

На правах рукописи

Воронов Александр Сергеевич

**Метод и оптико-электронное средство
контроля качества пьезорезонансных датчиков по
комплексному коэффициенту передачи**

Специальность: 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной среды,
веществ, материалов и изделий

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Барнаул - 2007

Работа выполнена в Алтайском государственном техническом университете им. И.И.Ползунова

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор
Пронин Сергей Петрович

Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор
Якунин Алексей Григорьевич

кандидат физико-математических наук, доцент
Егоров Александр Владимирович

Ведущая организация:

Новосибирский государственный технический университет
(г. Новосибирск)

Защита диссертации состоится 3 мая 2007 г. в 15-00 на заседании диссертационного совета Д 212.004.06 Алтайского государственного технического университета им. И.И. Ползунова по адресу:
656038, Алтайский край, г. Барнаул, пр. Ленина,46.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Алтайского государственного технического университета им. И.И.Ползунова.

Автореферат разослан 3 апреля 2007г.

Ученый секретарь
диссертационного совета
д.т.н., профессор

С.П. Пронин

Общая характеристика диссертационной работы

Актуальность темы. На современном этапе развития технологических процессов в различных отраслях промышленности возрастает потребность в конструктивно простых, экономичных, высокочувствительных датчиках, способных надежно функционировать в жестких производственных условиях при наличии высоких температур, сильных механических и химических воздействий. К настоящему времени у нас в стране и за рубежом нашли широкое применение электромеханические первичные преобразователи физических величин с пьезоэлектрическим возбуждением, характеризующиеся хорошими массогабаритными, метрологическими, эксплуатационными и экономическими показателями. Отдельно выделяется перспективное направление пьезорезонансных датчиков, обладающих, помимо перечисленных достоинств, максимальной высокой чувствительностью, избирательностью, отказоустойчивостью. Однако, малейшие погрешности при их изготовлении приводят к существенному изменению эксплуатационных параметров. Следовательно, контроль качества пьезорезонансных датчиков является актуальной задачей. Контроль необходим как на этапе производства пьезоэлектрических резонаторов, используемых в пьезорезонансных датчиках, так и на этапе проектирования и производства самих датчиков. Для обеспечения соответствующего контроля производители используют определенный набор параметров, включающий добротность, резонансные частоты, материальные константы, коэффициенты электромеханической связи и параметры эквивалентной электрической схемы замещения. Однако, этот набор не позволяет однозначно описать работу пьезорезонансного датчика, так как характеризует лишь его упрощенную математическую модель. Погрешность аппроксимации реального датчика такой моделью достаточно высока. Эта систематическая погрешность снижает эффективность контроля качества и ухудшает технико-экономические показатели пьезорезонансных датчиков и приборов на их основе. Для решения этой проблемы в данной работе предлагается использовать в качестве основного параметра для контроля качества пьезорезонансных датчиков комплексный коэффициент передачи. Этот параметр представляет собой полную динамическую характеристику и устанавливает однозначную зависимость между электрическим сигналом, поданным на пьезорезонансный датчик, и колебанием его поверхности. Амплитуда колебаний поверхности пьезорезонансного датчика находится в диапазоне $10^{-9} \dots 10^{-6}$ м. Анализ показал, что для измерения таких колебаний лучше всего подходят оптико-электронные средства. Однако существующие на сегодняшний день средства не адаптированы для измерения комплексного коэффициента передачи пьезорезонансных датчиков. Для повышения качества проектирования и эффективности разрабатываемых приборов на основе пьезорезонансных датчиков предложены

метод и оптико-электронное средство контроля качества по комплексному коэффициенту передачи.

Цель работы – разработка метода и оптико-электронного средства контроля качества пьезорезонансных датчиков по комплексному коэффициенту передачи для повышения качества проектирования и эффективности разрабатываемых приборов на их основе.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие исследовательские задачи.

1. Выполнить аналитический обзор:

- параметров, используемых для контроля качества пьезорезонансных датчиков и обосновать необходимость применения комплексного коэффициента передачи;

- методов и средств, пригодных для определения комплексного коэффициента передачи пьезорезонансных датчиков.

2. Провести моделирование метода и средства определения комплексного коэффициента передачи пьезорезонансных датчиков.

3. Разработать экспериментальную установку для определения комплексного коэффициента передачи пьезорезонансных датчиков, выполнить проверку результатов моделирования, оценить погрешность разработанной системы.

4. Разработать метод производственного контроля качества пьезорезонансных датчиков по комплексному коэффициенту передачи.

Объект исследования - метрологический процесс контроля качества пьезорезонансных датчиков.

Методы исследований. Для определения комплексного коэффициента передачи пьезорезонансных датчиков использовались методы динамических измерений. Для обработки результатов экспериментов применялись методы цифровой обработки сигналов. При исследовании процессов, происходящих в измерительной системе, были использованы математическое и физическое моделирование.

Научная новизна работы заключается в следующем.

1. Разработан метод контроля качества пьезорезонансных датчиков, в основу которого положено три критерия отличия регистрируемого комплексного коэффициента передачи от эталонного: максимальный модуль отклонения, дисперсия и коэффициент корреляции.

2. Впервые исследовано влияние соотношения геометрических размеров окна интегрального фотоприемника и параметров пространственного распределения интенсивности лазерного луча на выходной сигнал оптико-электронного измерительного преобразователя. Установлено оптимальное соотношение, при котором достигается максимальная чувствительность и линей-

ность выходного сигнала по отношению к перемещениям поверхности пьезорезонансного датчика.

3. Впервые на базе методов цифровой обработки сигналов и в результате исследования экспериментальных данных разработан метод точного определения комплексного коэффициента передачи пьезорезонансного датчика с использованием дискретных резонаторов второго порядка.

4. Предложен и реализован алгоритм определения фазового сдвига, отличающийся от известных минимальными вычислительными затратами и повышенной помехозащищенностью.

5. Используя методы адаптивной фильтрации, предложена и реализована измерительная схема, позволяющая производить точные измерения при наличии сильных электрических помех.

Достоверность научных выводов и результатов диссертации обеспечивается: использованием обоснованных физических предпосылок при построении математических моделей; обеспечением представительности выборок при проведении измерений и применением статистических методов обработки экспериментальных данных; хорошим совпадением теоретических и экспериментальных результатов; использованием рекомендаций, изложенных в соответствующих государственных стандартах, при выполнении теоретических и экспериментальных исследований; использованием в качестве эталонного прибора интерферометра Майкельсона на основе полупроводникового лазера с длиной волны 655 нм HLDPM12-655-5.

Практическая и теоретическая ценность. Предложенный метод контроля качества пьезорезонансных датчиков по комплексному коэффициенту передачи позволяет в полной мере учесть их динамические свойства и, следовательно, значительно повысить эффективность контроля. Разработанная оптико-электронная система для определения комплексного коэффициента передачи в производственных условиях отличается высокой точностью, помехозащищенностью, технологической простотой и низкой стоимостью. Результаты экспериментальных и теоретических исследований, а также полученная измерительная система могут быть использованы для повышения качества производства и метрологической аттестации пьезорезонансных датчиков, пьезоэлектрических резонаторов, пьезоизделий. Контроль может быть осуществлен в любой точке контролируемого объекта, что дает возможность исследовать распределение волнового поля в комбинированных системах: в системе излучатель - приемник, волноводах, концентраторах.

Апробация работы. Результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались: на Международной научно-технической конференции «Виртуальные и интеллектуальные системы ВИС – 2006», на научно-технических семинарах

кафедры «Автоматика и вычислительные системы» и кафедры «Информационные технологии» АлтГТУ.

Реализация и внедрение результатов работы. Результаты диссертационной работы использованы в проектно-конструкторской деятельности на предприятии «Сибпромприбор-Аналит» при разработке измерительных приборов с пьезорезонансными датчиками в виде методических рекомендаций и технических предложений по выполнению конструктивных схем измерительного оборудования, предназначенного для контроля качества пьезорезонансных датчиков. Использование указанных результатов позволяет: повысить качество проектирования и эффективность разрабатываемых приборов на основе пьезорезонансных датчиков; сократить затраты на проведение опытно-конструкторских работ и натурных испытаний.

Публикации. По результатам диссертационной работы имеется 7 работ, в том числе 6 статей, из них одна статья в журнале, рекомендованном ВАК, одно свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ.

Личный вклад автора. Автором получены все теоретические и экспериментальные результаты, изложенные в диссертационной работе, написано программное обеспечение, рассчитаны и реализованы все узлы разработанной измерительной системы и предложен метод для контроля качества пьезорезонансных датчиков по комплексному коэффициенту передачи.

Положения, выносимые на защиту.

1. Метод контроля качества пьезорезонансных датчиков по комплексному коэффициенту передачи.
2. Математическая модель измерительной системы для контроля качества пьезорезонансных датчиков по комплексному коэффициенту передачи.
3. Аппаратно-программная реализация измерительной системы для контроля качества пьезорезонансных датчиков по комплексному коэффициенту передачи.
4. Метод компенсации влияния электрических помех с использованием адаптивной фильтрации.

Структура и объем работы.

Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав с выводами и заключения. Ее содержание изложено на 148 страницах, иллюстрировано 72 рисунками, 2 таблицами. Перечень используемой литературы составляет 107 наименований.

Содержание работы

Во введении к диссертации обоснована ее актуальность, сформулированы цели, задачи и методы исследований, научная новизна, основные положения,

выносимые на защиту, практическая значимость работы, отражены вопросы апробации и реализации полученных научных результатов. Приводится краткое содержание каждой из глав.

В первой главе «Аналитический обзор методов и средств контроля качества пьезорезонансных датчиков» приведен аналитический обзор существующих параметров, используемых для контроля качества пьезорезонансных датчиков. Было выявлено, что существующие параметры не в полной мере описывают работу реальных датчиков. Для расширения приводимых параметров, исходя из рекомендаций действующих стандартов, предложено использовать комплексный коэффициент передачи пьезорезонансного датчика, измеряемый по микроперемещениям его поверхности. В результате анализа существующих методов и средств измерения микроперемещений были выбраны триангуляционные и пространственно-модуляционные методы и средства. Исходя из результатов анализа, полученных в первой главе, были поставлены задачи диссертационных исследований.

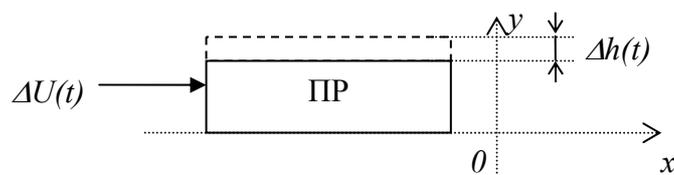


Рисунок 1 – Преобразование «напряжение - перемещение»

Пусть на пьезоэлектрический резонатор (ПР) подано напряжение $\Delta U(t)$, тогда его поверхность будет совершать колебания вдоль оси y по некоторому закону $\Delta h(t)$ (рисунок 1). В случае, если амплитуда поданного на ПР напряжения меньше напряжения насыщения и внешние влияющие факторы неизменны (температура, давление и т.д.), пьезоэлектрический резонатор, как преобразователь “напряжение-перемещение”, представляет собой линейную, стационарную систему. Следовательно, если $\Delta U(t)$ представляет собой гармоническое колебание с неизменной частотой ω вида $\Delta U(t) = A \sin(\omega t + \varphi)$, то будет иметь место равенство: $\Delta h(t) = g_A A \sin(\omega t + \varphi + g_\varphi)$, где g_A и g_φ – постоянные коэффициенты, которые зависят от направления и частоты поданного напряжения. Зададим одно направление колебаний в ПР - ось y . Напряжение, подаваемое на ПР, приложено в том же направлении. В таком случае g_A и g_φ будут зависеть только от частоты и могут быть записаны в виде формул:

$$g_A = \left| \dot{G}(\omega) \right| ,$$

$$g_\varphi = \arg \left(\dot{G}(\omega) \right) . \quad (1)$$

Формулы (1) определяют комплексный коэффициент передачи (ККП) $\dot{G}(\omega)$ ПР. Спектральная функция колебаний поверхности ПР $\dot{H}(\omega)$ в таком случае полностью определяется спектральной функцией поданного на него напряжения и ККП:

$$\dot{H}(\omega) = \dot{U}(\omega)\dot{G}(\omega).$$

Спектральную функцию $\dot{H}(\omega)$ можно найти, применив прямое преобразование Фурье к функции колебаний пьезоэлемента от времени $\Delta h(t)$:

$$\dot{H}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta h(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (2)$$

Аналогично определяется функция $\dot{U}(\omega)$:

$$\dot{U}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta u(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (3)$$

где $\Delta u(t)$ - функция напряжения, поданного на ПР, от времени.

Таким образом, комплексный коэффициент передачи ПР может быть найден как:

$$\dot{G}(\omega) = \frac{\dot{H}(\omega)}{\dot{U}(\omega)} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \Delta h(t) e^{-j\omega t} dt}{\int_{-\infty}^{\infty} \Delta u(t) e^{-j\omega t} dt}. \quad (4)$$

Формула (4) содержит общий принцип вычисления комплексного коэффициента передачи пьезорезонаторов и пьезорезонансных датчиков (ПРД). Метод, реализующий определение комплексного коэффициента передачи по формуле (4), подразумевает подачу на ПРД известного сигнала $\Delta u(t)$ и съём с него функции колебаний $\Delta h(t)$.

На практике $\dot{G}(\omega)$ измеряется в одной точке и только для заранее определенного дискретного набора частот, при этом количество частот должно быть максимальным. Сигнал $\Delta u(t)$, подаваемый на пьезорезонансный датчик, представляет собой сумму гармоник с одинаковой амплитудой, частоты которых определяют частотный диапазон $\dot{G}(\omega)$. Однако чем больше гармоник в сигнале $\Delta u(t)$, тем больше суммарная амплитуда сигнала, при этом максимальная амплитуда ограничена напряжением насыщения пьезорезонансного датчика. Следовательно, количество анализируемых частот напрямую зависит от максимально допустимой амплитуды напряжения, подаваемого на пьезорезонансный датчик, и минимально анализируемой амплитуды колебаний его поверхности. Чем меньше минимально регистрируемая амплитуда колебаний $\Delta h(t)$, тем больше частот может быть использовано для измерения $\dot{G}(\omega)$.

Необходимость точного измерения $\Delta h(t)$ для определения $\dot{G}(\omega)$ обосновывает актуальность рассмотрения и усовершенствования методов и средств измерения микроперемещений, пригодных для определения ККП пьезорезонансных датчиков.

Во второй главе «Разработка метода определения комплексного коэффициента передачи пьезорезонансного датчика» произведено моделирование оптико-электронной системы для определения комплексного коэффициента передачи пьезорезонансных датчиков. Первая часть второй главы посвящена исследованию влияния соотношения размеров окна фотоприемного устройства и пространственного распределения интенсивности лазерного луча на выходной сигнал оптико-электронного измерительного преобразователя. Во второй части рассматриваются алгоритмы определения комплексного коэффициента передачи. В третьей части произведен анализ процесса измерения разности фаз сигналов и рассмотрены алгоритмы восстановления фазо-частотной характеристики.

На рисунке 2 изображена блок-схема оптико-электронного преобразователя, который позволяет устранить недостатки триангуляционного и пространственно – модуляционного методов. Недостаток триангуляционного метода заключается в сложной схеме преобразования сигнала, поскольку используется многоэлементный фотоприемник. Недостаток пространственно–модуляционного метода – наличие узкой диафрагмы, которая, во-первых, снижает соотношение сигнал/шум, во-вторых, усложняет юстировку. На рисунке 2 изображены: 1 – лазер; 2 – фотоприёмное устройство (ФПУ); 3 – зеркальная поверхность; 4 – пьезорезонансный датчик; 5 – измерительный блок, включающий ЭВМ.

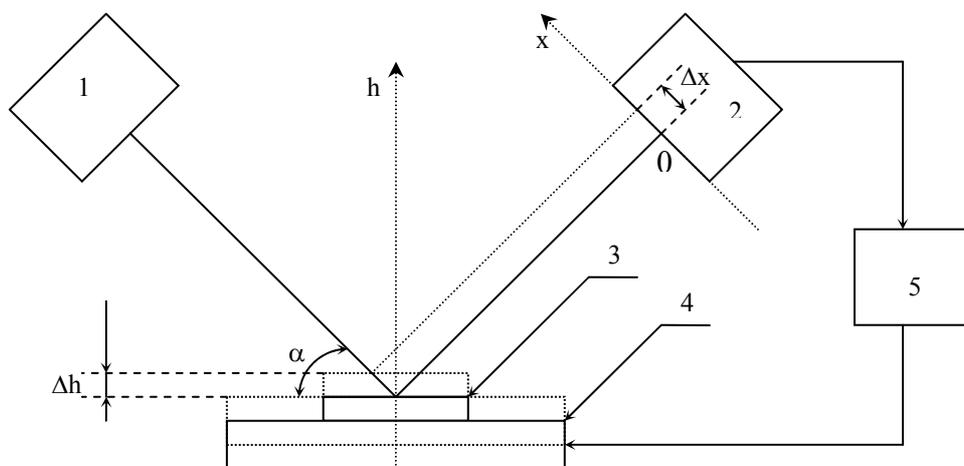


Рисунок 2 – Структурная схема оптико-электронного преобразователя

Предложенный измерительный преобразователь лишен недостатков, выявленных у триангуляционного и пространственно-модуляционного методов. В нем содержится минимум оптических элементов, а в качестве фотоприемника используется один интегральный элемент - фотодиод. Моделирование оптико-электронного преобразователя двумя разными методами показало, что максимальная чувствительность и линейность зависимости сигнала на выходе фотоприемного устройства от колебания поверхности пьезорезонансного датчика обеспечивается прямоугольным окном фотоприемника с размерами $(3\sigma_x) \times (6\sigma_y)$, где σ_x и σ_y – размеры лазерного луча по соответствующим осям и уровню 0,606 от максимальной интенсивности. Начальная юстировка производится следующим образом: граница окна фотоприемника по оси x располагается в точке максимальной интенсивности лазерного луча, при этом точка максимальной интенсивности по оси y должна приходиться на середину окна. При указанных размерах окна фотоприемника погрешность начальной установки может лежать в пределах $\pm 0,5\sigma_x$, $\pm 0,5\sigma_y$ по осям x и y соответственно, что обеспечивает относительную систематическую погрешность выходного сигнала не более 2%.

При выполнении указанных условий выходной сигнал оптико-электронного преобразователя (фототок фотодиода) в зависимости от положения поверхности пьезорезонансного датчика от времени может быть записан в виде формулы:

$$I_{\phi}(t) = -\psi \Delta h(t) + \theta, \quad (5)$$

где $\theta = \frac{\mu}{2\pi\sigma_x\sigma_y}$, $\psi = \frac{2\mu}{\sigma_x\sigma_y^2 \sin(\alpha)(2\pi)^{3/2}}$ - постоянные коэффициенты, не зависящие от времени (эти коэффициенты могут быть определены опытным путем), μ - постоянный коэффициент пропорциональности между интегральной освещенностью и фототоком фотодиода, $\Delta h(t)$ - смещение во времени поверхности пьезорезонансного датчика, α - угол падения лазерного луча.

Из формулы (5) видно, что преобразование колебаний пьезоэлемента в электрический сигнал на выходе ФПУ происходит по линейному закону.

Формула (4) содержит общий принцип вычисления комплексного коэффициента передачи пьезорезонансного датчика. Для практической реализации формулы (4) предложена оптико-электронная система, блок – схема которой представлена на рисунке 3. На рисунке отражены следующие характеристики: $S_{\text{вых1}}^{\cdot}(\omega)$, $S_{\text{вых2}}^{\cdot}(\omega)$ - спектры сигналов на выходе ЦАП1 и ЦАП2; $S_{\text{вх1}}^{\cdot}(\omega)$, $S_{\text{вх2}}^{\cdot}(\omega)$ - спектры сигналов на входе АЦП1 и АЦП2; $\Phi_{\text{вых1}}^{\cdot}(\omega)$, $\Phi_{\text{вых2}}^{\cdot}(\omega)$ - комплексный коэффициент передачи фильтров на выходе ЦАП1 и ЦАП2; $\Phi_{\text{вх1}}^{\cdot}(\omega)$, $\Phi_{\text{вх2}}^{\cdot}(\omega)$ - комплексный коэффициент передачи фильтров на входе АЦП1 и АЦП2; $\dot{G}(\omega)$ -

комплексный коэффициент передачи пьезорезонансного датчика; $\dot{O}(\omega)$ - комплексный коэффициент передачи оптико-электронного преобразователя.

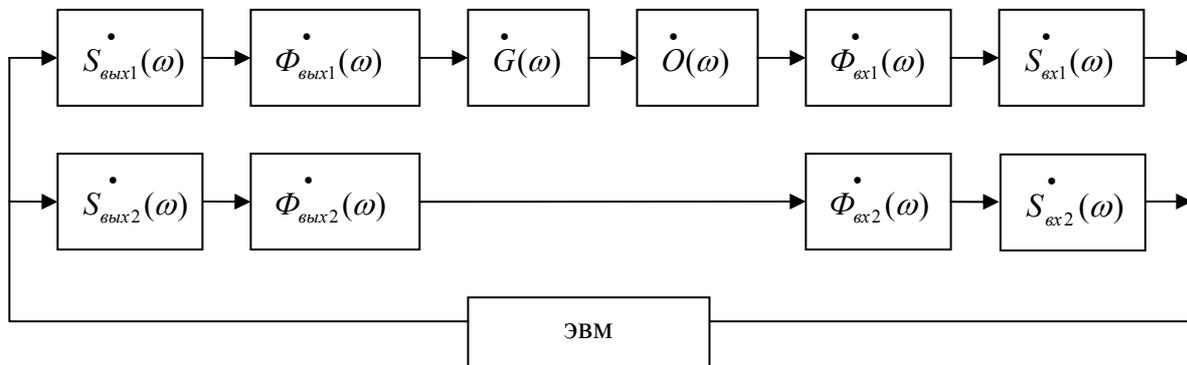


Рисунок 3 – Блок – схема оптико-электронной системы

Такая система удобна при использовании АЦП с фильтром на входе и ЦАП с фильтром на выходе. Два идентичных канала позволяют избежать дополнительных вычислений за счет компенсации характеристик АЦП, ЦАП и соответствующих фильтров.

Согласно рисунку 3 вычисление комплексного коэффициента передачи пьезорезонансного датчика выглядит следующим образом:

$$\dot{G}(\omega) = \frac{\dot{S}_{ex1}(\omega)}{\dot{S}_{ex2}(\omega)\dot{O}(\omega)} \cdot \frac{\dot{S}_{вых2}(\omega)\dot{\Phi}_{вых2}(\omega)\dot{\Phi}_{ex2}(\omega)}{\dot{S}_{вых1}(\omega)\dot{\Phi}_{вых1}(\omega)\dot{\Phi}_{ex1}(\omega)}. \quad (6)$$

Поскольку сигнал на выходе обоих каналов одинаков $\dot{S}_{вых1}(\omega) = \dot{S}_{вых2}(\omega)$ и соответствующие фильтры идентичны $\dot{\Phi}_{вых1}(\omega) = \dot{\Phi}_{вых2}(\omega)$, $\dot{\Phi}_{ex1}(\omega) = \dot{\Phi}_{ex2}(\omega)$, то формула (6) упрощается:

$$\dot{G}(\omega) = \frac{\dot{S}_{ex1}(\omega)}{\dot{S}_{ex2}(\omega)\dot{O}(\omega)}. \quad (7)$$

Оптическая составляющая $\dot{O}(\omega)$ в формуле (7) характеризует инертность оптико-электронного преобразователя. Если на интересующем нас диапазоне частот $\dot{O}(\omega) \approx 1$, что было доказано при моделировании, то имеет место безинерционный оптико-электронный преобразователь:

$$\dot{G}(\omega) = \frac{\dot{S}_{ex1}(\omega)}{\dot{S}_{ex2}(\omega)}. \quad (8)$$

Формула (8) является базовой формулой для вычисления ККП пьезорезонансного датчика с использованием предложенной измерительной системы. Как говорилось ранее, $\dot{S}_{ex1}(\omega)$, $\dot{S}_{ex2}(\omega)$ - комплексные спектры сигнала на входе АЦП1 и

АЦП2, однако на практике мы имеем дело с временным а не спектральным представлением, что обуславливает необходимость алгоритмического обеспечения, позволяющего восстановить амплитудный и фазовый спектры, как составляющие комплексного спектра сигнала.

Классическим методом, позволяющим осуществить переход от временной к частотной области, является использование прямого дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Условия, которым должен удовлетворять выходной сигнал, пригодный для последующего преобразования в измерительной системе и анализа при помощи прямого ДПФ формулируются следующим образом. Сигнал должен быть вида:

$$x(k) = \sum_{i=1}^I A_i \cos\left(\frac{2\pi F_s t(k)}{T_i}\right), \quad (9)$$

где I – количество гармоник, T_i – период каждой гармоники в отсчетах, кратный количеству отсчетов входного сигнала K - $T_i = \frac{K}{d}$, $d=1 \dots K$. Для точного

восстановление спектра с малым шагом по частоте необходимо использовать достаточно длинную выборку сигнала, с многократным прямым ДПФ этой выборки, выборки размера $K-1$, выборки размера $K-2$... и т.д. Такой подход с одной стороны позволяет избежать эффекта растекания спектра, с другой исключает главное преимущество ДПФ, достигнутое на сегодняшний день – скорость. Это объясняется тем, что размер выборки переменный и не всегда может быть кратен степени 2, что не позволяет использовать быстрое преобразование Фурье. Правда, существуют модификации БПФ для разных размеров выборки: степени 2, степени 3, четного числа, нечетного числа и т.д., тем не менее, даже с использованием этих алгоритмов остается проблема многократного их применения на одну и ту же выборку уменьшающегося размера. Если предположить, что количество операций для каждой выборки будет такое же, что и для выборки, размер которой кратен степени 2, то общее количество операций для выборки размером K будет определяться как:

$$O = \sum_{i=1}^K i \log_2(i). \quad (10)$$

Используя формулу (10) для относительно небольшого размера выборки в 1024 отсчета, получим около пяти миллионов операций. Такой результат позволяет сделать два важных вывода.

1. Если требования к шагу по частоте низкие и укладываются в требования к формуле (9) либо необходимо получить только амплитудный спектр, то прямое ДПФ может быть рекомендовано для анализа.

2. В случае невозможности выполнения условий к формуле (9), необходимо использовать другие алгоритмы, позволяющие измерить спектр сигнала.

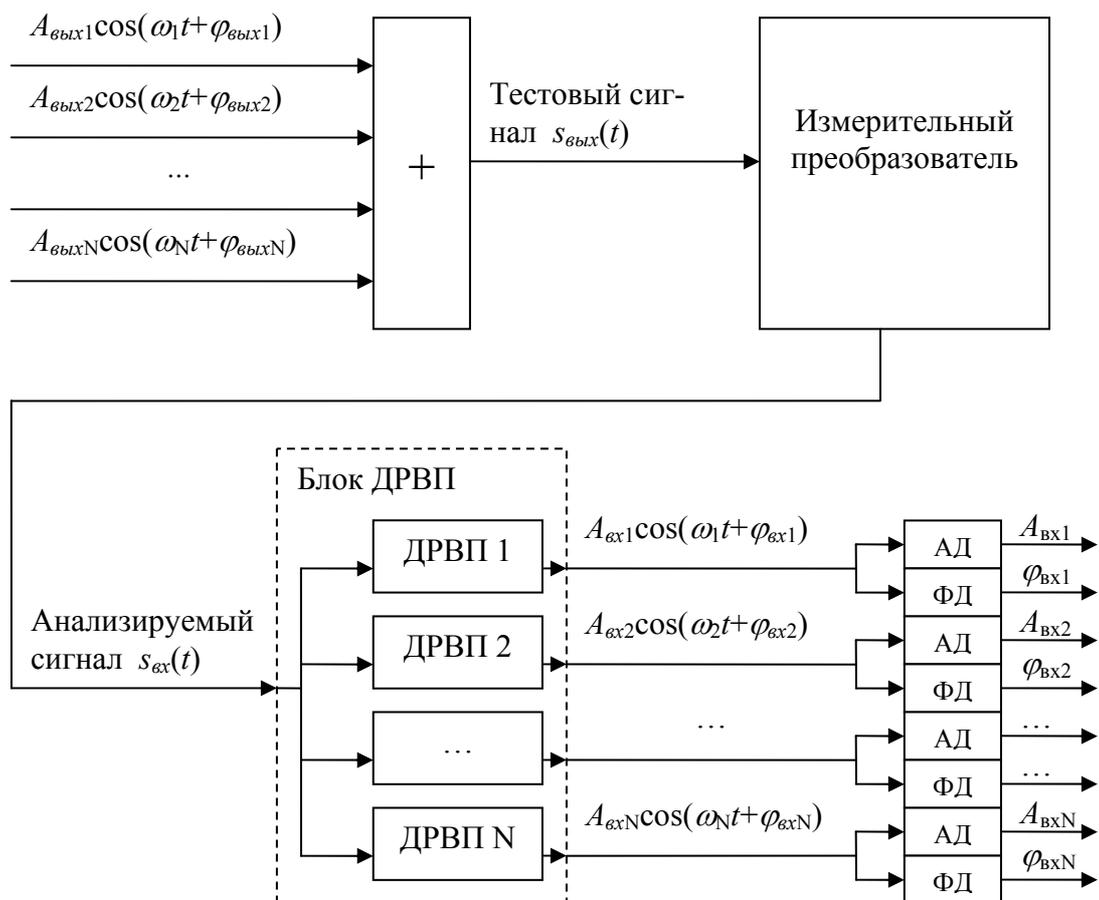


Рисунок 4 – Метод измерения на основе ДРВП

Для измерения амплитудной и фазовой составляющих спектра предложен метод с использованием дискретных резонаторов второго порядка (ДРВП), изображенный на рисунке 4. Гармонические сигналы, сформированные на входе измерительной системы и характеризующиеся амплитудами ($A_{вых1}, A_{вых2}, \dots, A_{выхN}$) и фазами ($\varphi_{вых1}, \varphi_{вых2}, \dots, \varphi_{выхN}$), поступают на сумматор и формируют тестовый сигнал $s_{вых}(t)$. Тестовый сигнал проходит через измерительный преобразователь, на выходе которого регистрируется анализируемый сигнал $s_{вх}(t)$. В блоке дискретных резонаторов второго порядка каждый резонатор (ДРВП 1, ДРВП 2, ..., ДРВП N) настроен на соответствующую частоту одной из гармоник – ($\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N$). Блок ДРВП разделяет сигнал на гармоники, каждая из которых поступает на амплитудный детектор (АД) и фазовый детектор (ФД). На выходе АД и ФД регистрируются амплитудные составляющие ($A_{вх1}, A_{вх2}, \dots, A_{вхN}$) и фазовые составляющие ($\varphi_{вх1}, \varphi_{вх2}, \dots, \varphi_{вхN}$) гармоник. Таким образом, происходит восстановление спектра анализируемого сигнала.

Описанный метод устраняет главный недостаток дискретного преобразования Фурье – жесткую сетку частот. Частоты, которые могут анализироваться этим методом, ограничены только частотой дискретизации. При этом количество требуемых операций, при прочих равных условиях, оценивается как N^2 ,

что в сравнении с формулой (10) более оптимально, например, для выборки в 1024 элемента – порядка миллиона операций.

Учтем, что в соответствии с рисунком 3 происходит двухканальная регистрация сигнала. Тогда амплитудное детектирование и фазовое детектирование на рисунке 4 для одной гармоники осуществляется следующим образом. Амплитуда вычисляется по формуле:

$$A_1 = \frac{\pi s_{1cpmod}}{2}, \quad (11)$$

где s_{1cpmod} – усреднение по модулю:

$$s_{1cpmod} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |s_1(k)|,$$

s_1 -сигнал на выходе ДРВП для первого канала, A_1 - амплитуда соответствующей гармоники для первого канала, для второго канала амплитуда вычисляется аналогично. Фазовое детектирование осуществляется по формуле:

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \arctan \left(\frac{\overline{s_1 s_2 s_{3cpmod}}}{\overline{s_1 s_3 s_{2cpmod}}} \right), \quad (12)$$

где s_1 – сигнал, прошедший через ПРД и зарегистрированный опико-электронным преобразователем (первый канал), s_2 – тестовый, образцовый сигнал (второй канал), s_3 – также образцовый сигнал, смещенный по фазе на $\pi/2$ по отношению к s_2 . Сигнал s_3 может быть получен из s_2 линией задержки либо преобразованием Гилберта.

Формула (12) позволяет точно восстановить разность фаз в пределах диапазона $\pm\pi/2$. В случае измерения непрерывной фазовой функции формула (12) отличается тем, что за пределами диапазона $\pm\pi/2$ дает правильное направление изменения фазы с начальным скачком на $\pi/2$, что позволяет корректно определять искомую фазовую функцию.

В третьей главе «Разработка экспериментальной опико-электронной системы определения комплексного коэффициента передачи пьезорезонансного датчика» разработана опико-электронная система для определения комплексного коэффициента передачи пьезорезонансного датчика. Приведены данные экспериментальной проверки результатов моделирования, определена погрешность полученной системы, проведены эксперименты по определению комплексного коэффициента передачи пьезорезонансных датчиков.

Создана модель схемы измерительного преобразователя в программной среде Electronics Workbench, произведено моделирование динамических характеристик схемы и выполнен анализ влияния на динамические характеристики разброса номиналов элементов. Установлены элементы, оказывающие наибольшее влияние на выходной сигнал. На эти элементы выбран допуск – 1%, допуск на остальные элементы составляет 20%. Эта рекомендация обеспечивает

систематическую погрешность устройства для измерения комплексного коэффициента передачи не более 1,5%.

Для экспериментального определения зависимости амплитуды измеряемого сигнала от размеров окна ФПУ при помощи денситометра были определены параметры пространственного распределения интенсивности лазерного излучения: $\sigma_x=1,5$ мм и $\sigma_y=0,9$ мм. В качестве объекта измерения был использован пьезоэлектрический резонатор ЗПЗ. При помощи разработанной измерительной системы и программного обеспечения, а также программной среды MatLab был сгенерирован тестовый сигнал (синусоида с частотой 2298 Гц) и обработаны результаты измерений. Амплитуда измеренного сигнала была нормализована. Результаты измерений представлены на рисунке 5. Относительная погрешность измерений составила в среднем 1,5%. Пунктирной линией обозначены результаты моделирования для соответствующих размеров. Из рисунков видно, что экспериментальные данные достаточно мало отличаются от модели, что позволяет использовать на практике результаты моделирования.

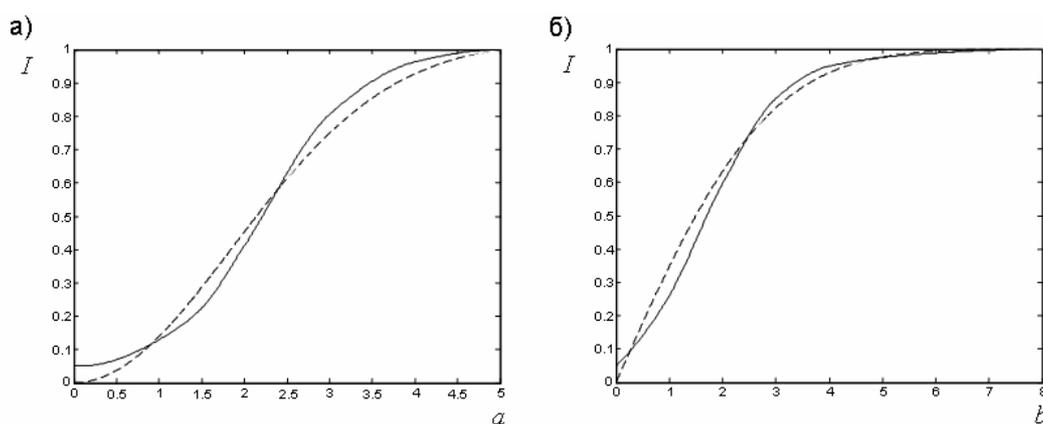


Рисунок 5 – Зависимость амплитуды измеренного сигнала от размеров окна ФПУ: а – зависимость от размера a ; б – зависимость от размера b .

При экспериментальных исследованиях в качестве эталонного прибора для калибровки был использован интерферометр Майкельсона на основе лазера с длиной волны 655 нм. Погрешность эталонного прибора составляет 164 нм. Экспериментальные и теоретические исследования показали, что погрешность разработанной измерительной системы не выше погрешности эталонного прибора. Расчетная погрешность составляет 10 нм. Следовательно, основной вклад в погрешность разработанной системы вносит систематическая погрешность калибровки. С учетом экспериментальных результатов и теоретических расчетов погрешность измерительной системы принята равной 0,2 мкм.

В соответствии с рекомендациями, приведенными во второй главе, были проведены измерения комплексного коэффициента переда для трех пьезоэлек-

трических резонаторов ЗПЗ. Для этого на каждый ПР подавался тестовый сигнал, состоящий из 150 частот в диапазоне от 600 Гц до 5000 Гц с шагом в 43 Гц. Время тестового сигнала составляло одну секунду. Шаг по частоте был выбран исходя из паспортных данных ПР, гарантирующих отклонение резонансной частоты не более 50 Гц от указанной. Для получения шага по частоте 43 Гц, с учетом частоты дискретизации 44100 Гц, необходимо 1024 отсчета сигнала. Ответный сигнал подвергался прямому дискретному преобразованию Фурье для получения комплексного коэффициента передачи. Размер сигнала позволил осуществить усреднение на каждой частоте по 43 элементам, что практически полностью устранило шумы. Результаты измерений в виде нормализованной АЧХ и ФЧХ представлены на рисунке 6. Видно, что ПР имеют существенный разброс характеристик, при этом сохраняется соответствие паспортным данным.

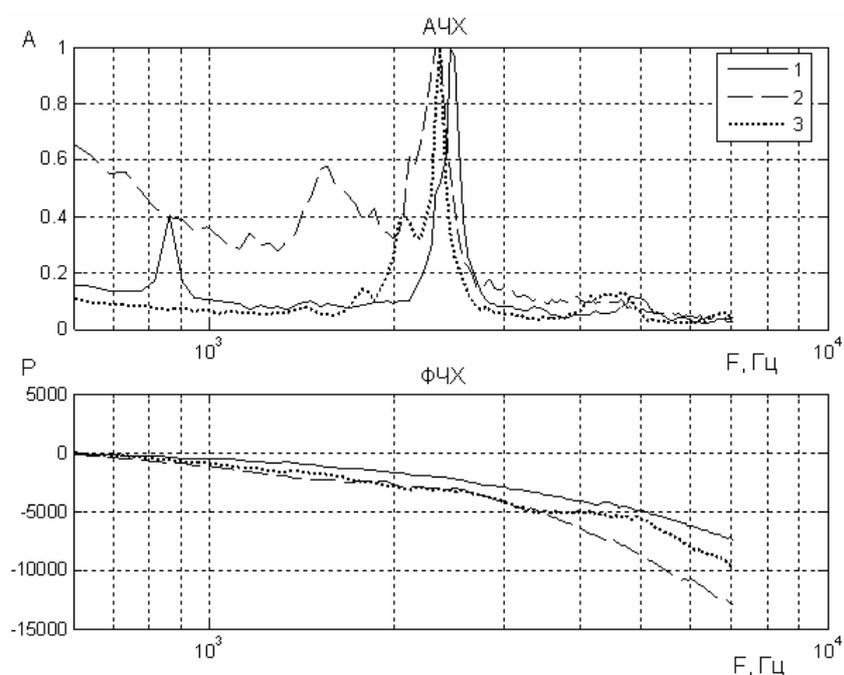


Рисунок 6 – АЧХ и ФЧХ для трех элементов ЗПЗ

Многочисленные измерения показали высокую стабильность во времени АЧХ, получаемой при помощи ДПФ. Однако ФЧХ, получаемая этим же методом, значительно менее стабильна. Периодически на фоне многократно усредненной условно-стабильной характеристики, представленной на рисунке, ФЧХ приобретает случайный характер. АЧХ и ФЧХ, получаемые набором ДРВП для тех же условий, отличаются высокой стабильностью. Предположительно, причиной, вызывающей нестабильность ФЧХ, получаемой методом ДПФ, является шумовая составляющая сигнала.

В результате алгоритм, использующий ДПФ, может быть рекомендован для быстрой оценки ККП во всем диапазоне частот с относительно большим ша-

гом, главным образом, в силу быстрогодействия этого алгоритма. Ценой быстрогодействия и большого диапазона частот является большой шаг по частоте и высокая вероятность неопределенности ФЧХ. В случае необходимости точного получения ККП в узком частотном диапазоне рекомендуется использовать набор ДРВП.

В четвертой главе «Разработка производственного метода контроля качества пьезорезонансных датчиков по комплексному коэффициенту передачи» произведена адаптация экспериментальной оптико-электронной измерительной системы для производственного контроля качества пьезорезонансных датчиков по комплексному коэффициенту передачи. Определены основные факторы, влияющие на результат измерения. Для этих факторов разработаны методы уменьшения влияния на выходной сигнал. Разработан метод контроля качества пьезорезонансных датчиков по комплексному коэффициенту передачи.

Установлено, что наибольшее влияние на погрешность разработанной измерительной системы оказывают следующие факторы: электрические помехи; вибрации фундамента; переменная составляющая фоновой засветки.

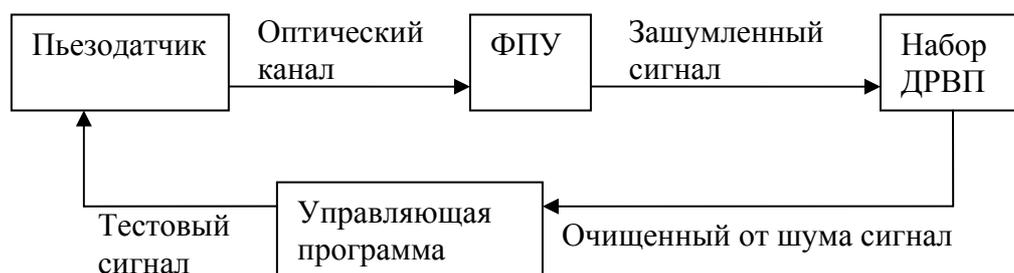


Рисунок 7 – Схема измерительной системы с набором ДРВП

Для уменьшения влияния указанных факторов на выходной сигнал измерительной системы до уровня документированной погрешности предложены следующие методы. Для уменьшения влияния вибрации фундамента использована схема двухслойной сейсмической изоляции. Для уменьшения влияния переменной составляющей фоновой засветки предложено использовать дифференциальную схему включения фотоэлектронных преобразователей. Для уменьшения влияния электрических помех разработаны две измерительные схемы. Схему, основанную на линейной фильтрации при помощи набора дискретных резонаторов второго порядка, рекомендуется использовать в случае, если доля шума в сигнале менее 30%. Эта схема содержит минимум оптических элементов и проста в юстировке (рисунок 7). В случае зашумления сигнала более чем на 30%, рекомендуется использовать схему, основанную на адаптивной фильтрации по алгоритму RLS (рисунок 8). На рисунках 7 и 8 отсутствуют ЦАП и

АЦП, которые подразумеваются при формировании и приеме электрического сигнала.

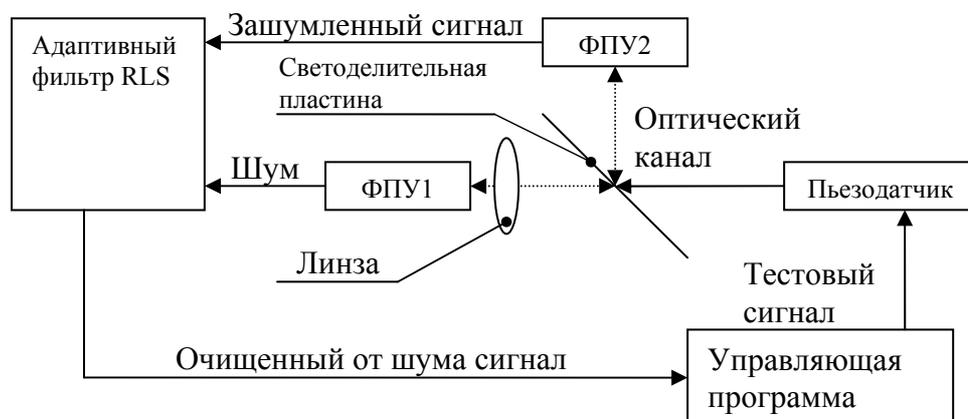


Рисунок 8 – Схема измерительной системы с адаптивным фильтром RLS

Схема, изображенная на рисунке 8, работает следующим образом. Оптический сигнал при помощи светоделительной пластинки делится на две части. Одна часть попадает через фокусирующую линзу на первое фотоприемное устройство ФПУ1, размеры окна которого позволяют регистрировать весь отраженный от пьезодатчика поток излучения. Вторая часть оптического сигнала попадает на второе фотоприемное устройство ФПУ2, окно которого имеет оптимальные размеры для выделения переменной составляющей излучения. Таким образом на выходе ФПУ1 будет присутствовать только шумовая составляющая сигнала (оценка шума), в то время как на выходе ФПУ2 будет присутствовать шум совместно с полезным сигналом. Шумовая составляющая сигнала и оценка шума будут коррелированы, так как электрический шум будет оказывать одинаковое воздействие на оба канала, что позволяет использовать адаптивный фильтр для восстановления полезной составляющей сигнала. Оценка шума используется как входной сигнал адаптивного фильтра, зашумленный сигнал играет роль образцового сигнала, выход ошибки адаптивного фильтра – фильтрованный от шума полезный сигнал. Такая схема предъявляет достаточно жесткие требования к юстировке оптических элементов. Также повышенные требования присутствуют к разбросу номиналов электронных схем ФПУ1 и ФПУ2, так как от этого разброса зависит степень коррелированности шума и шумовой оценки. Для корректной работы адаптивного фильтра коэффициент корреляции не должен быть ниже 0,75. При этом основное влияние на коррелированность оказывает разброс номиналов конденсаторов. Рекомендуемый допуск на соответствующие номиналы 5%, эксперимент показывает, что выполнение указанного требования позволяет получить коэффициент корреляции $\approx 0,9$. Усложнение измерительной схемы и ужесточение требований к до-

пускам является недостатком предложенного метода, однако при выполнении всех требований метод позволяет корректно восстанавливать даже сильно зашумленный сигнал (доля шума в сигнале 500% и более). Следовательно, область применения схемы с адаптивным RLS фильтром – высокоточные измерения в присутствии сильных электрических шумов.

Для обеспечения возможности контроля качества пьезорезонансного датчика по комплексному коэффициенту передачи предлагается следующий метод.

Производителем задается номинальный комплексный коэффициент передачи пьезорезонансного датчика ($\dot{G}_0(\omega)$) в одной точке при нормальных условиях и уровне влияния измеряемого воздействия, принимаемом за ноль. Так как на практике невозможно определить ККП в бесконечных пределах, производитель должен задать частотный диапазон, для которого определен $\dot{G}_0(\omega)$ в виде нижней и верхней граничных частот – ($f_n \dots f_b$). За пределами частотного диапазона, дифференциал модуля функции $\dot{G}_0(\omega) - \frac{\partial |\dot{G}_0(\omega)|}{\partial \omega}$ принимает ничтожно малое значение. Это условие означает, что за пределами заданной частотной области амплитуда колебаний от частоты практически не зависит либо зависит пренебрежимо мало по сравнению с рабочей областью. В рабочем диапазоне частот функция $\dot{G}_0(\omega)$ может быть задана несколькими способами. Самым универсальным является способ задания функции при помощи аналитической зависимости. Это может быть физически и практически обоснованная формула, либо результат интерполяции в виде, например, полинома. В случае невозможности представления $\dot{G}_0(\omega)$ в виде комплексной зависимости возможно приведение зависимостей отдельно для АЧХ - $A(\omega) = |\dot{G}_0(\omega)|$ и ФЧХ - $\varphi(\omega) = \arg(\dot{G}_0(\omega))$. В таком случае переход к ККП будет осуществляться по формуле:

$$\dot{G}_0(\omega) = A(\omega)\cos(\varphi(\omega)) + jA(\omega)\sin(\varphi(\omega)). \quad (13)$$

Параметр $\dot{G}_0(\omega)$ может быть также предоставлен в виде дискретного массива комплексных значений для ограниченного набора частот в рабочем диапазоне - $\langle \dot{G}_0(\omega_i) \rangle$, где $i=1, 2, 3 \dots N$, а N – количество частот. Дискретное представление реализуется наиболее просто, однако количество частот N должно быть выбрано разумно, чтобы избежать ситуации скачкообразного изменения амплитудной либо фазовой составляющей ККП между соседними дискретными частотами. Иначе говоря, длина вектора разности соседних значений функции $\dot{G}_0(\omega_i)$ на комплексной диаграмме - $\left| \dot{\Delta} \right| = \left| \dot{G}_0(\omega_i) - \dot{G}_0(\omega_{i+1}) \right|$ должна принимать минимальное

значение. Помимо номинального значения ККП ПРД производителю необходимо привести зависимость ККП от измеряемого параметра в виде:

$$G_{\Delta P}(\omega) = f(G_0(\omega), \Delta P), \quad (14)$$

где ΔP – изменение измеряемого параметра от нулевого уровня, $G_{\Delta P}(\omega)$ – соответствующее этому изменению значение ККП ПРД. Данная зависимость, как и $G_0(\omega)$, может быть получена исходя из физических соображений либо интерполяционным методом.

Для обеспечения контроля качества пьезорезонансных датчиков по измеренному ККП $G(\omega)$ и номинальному $G_0(\omega)$ необходимо задать числовые параметры, способные охарактеризовать степень их различия. В качестве таких параметров были выбраны следующие.

1. Максимальный модуль отклонения:

$$\Delta G_{max} = \text{Max}_{i=1}^N \left(\left| G(\omega_i) - G_0(\omega_i) \right| \right). \quad (15)$$

2. Дисперсия, которая для двух комплексных функций определена как:

$$D = \frac{\sum_{i=1}^N \left| G(\omega_i) - G_0(\omega_i) \right|^2}{N}. \quad (16)$$

3. Коэффициент корреляции:

$$\rho = \frac{\left| \sum_{i=1}^N \left(G(\omega_i) - \bar{G} \right) \left(G_0(\omega_i) - \bar{G}_0 \right)^* \right|}{N \sigma_0 \sigma}, \quad (17)$$

где

$$\bar{G} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N G(\omega_i), \quad (18)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N \left| G(\omega_i) - \bar{G} \right|^2}{N}}, \quad (19)$$

σ_0 и \bar{G}_0 определяется аналогично формулам (18) и (19), знаком «*» обозначена операция комплексного сопряжения.

Для контроля качества пьезорезонансных датчиков предложены следующие критерии:

-допуск на максимальный модуль отклонения ΔG_{max} , как главный критерий для грубой отбраковки;

-максимальная дисперсия D , характеризующая максимально допустимое усредненное отклонение $G(\omega)$ от $G_0(\omega)$;

- минимальный коэффициент корреляции ρ , главным образом определяющий максимально допустимое отклонение резонансных частот.

В заключении сформулированы основные выводы и результаты работы.

Заключение

В настоящей работе по результатам теоретических и экспериментальных исследований были разработаны метод и средство для контроля качества пьезорезонансных датчиков по комплексному коэффициенту передачи. На основе анализа результатов диссертационной работы получены следующие выводы и рекомендации.

1. На основе анализа существующих параметров и действующих стандартов было установлено, что существующие параметры, приведенные в ГОСТ 18669-73, ГОСТ 21712-83 и ГОСТ 27124-86, не в полной мере описывают поведение пьезорезонансного датчика как средства измерения и контроля. Предложено ввести новый контролируемый параметр - комплексный коэффициент передачи. Предложенный параметр необходим для описания работы пьезорезонансного датчика как средства измерения в соответствии с требованиями ГОСТ 8.009-84. Использование комплексного коэффициента передачи позволяет выявлять различия пьезорезонансных датчиков, имеющих одинаковые паспортные данные.

2. Разработаны два метода измерения комплексного коэффициента передачи по акустическим колебаниям поверхности пьезорезонансного датчика. Метод, в основу которого положено дискретное преобразование Фурье, рекомендуется для измерений в широком диапазоне частот с большим шагом по частоте, а также в случае необходимости определения только модуля комплексного коэффициента передачи. Этот метод целесообразно применять для экспресс-анализа комплексного коэффициента передачи. Для высокоточного измерения комплексного коэффициента передачи в узком частотном диапазоне рекомендуется метод, использующий дискретные резонаторы второго порядка, которые способны выделять из сигнала гармоники с частотой, равной резонансной частоте.

3. Моделирование оптико-электронной системы для измерения микроперемещений показало, что максимальная чувствительность и линейность зависимости сигнала на выходе фотоприемного устройства от искомого колебания поверхности пьезорезонансного датчика обеспечивается прямоугольным окном фотоприемника с размерами $(3\sigma_x) \times (6\sigma_y)$, где σ_x и σ_y – размеры лазерного луча по соответствующим осям и уровню 0,606 от максимальной интенсивности. Граница окна фотоприемника по оси x располагается в точке максимальной интен-

сивности лазерного луча, при этом точка максимальной интенсивности по оси y должна приходиться на середину окна. При указанных размерах окна фотоприемника погрешность начальной установки может лежать в пределах $\pm 0,5\sigma_x$, $\pm 0,5\sigma_y$ по осям x и y соответственно, что обеспечивает относительную систематическую погрешность выходного сигнала не более 2%.

4. Экспериментально получена величина абсолютной погрешности измерительной системы, которая составила 0,2 мкм. Теоретические расчеты хорошо согласуются с полученным результатом.

5. Разработан метод точного определения фазовой составляющей комплексного коэффициента передачи, отличающейся низкими вычислительными затратами и высокой помехозащищенностью.

6. Разработаны методы уменьшения влияния внешних факторов, таких как электрические шумы и фоновая засветка, что позволяет эксплуатировать измерительную систему для контроля качества пьезорезонансных датчиков не только в лабораторных условиях, но и в условиях производства.

7. Предложен метод контроля качества пьезорезонансных датчиков по комплексному коэффициенту передачи. В качестве критериев контроля предлагается использовать допуск на максимальный модуль отклонения, максимальную дисперсию и минимальный коэффициент корреляции между измеренным комплексным коэффициентом передачи и образцовым. Эти критерии позволяют осуществлять эффективный контроль качества, и применимы к большинству производимых на сегодняшний день пьезорезонансных датчиков.

Основные результаты диссертации изложены в следующих работах:

1. Воронов А.С. Виртуальная система контроля комплексного коэффициента передачи пьезоэлементов // Ползуновский альманах. – Барнаул, 2006. – №4. – С. 14-17.

2. Воронов А.С. Измерение разности фаз сигналов // Горизонты образования [Электронный ресурс]: научн.-образоват. журнал АлтГТУ / Алт. гос. техн. ун-т им. И.И. Ползунова. – Электронный журнал. – Барнаул: АлтГТУ, 1999. – Режим доступа: http://edu.secna.ru/publish/gorizonty_obrazovania/ – Загл. с экрана. – № гос. регистрации 0229905270. – 2007. – №9.

3. Воронов А.С. Контроль акустических параметров пьезоэлементов / А.С. Воронов, С.П. Пронин // Горизонты образования [Электронный ресурс]: научн.-образоват. журнал АлтГТУ / Алт. гос. техн. ун-т им. И.И. Ползунова. – Электронный журнал. – Барнаул: АлтГТУ, 1999. – Режим доступа: http://edu.secna.ru/publish/gorizonty_obrazovania/ – Загл. с экрана. – № гос. регистрации 0229905270. – 2007. – №9.

4. Воронов А.С. Реакция неселективного датчика на многочастотный гармонический тестовый сигнал / А.С. Воронов, В.С. Цуриков, С.П. Пронин // Ползуновский альманах. – Барнаул, 2006. – №4. – С. 18-20.

5. Воронов А.С. Теоретическое и экспериментальное исследование амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик пьезоэлементов / А.С. Воронов, В.С. Цуриков, С.П. Пронин // Вестник АлтГТУ. – Барнаул, 2006. – № 2. – С. 73-74.

6. Воронов А.С. Цуриков В.С., Пронин С.П. Программа для ЭВМ Программный анализатор (Анализатор). Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ, №2006610724. Дата регистр. 22.02.2006.

7. Воронов А.С. Оптико-электронная измерительная система для определения комплексного коэффициента передачи пьезоэлементов / А.С. Воронов, С.П. Пронин // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2007. – №3. – С.56–59.

