механических систем балансировочных станков большинство из них реализует систему с двумя степенями свободы. Это объясняется тем, что при динамической балансировке определяют две векторные величины — два вектора дисбалансов в двух плоскостях коррекции.

Расчетная схема механической системы показана на рис. 2. Точка C^Σ — проекция центра масс системы «ротор-опоры» на ось вращения ротора; точка C^* — центр жесткости механической системы.

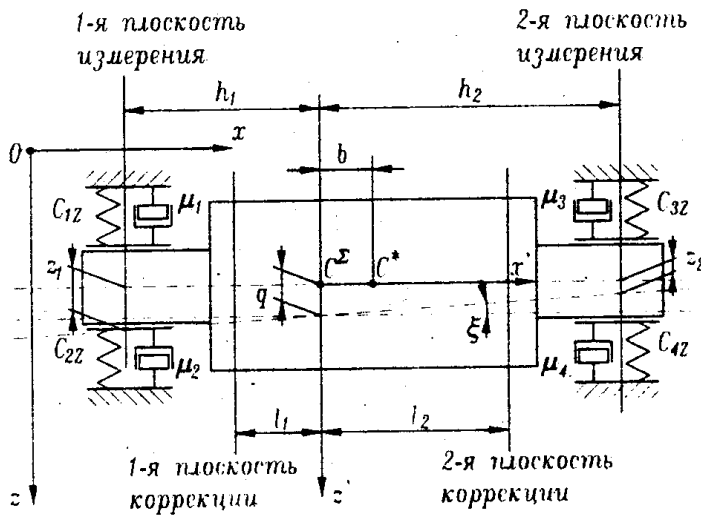


Рис. 2

Поведение механической системы описывается следующей системой дифференциальных уравнений, записанной для обобщенных координат q и ξ (см. рис. 2):

$$\begin{cases} M^\Sigma \ddot{q} + \mu_q \dot{q} + K_{\Pi} q - K_{\Pi} b \xi = P_{z1} + P_{z2}; \\ J_{y'y'}^\Sigma \ddot{\xi} + \mu_\xi \dot{\xi} + \Omega_{\Pi} \xi - K_{\Pi} b q = -l_1 P_{z1} - l_2 P_{z2}, \end{cases} \quad (2)$$

где M^Σ — суммарная масса системы «ротор-опоры»;

$J_{y'y'}^\Sigma$ — момент инерции системы «ротор-опоры» относительно оси $C^\Sigma y'$ (см. рис. 1);

K_{Π} — поступательная жесткость системы; $K_{\Pi} = \sum_{i=1}^4 C_{iz}$; C_{iz} — жесткость i -й

связи по направлению оси Oz ;

$\Omega_{\Pi} = \Omega_C + K_{\Pi} b^2$; Ω_C — поворотная жесткость; $\Omega_C = \Omega_C(C_{iz})$;

μ_q, μ_{ξ} — коэффициенты демпфирования; $\mu_q = \mu_q(\mu_i)$, $\mu_{\xi} = \mu_{\xi}(\mu_i)$;

P_{z1}, P_{z2} — проекции неуравновешенных сил \bar{p}_1 и \bar{p}_2 , действующих в плоскостях коррекции вращающегося неуравновешенного ротора, на ось Oz .

В работе Ю.А. Самсаева* показано, что модули сил \bar{p}_1 и \bar{p}_2 связаны с модулями дисбалансов \bar{D}_1 и \bar{D}_2 следующими зависимостями:

$$|\bar{p}_i| = |\bar{D}_i| \omega_{\text{раб}}^2 \sqrt{1 + (\text{tg} \mu)^2}, \quad (3)$$

где $\text{tg} \mu = \frac{\varepsilon}{\omega_{\text{раб}}^2}$; угол μ определяет отклонение вектора силы \bar{p}_i от вектора дисбаланса \bar{D}_i ;

ε — угловое ускорение ротора.

Исходя из анализа изменения угловой скорости ротора в процесс его балансировки на приводных балансировочных станках, в этой работе сделан вывод о малости второго слагаемого в подкоренном выражении формулы (3): $(\text{tg} \mu)^2 \ll 1$. Поэтому для практического использования предложено использовать упрощенную зависимость

$$|\bar{p}_i| = |\bar{D}_i| \omega_{\text{раб}}^2, \quad (4)$$

пренебрегая как возможным изменением модуля силы \bar{p}_i , так и изменением направления действия этой силы из-за непостоянства угловой скорости. При этом в качестве угловой скорости $\omega_{\text{раб}}$ берется величина, обратная времени одного оборота ротора, деленному на 2π . Время одного оборота принимается постоянным.

Использование зависимостей (4) при непостоянном времени одного оборота, например, в случае балансировки на выбеге, может привести к значительным ошибкам. При вращении балансируемого ротора на выбеге (по инерции) его угловая скорость уменьшается. В ряде случаев, например, при наличии у ротора выступающих частей, создающих при взаимодействии с воздухом существенный тормозящий момент, может наблюдаться заметное снижение угловой скорости за время проведения измерений параметров неуравновешенности. В отмеченной ранее работе Г.Д. Бондаренко показано, что неучет данного изменения угловой скорости существенно уменьшает точность балансировки, и предложены алгоритмы обработки информации, позволяющие определять параметры неуравновешенности ротора при произвольном, но известном законе изменения его угловой скорости. Вид закона изменения угловой скорости ротора задается, а коэф-

* Самсаев Ю.А. Динамика неравномерно вращающегося неуравновешенного ротора // Современные методы и средства балансировки машин и приборов / Под ред. В.А. Щепетильникова. — М.: Машиностроение, 1985. — С. 58–65.

коэффициенты описывающей его математической зависимости определяется измерительной системой станка из анализа сигналов датчика углового положения ротора. Необходимость математического описания закона изменения угловой скорости ротора является существенным недостатком предложенных алгоритмов.

В этой же работе Г.Д. Бондаренко обосновывается необходимость использования в составе измерительной системы балансировочного станка аналоговых фильтров. Их применение позволяет снизить негативное влияние помех на точность балансировки. Но при использовании аналоговых фильтров встает задача учета вносимых этими фильтрами искажений амплитуды и фазы полезных сигналов, не являющихся гармоническими.

Основная задача представляемой работы — разработка алгоритмов обработки информации, позволяющих определять параметры динамической неуравновешенности ротора при заранее неизвестном законе изменения его угловой скорости в процессе балансировки. Разработка ведется применительно к аналого-цифровой измерительной системе, содержащей фильтры в аналоговом тракте, и микроконтроллер, реализующий вычисление параметров неуравновешенности ротора.

2. ПОСТРОЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ БАЛАНСИРОВОЧНОГО СТАНКА

На рис. 3 показана структурная схема части балансировочного станка, охватывающая ротор, механическую систему, датчики, регистрирующие колебания механической системы, а также элементы аналогового тракта измерительной системы, в которых производится обработка (усиление, детектирование, фильтрация) аналоговых сигналов. Элементы аналогового тракта условно названы аналоговыми фильтрами.

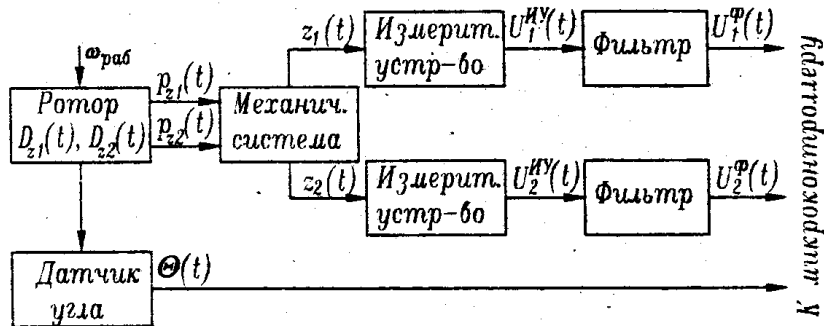


Рис. 3

В теории автоматического управления принято представлять системы посредством динамических звеньев, взаимосвязь между которыми отражается на структурной схеме. Представим совокупность вращающегося ротора, механической системы станка, датчиков и элементов измерительной системы, в которых производится фильтрация аналоговых сигналов, в виде динамической системы. Структурная схема которой показана на рис. 4.

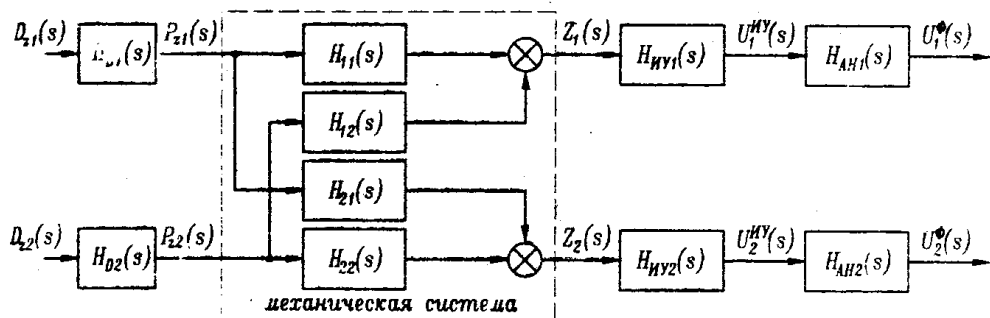


Рис. 4

Передаточные функции $H_{ij}(s)$ описывают динамические свойства механической системы балансировочного станка и могут быть получены при помощи преобразования Лапласа из системы уравнений (2), и уравнений, связывающих перемещения z_1 и z_2 с обобщенными координатами:

$$z_1 = q + h_1 \xi, z_2 = q - h_2 \xi. \quad (5)$$

Передаточные функции $H_{ij}(s)$ определяются следующим выражением:

$$H_{ij}(s) = \frac{J_{yy}^E s^2 + \mu_{\xi} s + \Omega_{\Pi} - K_{\Pi} b l_j + (-1)^j h_i [l_j (M^E s^2 + \mu_q s + K_{\Pi}) - K_{\Pi} b]}{(M^E s^2 + \mu_q s + K_{\Pi})(J_{yy}^E s^2 + \mu_{\xi} s + \Omega_{\Pi}) - (K_{\Pi} b)^2}. \quad (6)$$

Передаточные функции $H_{ny1}(s)$ и $H_{ny2}(s)$ описывают динамические свойства измерительных устройств — датчиков 3 (см. рис. 1). Передаточные функции $H_{ah1}(s)$ и $H_{ah2}(s)$ описывают динамические свойства аналоговых фильтров (аналогового тракта в целом). Механическая система станка и аналоговые фильтры являются устройствами, способными существенно изменять параметры полезного сигнала при изменении его мгновенной частоты, вызванном непостоянством угловой скорости ротора. Датчики в большинстве случаев можно считать безынерционными звеньями.

Для определения передаточных функций динамических звеньев, описывающих преобразование проекций дисбалансов \bar{D}_i в проекции неуравновешенных силы \bar{p}_i , установим связь между векторными функциями времени $\bar{D}_i(t)$ и $\bar{p}_i(t)$.

Неуравновешенная сила инерции \bar{p}_i , возникающая при вращении ротора, связана с неуравновешенной массой m_i следующим соотношением:

$$\bar{p}_i = -m_i \cdot \bar{a}_{m_i}, \quad (7)$$

где \bar{a}_{m_i} — ускорение точки, в которой расположена неуравновешенная масса m_i .

Ускорение любой точки является второй производной по времени радиуса-вектора этой точки. Соответственно, для ускорения неуравновешенной массы m_i можно записать

$$\bar{a}_{m_i} = \frac{d^2 \bar{r}_i}{dt^2}. \quad (8)$$

Таким образом, с учетом соотношений (1), (7) и (8) можно записать следую-

щие векторные соотношения:

$$\bar{p}_1 = -\frac{d^2 \bar{D}_1}{dt^2}, \quad \bar{p}_2 = -\frac{d^2 \bar{D}_2}{dt^2}. \quad (9)$$

Из соотношений (9) следует, что при вращении ротора изменение направлений векторов дисбалансов порождает неуравновешенные силы инерции, которые могут быть представлены как взятые с обратным знаком вторые производные векторов дисбалансов. Векторные соотношения (9), связывающие дисбалансы и неуравновешенные силы инерции, ранее в литературе не описывались.

Для проекций сил и дисбалансов на ось некоторой неподвижной системы координат, например, на ось Oz показанной на рис. 2 системы координат $Oxyz$, можно записать выражения, аналогичные (9):

$$p_{z1} = -\frac{d^2 D_{z1}}{dt^2}, \quad p_{z2} = -\frac{d^2 D_{z2}}{dt^2}, \quad (10)$$

то есть преобразование проекции дисбаланса в проекцию неуравновешенной силы инерции осуществляется путем двойного дифференцирования с последующей сменой знака. Динамические звенья, которые выполняют данные операции (см. рис 4), имеют передаточные функции

$$H_{D1}(s) \equiv H_{D2}(s) = -s^2. \quad (11)$$

Описание балансировочного станка посредством динамической системы позволяет при известных передаточных функциях организовать определение параметров неуравновешенности ротора (дисбалансов) при произвольном законе изменения угловой скорости ротора. Для этого в микроконтроллере измерительной системы необходимо реализовать процесс обработки сигналов, обратный процессу преобразования сигналов при их прохождении через динамическую систему в направлении ротор — механическая система — датчики — аналоговые фильтры. Разобьем процесс, реализуемый в микроконтроллере, на части.

Структурная схема процесса, позволяющего по известным перемещениям z_1 и z_2 в плоскостях измерения определять дисбалансы ротора, показана на рис. 5.

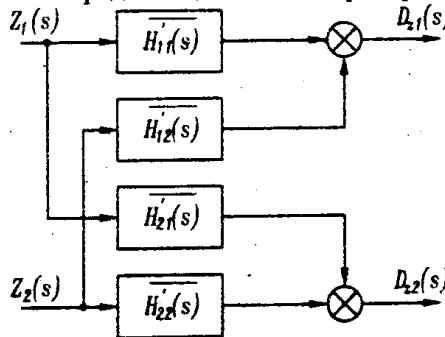


Рис. 5

Передаточные функции $\overline{H_{ij}}(s)$ образуют матрицу, обратную матрице, составленной из передаточных функций $\overline{H'_{ij}}(s) = -s^2 H_{ij}(s)$:

$$\begin{aligned}
 \overline{H_{11}}(s) &= \frac{J_{y'y'}^{\Sigma} s^2 + \mu_2 s + \Omega_{\Pi} + l_2 h_2 (M^{\Sigma} s^2 + \mu_q s + K_{\Pi}) - K_{\Pi} b (l_2 + h_2)}{-s^2 (h_2 - h_1) (l_2 - l_1)}, \\
 \overline{H_{12}}(s) &= \frac{J_{y'y'}^{\Sigma} s^2 + \mu_2 s + \Omega_{\Pi} + l_2 h_1 (M^{\Sigma} s^2 + \mu_q s + K_{\Pi}) - K_{\Pi} b (l_2 + h_1)}{-s^2 (h_1 - h_2) (l_2 - l_1)}, \\
 \overline{H_{21}}(s) &= \frac{J_{y'y'}^{\Sigma} s^2 + \mu_2 s + \Omega_{\Pi} + l_1 h_2 (M^{\Sigma} s^2 + \mu_q s + K_{\Pi}) - K_{\Pi} b (l_1 + h_2)}{-s^2 (h_1 - h_2) (l_2 - l_1)}, \\
 \overline{H_{22}}(s) &= \frac{J_{y'y'}^{\Sigma} s^2 + \mu_2 s + \Omega_{\Pi} + l_1 h_1 (M^{\Sigma} s^2 + \mu_q s + K_{\Pi}) - K_{\Pi} b (l_1 + h_1)}{-s^2 (h_2 - h_1) (l_2 - l_1)}.
 \end{aligned} \tag{12}$$

Сомножитель $-\frac{1}{s^2}$ в передаточных функциях $\overline{H_{ij}}(s)$ соответствует операции двойного интегрирования (нахождения первообразной) со сменой знака. Данная операция обратна двойному дифференцированию со сменой знака, связывающему, в соответствие с (10), проекции неуравновешенных сил и дисбалансов. Как известно, нахождение первообразной является многозначной операцией, сопровождаемой появлением постоянных интегрирования. Двойное интегрирование приводит к появлению в результате двух составляющих: линейной функции времени и константы. Однако проекции дисбалансов (как функции времени) по своей физической природе не могут иметь таких составляющих, поэтому при реализации нахождения первообразной примем постоянные интегрирования равными нулю.

Результатом выполнения процесса, показанного на рис. 5, будут являться зависимости проекций дисбалансов ротора от времени. При известной связи угла поворота ротора и времени $\Theta = \Theta(t)$ проекции дисбалансов можно представить как функции угла поворота:

$$D_{21} = f_1(\Theta); \quad D_{22} = f_2(\Theta). \tag{13}$$

Зависимость $\Theta = \Theta(t)$ определяется измерительной системой в процессе балансировки с использованием датчика углового положения ротора 5 (см. рис. 1) в виде дискретной функции.

Теоретически функции $f_1(\Theta)$ и $f_2(\Theta)$ должны иметь следующий вид:

$$f_1(\Theta) = m_1 |\bar{r}_1| \cos(\Theta + \varphi_1); \quad f_2(\Theta) = m_2 |\bar{r}_2| \cos(\Theta + \varphi_2), \tag{14}$$

то есть являться гармоническими функциями угла поворота. Из зависимостей (14) при известных величинах $|\bar{r}_1|$ и $|\bar{r}_2|$ можно определить величины и угловые координаты неуравновешенных масс m_1 и m_2 . Модули радиусов-векторов обычно являются величинами заданными и определяются конструктивными особенностями балансируемого ротора. Для определения величин и угловых координат неуравновешенных масс m_1 и m_2 необходимо воспользоваться Фурье-преобразованием. Так как в микроконтроллерной измерительной системе предполагается оперировать с дискретным (по углу Θ) представлением функций $f_1(\Theta)$ и $f_2(\Theta)$, то используем следующую форму записи коэффициентов Фурье-

преобразования:

$$\begin{aligned} a_{D1} &= \frac{2}{N} \sum_{j=0}^{N-1} f_1(\Theta_j) \cos \Theta_j = m_1 |\bar{r}_1| \cos \varphi_1; & b_{D1} &= \frac{2}{N} \sum_{j=0}^{N-1} f_1(\Theta_j) \sin \Theta_j = -m_1 |\bar{r}_1| \sin \varphi_1; \\ a_{D2} &= \frac{2}{N} \sum_{j=0}^{N-1} f_2(\Theta_j) \cos \Theta_j = m_2 |\bar{r}_2| \cos \varphi_2; & b_{D2} &= \frac{2}{N} \sum_{j=0}^{N-1} f_2(\Theta_j) \sin \Theta_j = -m_2 |\bar{r}_2| \sin \varphi_2, \end{aligned} \quad (15)$$

где N — количество дискретных отсчетов функций $f_1(\Theta)$ и $f_2(\Theta)$.

Из выражений (15) следует, что

$$m_1 = \frac{\sqrt{a_{D1}^2 + b_{D1}^2}}{|\bar{r}_1|}; \quad m_2 = \frac{\sqrt{a_{D2}^2 + b_{D2}^2}}{|\bar{r}_2|}; \quad \varphi_1 = -\arctg \frac{b_{D1}}{a_{D1}}; \quad \varphi_2 = -\arctg \frac{b_{D2}}{a_{D2}}. \quad (16)$$

Из приведенного алгоритма следует, что при вычислении величин неуравновешенных масс и их угловых координат используется дискретная зависимость между углом поворота ротора и временем без математического описания закона изменения угловой скорости $\omega_{\text{раб}}$.

Механическая система балансировочного станка в ряде случаев, например, при близости мгновенных угловых скоростей ротора и частот собственных колебаний системы, способна существенно изменять параметры полезного сигнала при изменении $\omega_{\text{раб}}$. Использование при вычислениях передаточных функций $H_{ij}(s)$, характеризующих механическую систему станка, позволяет устранить негативное влияние механической системы на точность определения параметров неуравновешенности.

3. УСТРАНЕНИЕ ВЛИЯНИЯ НА СИГНАЛ АНАЛОГОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Фильтр представляет собой устройство, обладающее частотно-избирательными свойствами. При прохождении аналогового сигнала через фильтр происходит изменение спектра этого сигнала: составляющие, попадающие в полосу задерживания фильтра, ослабляются сильнее, чем составляющие, попадающие в полосу пропускания. Кроме того, фильтр вносит в сигнал фазовые искажения. Если скорость вращения ротора постоянна, то есть $\omega_{\text{раб}} = \text{const}$, и полезный сигнал является гармонической функцией, то при известной передаточной функции аналогового фильтра $H_{AH}(s)$ устранить его влияние на этот сигнал просто: амплитуду полезного (с частотой $\omega_{\text{раб}}$) сигнала на выходе аналогового фильтра необходимо разделить на $|H_{AH}(j\omega_{\text{раб}})|$, а из фазы этого сигнала вычесть угол $\phi(\omega_{\text{раб}})$. Величины $|H_{AH}(j\omega_{\text{раб}})|$ и $\phi(\omega_{\text{раб}})$ определяются из известных амплитудно-частотной (АЧХ) и фазо-частотной (ФЧХ) характеристик аналогового фильтра. При $\omega_{\text{раб}} \neq \text{const}$ полезный сигнал не является гармонической функцией и описанный выше прием устранения влияния аналогового фильтра неработоспособен.

Полностью восстановить исходный (на входе аналогового фильтра) сигнал можно, пропустив выходной (на выходе аналогового фильтра) сигнал через звено, передаточная функция которого обратна передаточной функции аналогового

фильтра, то есть

$$H_1(s) = H_{AH}^{-1}(s). \quad (17)$$

Данное звено называется восстанавливающим фильтром. Построение восстанавливающего фильтра согласно (17) имеет следующие недостатки: фильтр восстановит весь сигнал, включая помехи, для устранения которых был использован исходный аналоговый фильтр; если исходный фильтр был физически реализуем, то есть порядок числителя его передаточной функции $H_{AH}(s)$ не превышал порядка знаменателя, то восстанавливающий фильтр может получиться физически не реализуемым. Для устранения отмеченных недостатков предлагается сигнал с выхода аналогового фильтра пропустить через звено, имеющее следующую передаточную функцию:

$$H_{КОР1}(s) = H_{AH}^{-1}(s) \cdot H_{ЕД}(s). \quad (18)$$

Назовем данное звено **первым корректором**. Передаточную функцию $H_{ЕД}(s)$ следует выбирать следующим образом:

- полосы пропускания и задерживания исходного аналогового фильтра и звена с передаточной функцией $H_{ЕД}(s)$ должны примерно совпадать;
- АЧХ звена с данной передаточной функцией должна быть плоской в полосе пропускания исходного аналогового фильтра; коэффициенты передачи в этой области частот должны быть равны единице;
- порядок числителя результирующей передаточной функции $H_{КОР1}(s)$ не должен быть больше порядка знаменателя.

Выполнение первого требования обеспечит подавление (неполное восстановление) помех, присутствовавших в исходном сигнале, при прохождении сигнала через звено с передаточной функцией $H_{КОР1}(s)$. Второе условие обеспечит отсутствие искажений амплитуд сигналов звеном с передаточной функцией $H_{ЕД}(s)$ в некоторой полосе частот, определяемой плоским участком АЧХ этого звена. Третье условие обеспечит физическую реализуемость первого корректора.

При прохождении сигнала с выхода исходного аналогового фильтра через звено с передаточной функцией (18) произойдет устранение амплитудных искажений, вносимых аналоговым фильтром в полезный сигнал. Кроме того, первый множитель в (18) устранил и фазовые искажения аналогового фильтра. Однако второй множитель, не внося амплитудных искажений, исказит фазу полезного сигнала. Для окончательного восстановления исходного аналогового сигнала необходимо сигнал с выхода первого корректора пропустить через звено, не вносящее амплитудных искажений и корректирующее фазовые искажения, вносимые звеном с передаточной функцией $H_{ЕД}(s)$, входящим в первый корректор.

Назовем новое звено **вторым корректором**. Для определения вида его передаточной функции воспользуемся следующим фактом: звенья с комплексно-сопряженными передаточными функциями имеют одинаковые АЧХ и зеркальные (относительно оси частот) ФЧХ. Следовательно, если передаточная функция второго корректора комплексно-сопряженная с $H_{ЕД}(s)$, то при прохождении через него сигнала с выхода первого корректора произойдет полное устранение фазо-

вых искажений. В связи с единичным коэффициентом передачи второго корректора в полосе пропускания, он не внесет в сигнал амплитудных искажений. Сигнал на выходе второго корректора будет полностью эквивалентен исходному полезному сигналу, то есть произойдет полное восстановление этого сигнала.

Передаточная функция второго корректора может быть записана в виде

$$H_{КОР2}(s) = H_{ЭД}^*(s), \quad (19)$$

где передаточная функция $H_{ЭД}^*(s)$ является комплексно-сопряженной с $H_{ЭД}(s)$.

Процесс обработки сигнала при его восстановлении показан на рис. 6. Входной сигнал, поступающий на аналоговый фильтр, (сигнал U_1^{HY} на рис. 3) представлен как совокупность квазигармонического сигнала, характеризующегося переменной амплитудой $A_1(t)$, начальной фазой α , неизвестным законом изменения угла $\Theta(t)$ и помехи $Q_0(t)$. Искажения, вносимые в сигнал фильтром, определяются коэффициентом изменения амплитуды $K_1(\omega)$ и фазовым сдвигом $\phi_1(\omega)$. Эти величины зависят от мгновенной частоты сигнала ω . Очевидно, что после прохождения аналогового фильтра помеха уменьшится. После прохождения искаженного аналоговым фильтром сигнала (сигнала U_1^Φ на рис. 3) через первый и второй корректоры произойдет восстановление полезного сигнала, присутствовавшего на входе аналогового фильтра, и дальнейшее подавление помех.

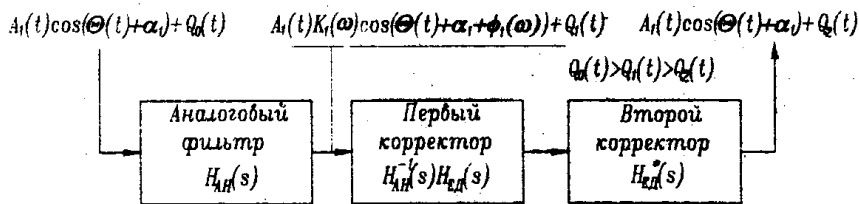


Рис. 6

Реализация звеньев-корректоров в аналоговом виде затруднительна. Это связано с невозможностью точной реализации передаточных функций из-за неизбежного отклонения параметров используемых электронных компонентов от расчетных. Кроме того, реализация второго корректора в виде (19) может привести к созданию неустойчивого звена.

Целесообразно реализовать корректоры в виде цифровых фильтров с передаточными функциями, эквивалентными полученным выше передаточным функциям аналоговых звеньев-корректоров. Передаточные функции цифровых вариантов корректоров могут быть получены из передаточных функций аналоговых прототипов при помощи билинейного преобразования

$$s = \gamma \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \quad (20)$$

где γ — некоторый коэффициент. Если принять $\gamma = \frac{2}{T_D}$, где T_D — период дискретизации сигнала, обрабатываемого цифровым фильтром, причем $T_D < 0.36/\omega_{\text{раб}}^{\text{min}}$,

то погрешность преобразования аналогового фильтра в цифровой не будет превышать 1%.

Цифровое построение позволяет легко реализовать звено с передаточной функцией (18) — первый корректор. При цифровой реализации второго корректора в качестве прототипа следует взять звено с передаточной функцией $H_{\text{ЕД}}(s)$, но дискретный сигнал пропускать через второй корректор в обратном порядке, то есть от последнего значения к первому. В этом случае будет реализована функция второго корректора, но в качестве прототипа будет использовано устойчивое аналоговое звено.

4. ВЫЧИСЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ НЕУРАВНОВЕШЕННОСТИ РОТОРА ПРИ НЕПОСТОЯННОЙ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ

На основании представления балансировочного станка как динамической системы создан алгоритм определения параметров неуравновешенности ротора при непостоянной скорости его вращения. На рис. 7 показана обобщенная схема вычислительного процесса, реализуемого в микроконтроллере измерительной системе балансировочного станка.

Входными данными для расчета являются массивы X_j^1 и X_j^2 дискретизированных через равные углы поворота ротора $\Delta\Theta$ значений сигналов $U_i^{\Phi}(t)$ на выходах аналоговых фильтров (см. рис. 3) и массив моментов времени t_j , соответствующих повороту ротора на углы $\Theta_j = \Delta\Theta \cdot j$. Для осуществления цифровой обработки сигналов корректорами необходимо преобразовать массивы равноотстоящих по углу дискретных сигналов в массивы эквивалентных сигналов X_j^{*1} и X_j^{*2} , соответствующих равноотстоящим моментам времени. Эту функцию выполняет первый интерполятор.

Сигналы X_j^{*1} и X_j^{*2} в соответствии с рассмотренным выше методом устранения искажений, внесенных в сигнал аналоговым фильтром, подвергаются цифровой обработке. Обработка осуществляется при помощи цифровых фильтров с передаточными функциями $H_{\text{КОР1}}^1(z)$, $H_{\text{КОР1}}^2(z)$ и $H_{\text{КОР2}}(z)$. Для определения передаточных функций этих фильтров необходимо знание передаточных функций аналоговых фильтров-прототипов и периода дискретизации $T_{\text{Д}}$ сигналов X_j^1 и X_j^2 . Передаточные функции аналоговых фильтров-прототипов будем считать известными. Передаточные функции цифровых фильтров можно получить при помощи билинейного преобразования (20).

На схеме вычислительного процесса (см. рис. 7) выделен блок дополнительной цифровой фильтрации. Блок предназначен для уменьшения помех в сигналах. Он строится из звеньев с единичной АЧХ в полосе пропускания и зеркальными ФЧХ. Поэтому данный блок не вносит искажений в полезный сигнал. Наличие в вычислительном процессе данного блока определяется величиной помех,

присутствующих в сигналах X_j^1 и X_j^2 . При малом уровне помех данный блок может отсутствовать.

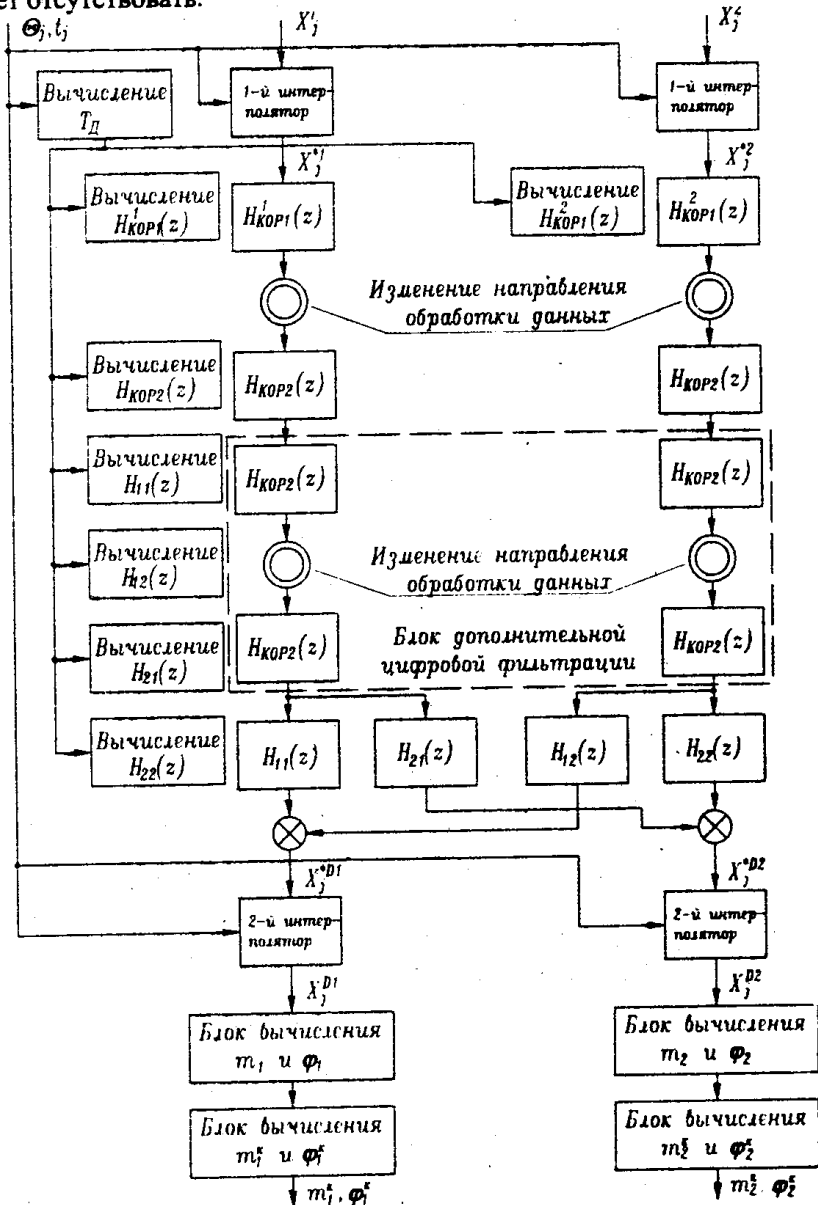


Рис. 7

Дальнейшая обработка направлена на получения дискретных сигналов X_j^{D1} и X_j^{D2} , соответствующих сигналам (13), из которых далее рассчитываются иско-

мые параметры неуравновешенности ротора. Звенья с передаточными функциями $H_{11}(z)$, $H_{12}(z)$, $H_{21}(z)$, $H_{22}(z)$ соответствуют аналоговым прототипам с передаточными функциями $H_{ij}^*(s)$, определяемыми формулами (12). Предполагается, что передаточные функции (12) известны. После обработки сигналов этими звеньями и суммирования в соответствии с показанной на рис. 7 схемой, получаются равноотстоящие по времени дискретные сигналы X_j^{*D1} и X_j^{*D2} .

Вычисление параметров неуравновешенности — величин неуравновешенных масс m_1 , m_2 и их угловых координат ϕ_1 и ϕ_2 , производится с использованием выражений (15) и (16). Использование зависимостей (15) предполагает, что дискретные сигналы, используемые в расчетах, соответствуют конкретным углам поворота ротора $\Theta_j = j \cdot \Delta\Theta$. Функцию преобразования равноотстоящих по времени дискретных сигналов X_j^{*D1} и X_j^{*D2} в требуемые для использования зависимостей (15) сигналы X_j^{D1} и X_j^{D2} , соответствующие равным углам поворота ротора, выполняет второй интерполятор. Интерполяторы могут реализовывать различные варианты интерполяции. В работе показано, что линейная интерполяция обеспечивает приемлемую точность при минимальных вычислительных затратах.

Для дорезонансного балансировочного станка приведенный выше вычислительный процесс может быть упрощен, рис. 8. В дорезонансных станках угловая скорость ротора не менее чем в три раза меньше наименьшей собственной частоты механической системы. Поэтому механическая система удовлетворительно описывается уравнениями статики, которые можно получить из уравнений (2), приравняв все производные нулю. Передаточные функции (6) в этом случае сводятся к постоянным коэффициентам, не зависящим от угловой скорости ротора. Поэтому можно считать, что механическая система не меняет полезный сигнал при изменении его мгновенной частоты. Передаточные функции (12) можно представить как произведение постоянных коэффициентов E_{ij}^k на $H^s(s) = -1/s^2$.

Выполнение операций двойного интегрирования и смены знака можно объединить с обработкой вторым корректором.

Работоспособность предложенных в работе алгоритмов определения параметров неуравновешенности при произвольной угловой скорости ротора была проверена экспериментально. Для этого использовалась экспериментальная установка, созданная на базе бесприводного дорезонансного станка для динамической балансировки автомобильных колес. Штатная измерительная система станка была доработана с целью подключения к ней персональной ЭВМ (ПЭВМ). При экспериментальном опробовании алгоритмов для одного и того же балансируемого изделия с неизменными параметрами неуравновешенности были реализованы различные законы изменения его угловой скорости за счет создания тормозного момента на валу. На рис. 9 показаны сигналы, прошедшие аналоговый тракт измерительной системы, преобразованные в цифровую форму с дискретизацией через равные углы поворота ротора Θ , то есть сигналы X_j' . В экспери-

менте 1 дополнительный тормозной момент на валу не создавался. В экспериментах 2, 3, 4 величина тормозного момента последовательно увеличивалась.

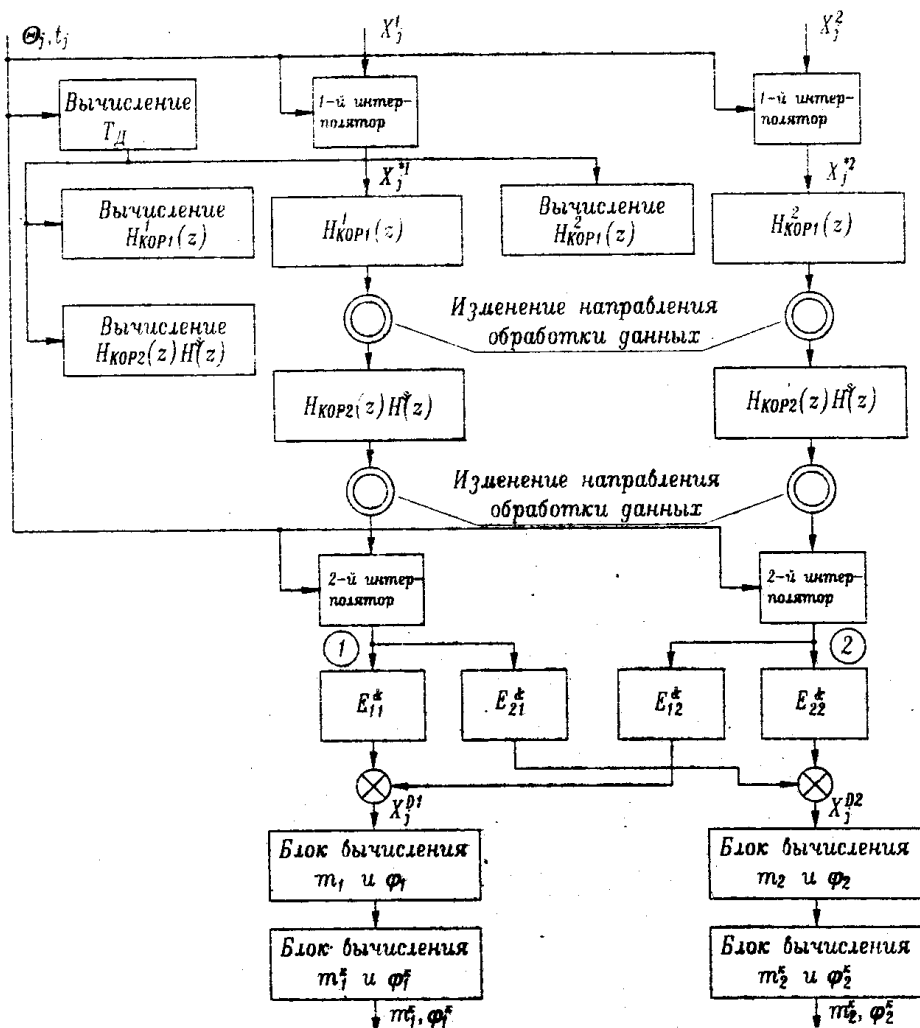


Рис. 8

На рис. 10 показаны те же сигналы, но в функции времени. Из рис. 10 ясно видно увеличение времени, необходимого для изменения угла поворота ротора на 12π радиан (6 оборотов), при увеличении тормозного момента.

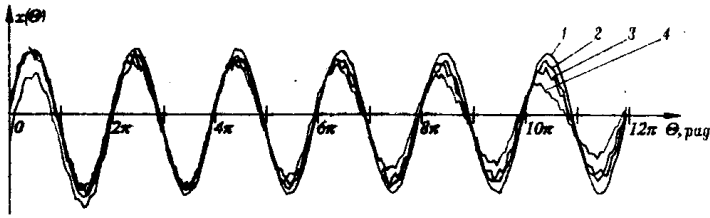


Рис. 9

Это свидетельствует о более сильном задухании угловой скорости.

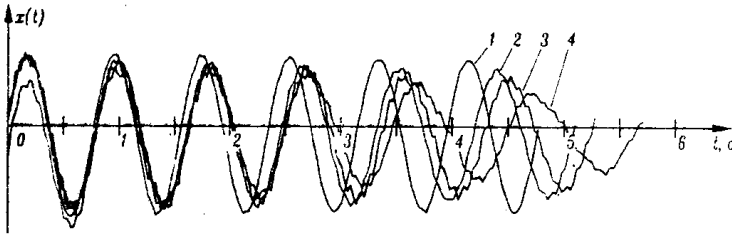


Рис. 10

Алгоритм, реализованный в виде программы для ПЭВМ на языке С, соответствует вычислительному процессу, показанному на рис. 8. Результатом его работы является информация об амплитуде и начальной фазе сигнала, полученного после второй интерполяции для первого канала измерительной системы, то есть в точке 1 (см. рис. 8).

Работу алгоритма рассмотрим на примере четвертого из экспериментов, показанных на рис. 9 и рис. 10. Для рассматриваемых данных общее число отсчетов сигнала $N=216$, что соответствует шести оборотам ротора при дискретизации через 10° . Моменты времени, соответствующие первому и последнему отсчету обозначим как t_0 и t_{215} . По этим данным можно рассчитать требуемый период дискретизации $T_D = \frac{t_{215} - t_0}{215}$. При помощи линейной интерполяции из исходных сигналов получены значения дискретных сигналов X_j^* , соответствующих равноотстоящим моментам времени $\tau_j = \tau_0 + j \cdot T_D$, где $j=1 \dots 214$.

На рис. 11 показаны сигналы до и после обработки первым корректором.



Рис. 11

В соответствии с упрощенным вычислительным процессом, далее осуществ-

ляются обработка вторым корректором, совмещенным с двойным интегратором и вторая интерполяция. На рис. 12 показан результат выполнения этих операций — сигнал представлен как функция угла поворота ротора.

Для полученной совокупности дискретных сигналов с использованием дискретного Фурье-преобразования рассчитаны амплитуда и начальная фаза. При расчетах использовано три последних периода сигнала. Искажение начального участка объясняется особенностями цифровой фильтрации, когда, по сути, осуществляется решение дифференциального уравнения при нулевых начальных условиях. Отличие начальных значений обрабатываемых сигналов от нулевых приводит к неизбежным переходным процессам, искажающим выходной сигнал.

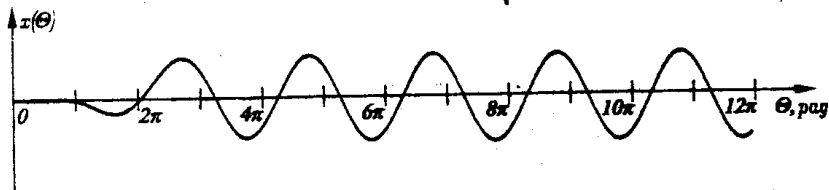


Рис. 12

Неискаженный участок сигнала, показанного на рис. 12, представляет собой гармоническую функцию угла поворота θ . Это соответствует физической природе дисбалансов, которым пропорционален данный сигнал, и свидетельствует о правильном функционировании разработанного вычислительного процесса.

В табл. 1 приведены амплитуды и начальные фазы полезных (в точке 1) сигналов, полученные для показанных на рис. 9 исходных сигналов. Анализ приведенных результатов показывает, что, несмотря на существенно различные законы изменения угловых скоростей в экспериментах 1–4, амплитуды и начальные фазы полученных в результате обработки сигналов практически совпадают. Аналогичные результаты получены в многочисленных сериях экспериментов.

Таблица 1

Номер эксперимента	Амплитуда сигнала		Начальная фаза сигнала, градус	
	Предлагаемые алгоритмы	"Стандартные" алгоритмы	Предлагаемые алгоритмы	"Стандартные" алгоритмы
1	0,70186	0,70236	208,157	208,265
2	0,70272	0,69537	207,151	209,985
3	0,70195	0,68524	208,068	212,246
4	0,69834	0,66854	207,362	214,731

Для сравнения в табл. 1 помещены результаты обработки тех же исходных данных по так называемым "стандартным" алгоритмам, которые ориентированы на балансировку при постоянной угловой скорости ротора и реализованы, например, в измерительной системе станка ММ-18 для динамической балансировки автомобильных колес. Для этих результатов заметна зависимость от характера изменения угловой скорости — результаты для случая малого затухания наиболее близки к результатам, полученным по предлагаемым в работе алгоритмам. С увеличением затухания угловой скорости результаты существенно изменяются.

То есть можно сделать вывод о предпочтительности использования предлагаемых в настоящей работе алгоритмов в случае непостоянства угловой скорости ротора в процессе балансировки.

Вычисления по второму каналу проводятся аналогично. Так как $E_{ij}^{\&} = \text{const}$, то постоянство сигналов в точках 1 и 2 для экспериментов с различным изменением угловой скорости приведет к получению одинаковых результатов для величин и координат корректирующих масс.

Предлагаемые алгоритмы цифровой обработки информации при балансировке ротора, вращающегося с непостоянной угловой скоростью, могут служить основой для создания программного обеспечения приводных и бесприводных балансировочных станков, а также портативной балансировочной аппаратуры, предназначенной для балансировки роторов в собственных опорах на месте эксплуатации. С целью уменьшения времени выполнения вычислений рекомендуется использовать в измерительной системе современные быстродействующие микроконтроллеры, например ADuC812 фирмы Analog Devices, или цифровые сигнальные процессоры (ЦСП), например z89c00 фирмы Zilog.

Частичная реализация предлагаемых алгоритмов может использоваться при модернизации имеющегося балансировочного оборудования с аналоговыми измерительными системами. Для этого в каждый канал аналоговой измерительной системы необходимо после датчиков, регистрирующих перемещения механической системы балансировочного станка, встроить ЦСП, реализующий функцию двойного интегрирования и смены знака. В результате, на вход измерительной системы поступят сигналы, пропорциональные не проекциям неуравновешенных сил, а проекциям дисбалансов ротора. В соответствии с изложенным в главе 2, это позволит устранить погрешности, связанные с зависимостью величин неуравновешенных сил инерции от текущей угловой скорости и с несовпадением по направлению векторов неуравновешенных сил инерции и соответствующих дисбалансов при непостоянной угловой скорости ротора.

ОБЩИЕ ВЫВОДЫ

1. Показано, что сигналы, пропорциональные проекциям дисбалансов, действующих в плоскостях коррекции ротора, могут быть получены путем двойного интегрирования со сменой знака сигналов, пропорциональных проекциям соответствующих неуравновешенных сил инерции, приведенным к этим плоскостям.

2. Совокупность вращающегося ротора, механической системы станка, датчиков и элементов измерительной системы, в которых производится фильтрация аналоговых сигналов, представлена в виде динамической системы. В динамической системе выделены элементы, вносящие существенные изменения в полезный сигнал при изменении мгновенной частоты этого сигнала, вызванном непостоянством угловой скорости ротора.

3: Разработан процесс вычисления дисбалансов ротора по известным перемещениям механической системы в плоскостях измерения. Процесс использует дискретное преобразование Фурье, а также зависимость между углом поворота

ротора и временем без математического описания закона изменения угловой скорости.

4. Предложен алгоритм устранения искажений, вносимых в негармонический полезный сигнал аналоговыми фильтрами.

5. Разработан вычислительный процесс, обратный процессу преобразования сигналов при их прохождении через динамическую систему в направлении ротор — механическая система — датчики — аналоговые фильтры. Вычислительный процесс представлен в виде программы для ПЭВМ.

6. Экспериментальная проверка подтвердила эффективность предложенных в работе алгоритмов цифровой обработки информации, позволяющих производить определение параметров неуравновешенности ротора, вращающегося с непостоянной скорости.

Основное содержание диссертации опубликовано в следующих работах:

1. Смирнов В.А., Бондаренко Г.Д., Федоров В.Б. Совершенствование измерительных систем балансировочных станков при балансировке на выбеге // Автоматизация расчета и контроля параметров изделий в машиностроении: Сб. научных трудов. — Челябинск: ЧГТУ, 1994. — С. 56–62.

2. Бондаренко Г.Д., Смирнов В.А., Федоров В.Б. Оценка параметров динамической неуравновешенности ротора в условиях затухания частоты вращения // Автоматизация расчета и контроля параметров изделий в машиностроении: Сб. научных трудов. — Челябинск: ЧГТУ, 1994. — С. 48–56.

3. Бондаренко Г.Д., Смирнов В.А. Повышение точности определения параметров неуравновешенности роторов при балансировке на выбеге // Тезисы докладов 1-й Всероссийской научно-технической конференции "Балансировочная техника". — М: ВИМИ., 1994. — С. 42–43.

4. Смирнов В.А. Повышение точности балансировки изделий ракетно-космической техники // Неоднородные конструкции: Тр. XIX Российской школы и XXIX Уральского семинара. — Екатеринбург: УрО РАН, 1999. — С. 158–163.

Издательство Южно-Уральского государственного
университета

ИД № 00200 от 28.09.99. Подписано в печать 15.05.2000. Формат
60*84 1/16. Печать офсетная. Усл. печ. л. 1,16. Уч.-изд. л. 1.
Тираж 80 экз. Заказ 228/206.

УОП Издательства 454080, г. Челябинск, пр. им. В.И. Ленина, 76.