

ЮЖНО-УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

На правах рукописи



Бушуев Олег Юрьевич

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
ДАВЛЕНИЯ И ЧИСЛЕННЫЕ МЕТОДЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ ИХ
ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ

Специальность 05.13.18 – математическое моделирование, численные
методы и комплексы программ

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук,
профессор А.Л. Шестаков

Челябинск – 2015

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ПОДХОДОВ К ОЦЕНКЕ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДАВЛЕНИЯ.....	14
1.1 Актуальность разработки новых интеллектуальных датчиков с возможностью оценки их технического состояния в процессе эксплуатации.....	14
1.2 Способы реализации метрологического самоконтроля и диагностики неисправностей в измерительных устрой- ствах и подходы к моделированию средств измерения....	20
1.3 Анализ основных источников погрешности и причин вы- хода из строя преобразователей давления	27
1.4 Диагностика технического состояния преобразователя давления на основе компьютерного моделирования и оценки параметров его частотной характеристики	38
1.5 Цель и задачи исследования.....	49
ГЛАВА 2. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОНСТРУКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДАВЛЕНИЯ	51
2.1 Разработка системы компьютерного моделирования пре- образователя давления.....	51
2.2 Оценка частот собственных колебаний конструкции пре- образователя.....	62
2.3 Компьютерное моделирование дефектов конструкции преобразователя давления и исследование их влияния на частоты преобразователя.....	69
2.4 Применимость разработанной системы компьютерного моделирования в других областях.....	82

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2. .	91
ГЛАВА 3. ЧИСЛЕННЫЙ МЕТОД ОЦЕНКИ ЧАСТОТ В ВЫХОДНОМ СИГНАЛЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ И КОМПЛЕКС ПРОГРАММ.	93
3.1 Численный метод оценки частот в выходном сигнале пре- образователя и способы увеличения его точности.	93
3.2 Описание комплекса программ.	109
3.3 Оценка эффективности численного метода на основе вы- числительного эксперимента.	113
ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 3. .	119
ГЛАВА 4. ОЦЕНКА АДЕКВАТНОСТИ МОДЕЛИ И ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРЕДЛОЖЕННОГО ЧИСЛЕННОГО МЕТОДА НА ОСНОВЕ ДАННЫХ НАТУРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА.	121
4.1 Описание экспериментальной установки и способа опре- деления амплитудно-частотной характеристики преобра- зователей.	121
4.2 Сопоставление результатов компьютерного моделирова- ния с экспериментальной оценкой влияния дефектов пре- образователя давления на его амплитудно-частотную ха- рактеристику	132
4.3 Анализ эффективности использования численного метода для оценки частот в реальном сигнале	140
ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 4. .	148
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.	149
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	153
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	154
ПРИЛОЖЕНИЯ.	173
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Акт о внедрении.	173

ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ №2012618476.....	174
ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ №2012618475.....	175
ПРИЛОЖЕНИЕ 4. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ №2014616698.....	176
ПРИЛОЖЕНИЕ 5. Патент на изобретение №2466368.....	177

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наблюдается рост интереса со стороны промышленности к так называемым интеллектуальным средствам измерения, обладающим большими возможностями по сравнению с традиционными средствами измерения. В соответствии с ГОСТ Р 8.673-2009, интеллектуальным датчиком является такой датчик, параметры и/или алгоритмы работы которого в процессе эксплуатации могут изменяться в зависимости от сигналов содержащихся в нем преобразователей, а также который обладает функцией метрологического самоконтроля, то есть обеспечивает автоматическую проверку того, находится ли его текущая погрешность измерений в заданных пределах.

В ряде случаев, когда метрологический самоконтроль еще не реализован, необходимым является обеспечение возможности оценки и/или диагностики технического состояния средства измерения, менее информативной, чем метрологический самоконтроль, но важной для принятия решения об использовании данного устройства в технологическом процессе. Контроль технического состояния датчиков в процессе эксплуатации позволит повысить безопасность технических систем, предотвращать аварийные ситуации на ранней стадии, увеличить межповерочный интервал средств измерения, что в свою очередь имеет положительный экономический эффект. Это обуславливает актуальность научной проблемы поиска принципов и способов диагностики состояния датчиков, в частности датчиков давления.

Как правило, диагностика технического состояния объекта или системы осуществляется на основе избыточности – пространственной или информационной. В случае информационной избыточности особое значение приобретает модель объекта или системы и вычислительные методы, применяемые для оценки параметров данного объекта или системы. Это обстоя-

тельность определяет неразрывную связь способов диагностики технического состояния объектов с моделированием и используемыми численными методами, причем для сложных систем и объектов необходимым является применение машинных методов вычислений и компьютерного моделирования.

Вопросами разработки и исследования методов обнаружения и диагностики неисправностей в технологических процессах и системах в разное время занимались Р. Айзерманн [107-109], В. Венкатасубраманиан [133-135], Р. Паттон [116-117, 120], И.В. Рудакова [119], Л.А. Русинов [119], С. Симани [120], К. Стивен [122], Дж. Чен [117] и многие другие. В развитие теории самоаттестации средств измерений внесли большой вклад Д. Кларк [84, 99, 139], М. Генри [99-100], Дж. Янг [139]. Общие вопросы метрологического самоконтроля разрабатывали Ю.В. Бакшеева [11-12, 30], К.В. Сапожникова [11-12, 30, 50-53, 55-56, 60-62], Р.Е. Тайманов [11-12, 30, 51-53, 55-56, 60-62]. К сожалению, данные работы, как правило, имеют общий характер, или направлены на диагностику состояния электрической части датчиков. Задача диагностики технического состояния датчика давления и его основной части – измерительного преобразователя – в упомянутых работах не решена.

Данное диссертационное исследование посвящено компьютерному моделированию дефектов конструкции преобразователей давления и разработке численного метода оценки изменения технического состояния преобразователей на основе анализа их выходного сигнала. Моделированием преобразователей давления и их элементов занимались Е.М. Белозубов [13], В.А. Васильев [13, 20], М. Зарник [141], А.И. Козлов [36-37], А.В. Пирогов [36-37, 49], В.М. Стучебников [19, 36-37, 58-59], А.О. Чернявский [68]. Но, к сожалению, создаваемые модели, как правило, носят конкретный характер, связанный с решаемой задачей, и не подходят для анализа дефектов преобразователей давления.

В диссертационном исследовании разработана система компьютерного моделирования преобразователей давления на основе метода конечных элементов с использованием среды ANSYS. Компьютерная модель используется для расчета собственных колебаний конструктивных элементов преобразователей и исследования влияния неисправностей (дефектов конструкции) преобразователя на его амплитудно-частотную характеристику. Изучение модели позволяет провести теоретическое исследование и обосновать возможность диагностики технического состояния преобразователя на основе анализа его амплитудно-частотной характеристики.

Представление преобразователя в виде линейной системы с колебательными звеньями и модель выходного сигнала преобразователя используется для изучения влияния параметров конструкции преобразователя на его выходной сигнал, разработки и анализа эффективности численного метода оценки частот в выходном сигнале. Методы оценки частотного спектра сигнала датчиков исследовали М.Г. Мясникова [46, 66], А.Г. Терехина [63], Б.В. Цыпин [66-67]. К сожалению, в данных работах не рассматривается задача точной оценки частот сигнала в условиях низкого отношения сигнал/шум (до 10 дБ), требующая разработки специальных численных методов.

Несмотря на наличие исследований в данной области, задача создания моделей, численных методов и алгоритмов оценки изменения технического состояния преобразователя давления на основе анализа его амплитудно-частотной характеристики полностью не решена и рассматривается в данном диссертационном исследовании.

Цель работы – разработка системы компьютерного моделирования преобразователя давления и численного метода оценки изменения его амплитудно-частотной характеристики, реализованного в виде комплекса программ, для диагностики технического состояния преобразователя.

Основные задачи исследования.

1. Анализ современных подходов к моделированию преобразователей давления и оценке изменения их технического состояния.
2. Разработка системы компьютерного моделирования преобразователей давления и исследование влияния различных дефектов конструкции преобразователя на его амплитудно-частотную характеристику.
3. Разработка численного метода оценки частот в выходном сигнале преобразователя.
4. Реализация численного метода в виде комплекса проблемно-ориентированных программ.
5. Анализ эффективности разработанного численного метода на основе вычислительных и натурных экспериментов.

Методы исследования. При выполнении работы для разработки численного метода использовались методы вычислительной математики, теории алгоритмов, математический аппарат теории цифровых измерений и обработки сигналов. Для теоретического исследования возможности диагностики технического состояния преобразователя давления на основе анализа его частотных характеристик использовались теория линейных цепей и сигналов, теория систем и автоматического управления, теория механических колебаний, теория метода конечных элементов. Для проведения экспериментов использовались методы статистического анализа, методы спектрального анализа сигналов, элементы теории планирования эксперимента. Для моделирования и расчетов использовались средства системы компьютерной математики MATLAB и методы компьютерного моделирования пакета ANSYS.

Научная новизна работы:

В области математического моделирования

1. Разработана система компьютерного моделирования преобразователя давления, включающая в себя создание отдельных деталей конструкции преобразователя, объединение элементов посредством связей в единый объект и получение на основе расчетов оценок частот собственных колебаний конструкции преобразователя.

2. Проведено компьютерное моделирование преобразователей давления для исследования влияния дефектов конструкции преобразователя на его амплитудно-частотную характеристику, получены количественные оценки ожидаемого изменения значений частот вследствие различных дефектов.

В области численных методов

3. Разработаны численные методы увеличения точности оценки частот в выходном сигнале преобразователя давления с низким отношением сигнал/шум (до 10 дБ).

4. Разработан численный алгоритм оценки технического состояния преобразователя давления на основе анализа его амплитудно-частотной характеристики.

В области комплексов программ

5. Написан комплекс программ на языке MATLAB, реализующий разработанные численные методы и алгоритмы.

6. Реализованы программные модули для регистрации и обработки выходного сигнала преобразователя давления и автоматизации исследований его амплитудно-частотной характеристики.

Теоретическая значимость работы состоит в обосновании возможности оценки технического состояния преобразователей давления на основе анализа частотного спектра выходного сигнала, а также в получении

аналитической формулы для вычисления оптимальной частоты дискретизации, повышающей точность оценки для заданного набора частот. На основе компьютерного моделирования, расчетов и экспериментальных исследований показана возможность использования амплитудно-частотной характеристики преобразователя давления для диагностики его технического состояния. Полученные теоретические результаты вносят вклад в развитие теории технической диагностики приборов и систем и цифровой обработки сигналов.

Практическая значимость работы состоит в получении количественных оценок ожидаемого изменения значений частот вследствие различных дефектов преобразователя, создании численных алгоритмов и программ для оценки частот в выходном сигнала преобразователя давления. Показана применимость разработанной системы компьютерного моделирования в различных областях, где неисправности и отказы оказывают влияние на частотные характеристики диагностируемых объектов, что справедливо для таких отраслей, как приборостроение, автомобиле- и двигателестроение, строительство, эксплуатация зданий и сооружений. Использование разработанного численного метода повышает точность оценки амплитудно-частотной характеристики преобразователя давления и позволяет осуществлять контроль технического состояния преобразователя давления на основе анализа его выходного сигнала.

Реализация и внедрение результатов. Основные результаты работы были внедрены при выполнении ПНИР «Разработка и исследования методов оценки состояния преобразователя давления в ходе технологического процесса» (гос. контракт №П465) и «Исследование влияния внешних условий и технического состояния первичного измерительного преобразователя давления на его частотную характеристику» (соглашение №14.132.21.1601 от 01 октября 2012 года) в рамках федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013

годы, при выполнении работ по темам «Исследование основных принципов идентификации состояния и самодиагностики первичных преобразователей информации», «Методы диагностики собственного состояния преобразователей давления», а также при выполнении НИР грантов ПГ «Метран» в 2008 и 2011 годах.

Результаты работы внедрены в деятельности предприятия ФГУП «Завод «Прибор» (г. Челябинск) в качестве инструкции по виброакустическому методу контроля качества сборки сенсоров датчиков давления. Также часть результатов работы вошла в учебную программу курса повышения квалификации «Современное состояние и перспективы развития интеллектуальных самоаттестующихся средств измерения» (Институт дополнительного образования ЮУрГУ, 2011 г.) и используется в учебном процессе подготовки бакалавров и магистров по направлению «Приборостроение» (курсы «Компьютерные технологии в приборостроении», «Интеллектуальные средства измерения»). По теме диссертационного исследования получено 2 патента на изобретения, 1 патент на полезную модель и 3 свидетельства о регистрации программы для ЭВМ.

Апробация работы. Результаты работы докладывались на Всероссийской научно-практической конференции молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации» (г. Новосибирск, 2009, 2010, 2011, 2012 гг.); Международной научно-практической конференции «Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации» (г. Пенза, 2010 г.); Всероссийской научно-практической конференции «Инновации и актуальные проблемы техники и технологии» (г. Саратов, 2010 г.); Научной конференции аспирантов и докторантов ЮУрГУ (г. Челябинск, 2011, 2012 гг.); Международной научно-практической конференции «Фундаментальные и прикладные проблемы приборостроения и информатики» (г. Сочи, 2011 г.); Российской конференции с международным участием «Технические и программные средства систем управления, контроля и измерения» (г. Москва,

2012 г.); Международной научной конференции «Системы компьютерной математики и их приложения» (г. Смоленск, 2012 г.); Международной конференции по телекоммуникациям и обработке сигналов (г. Прага, Чешская республика, 2012 г.); Международной конференции по вейвлетам и их приложениям (г. Санкт-Петербург, 2012 г.); XX и XXI Всемирных конгрессах международной конфедерации по измерениям ИМЕКО (г. Пусан, Республика Корея, 2012 г. и г. Прага, Чешская республика, 2015 г.); Международной научно-практической конференции «Измерения: состояния, перспективы развития» (г. Челябинск, 2012 г.); Международной научно-технической конференции с элементами научной школы для молодых ученых, (г. Пенза, 2012 г.).

Публикации. Всего по теме диссертации опубликовано 17 работ [148-164], в том числе 5 статей в отечественных изданиях из перечня ВАК [148, 150-153] и 1 в зарубежном издании, входящем в рецензируемую международную базу данных SCOPUS [149], 2 патента на изобретения [159-160], 1 патент на полезную модель [161] и 3 программы для ЭВМ [162-164]. Из работ, выполненных в соавторстве [148-149, 151-152, 155], в диссертацию включены только результаты, полученные ее автором.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы из 164 наименований, изложенных на 172 страницах машинописного текста, включая 62 рисунка, 19 таблиц и 5 приложений.

На защиту выносятся следующие результаты, соответствующие трем пунктам паспорта специальности 05.13.18 – математическое моделирование, численные методы и комплексы программ по техническим наукам.

В рамках разработки систем компьютерного моделирования (п. 8 паспорта специальности):

1. Система компьютерного моделирования преобразователей давления.

2. Компьютерное моделирование дефектов конструкции преобразователя для определения количественных оценок изменения значений частот собственных колебаний конструкции преобразователя давления вследствие различных дефектов.

В рамках разработки эффективных вычислительных методов с применением современных компьютерных технологий (п. 3 паспорта специальности):

3. Алгоритм и аналитическая формула для определения оптимальной частоты дискретизации сигнала, повышающей точность оценки частотных компонент сигнала.

4. Численный метод оценки частот в выходном сигнале преобразователя давления.

5. Теоретическое и экспериментальное обоснование эффективности предложенного численного метода и возможности его использования для оценки технического состояния преобразователя давления.

В рамках реализации численных методов и алгоритмов в виде комплексов проблемно-ориентированных программ (п. 4 паспорта):

6. Комплекс программ для регистрации и оценки частот выходного сигнала преобразователя давления с низким отношением сигнал/шум (до 10 дБ), включающий в себя:

– программный модуль для регистрации и обработки электрических сигналов первичных измерительных преобразователей давления;

– программный модуль для автоматизации исследований амплитудно-частотной характеристики первичных измерительных преобразователей давления;

– программные модули для оценки частот в выходном сигнале преобразователей давления;

– вспомогательные программы для вычисления необходимых параметров метода оценки частот в выходном сигнале преобразователей.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ПОДХОДОВ К ОЦЕНКЕ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДАВЛЕНИЯ

1.1 Актуальность разработки новых интеллектуальных датчиков с возможностью оценки их технического состояния в процессе эксплуатации

В настоящее время наблюдается рост интереса со стороны промышленности к так называемым интеллектуальным средствам измерения, обладающим большими возможностями по сравнению с традиционными средствами измерения. Это вызвано, с одной стороны, необходимостью обеспечения максимального срока службы прибора без необходимости его демонтажа и обслуживания при сохранении метрологических характеристик и надежности, с другой стороны, необходимостью обеспечения уверенности в том, что датчик работает надлежащим образом, соответствует предъявляемым к нему требованиям, а не отклоняется в виду нарушения технических условий при его изготовлении или влияния на него каких-либо случайных факторов. Особенно велика потребность в таких приборах в радиохимической и аэрокосмической промышленности, где регулярный демонтаж датчика невозможен или затруднен.

В то же время наблюдается несоответствие большинства «интеллектуальных» датчиков, представленных сегодня на рынке, требованиям, которые предъявляются к ним, например, со стороны ГОСТ Р 8.673-2009. В данном документе излагаются основные термины и определения, касающиеся интеллектуальных датчиков и систем измерения. Так, в нем говорится, что интеллектуальным датчиком называется «адаптивный датчик с функцией самоконтроля» [23]. Под адаптивным датчиком в данном случае понимается конструктивно обособленное устройство, содержащее один или несколько первичных измерительных преобразователей, «параметры и/или алгоритмы

работы которого в процессе эксплуатации могут изменяться в зависимости от сигналов содержащихся в нем преобразователей». Под метрологическим самоконтролем понимается «автоматическая проверка метрологической исправности датчика в процессе его эксплуатации, осуществляемая с использованием принятого опорного значения, формируемого с помощью встроенного в датчик средства (измерительного преобразователя или меры) или выделенного дополнительного параметра выходного сигнала» [23]. Другими словами, интеллектуальный датчик обеспечивает автоматическую проверку того, находится ли его текущая погрешность измерений в заданных пределах. Состояние датчика, при котором его погрешность в процессе эксплуатации в рабочих условиях находится в установленных пределах, и называют метрологической исправностью.

В соответствии с [24] метрологический самоконтроль направлен на снижение вероятности получения недостоверной измерительной информации в течение межповерочного или межкалибровочного интервала, т.е. снижении риска возникновения необнаруженного метрологического отказа и обусловленных этим отказом последствий; обоснование изменения межповерочного или межкалибровочного интервала в зависимости от остаточного метрологического ресурса; сокращение эксплуатационных затрат за счет уменьшения числа проверок или калибровок, а также снижении затрат на устранение последствий нарушения технологических процессов, вызванных метрологическими отказами. По результатам метрологического самоконтроля может быть осуществлена оценка остаточного метрологического ресурса прибора; произведено изменение межповерочного или межкалибровочного интервала; скорректирована функция преобразования измерительного преобразователя датчика.

Для того чтобы «интеллектуальные» измерительные приборы удовлетворяли предъявляемым к ним требованиям, их разработчики и производи-

тели должны закладывать в них тот или иной способ или алгоритм метрологического самоконтроля. На наш взгляд, современное развитие измерительной техники не позволяет произвести мгновенный переход к интеллектуальным средствам измерения, обеспечивающим в полной мере метрологический самоконтроль. Для его обеспечения необходимо проведение масштабных научных исследований, направленных, в том числе, на выявление критической составляющей погрешности средства измерения, формирование пригодных для контроля параметров, характеризующих эту погрешность, разработка конструкторских решений, позволяющих внедрить принцип самоконтроля в средство измерения.

В ряде случаев, когда метрологический самоконтроль еще не реализован, необходимым является обеспечение возможности оценки и/или диагностики технического состояния средства измерения, важной для принятия решения об использовании данного устройства в технологическом процессе. Диагностика технического состояния или диагностика неисправностей может являться частью метрологического самоконтроля или самоаттестации [105]. Под самодиагностикой или самоконтролем в данном случае понимается автоматическая диагностика своего технического состояния или проверка метрологической исправности самим устройством в соответствии с заложенным алгоритмом. Так или иначе, необходимым шагом к обеспечению самодиагностики и самоконтроля является исследование признаков и параметров, по которым можно судить о состоянии сенсора, и разработка алгоритмов, позволяющих осуществлять наблюдение за данными параметрами и принимать решение в случае их отклонения от опорных значений. Это обуславливает актуальность научной проблемы поиска принципов и способов диагностики состояния датчиков, что также относится к таким распространенным датчикам давления, как тензометрические.

Под техническим состоянием объекта, как правило, понимают определенный набор свойств объекта, определяющих его функционирование. В

зависимости от изменения, появления или исчезновения свойств выделяют [19] такие ненормальные технические состояния объекта, как неисправность, неработоспособность, неправильное функционирование и не функционирование. В теории диагностирования с понятием технического состояния тесно связано понятие дефект. Под дефектом в общем случае понимается «недопустимое отклонение от нормы» [19]. Применительно к техническим объектам дефект – это такое изменение, наличие которого ведет к нарушению системы свойств объекта. В данной работе рассматриваются такие состояния преобразователя, при которых имеют место дефекты, которые влияют на его функционирование, но еще не привели к выходу его из строя и не диагностируются обычными средствами наблюдения.

Вопросы диагностики систем и механизмов, в их общем понимании, начали развиваться одновременно с появлением контрольно-измерительной аппаратуры, то есть с конца 19-века. В это время процесс контроля сводился, в основном, к проверке нахождения измеряемой величины в допустимых пределах. Стандартным оборудованием предприятий 1935 г. для контроля технологического процесса были графические регистраторы, а позднее – печатающие устройства. Позднее, в 1960-х гг. стали доступны аналоговые контроллеры на базе транзисторов с различными пороговыми устройствами. Однако, несмотря на то, что в это время уже можно было использовать методы спектрального анализа, например, на основе полосовых фильтров, по-прежнему в это время основным алгоритмом обработки производственной информации была пороговая обработка.

Развитие диалоговых систем контроля после 1960 г. открыло путь для появления улучшенных методов контроля, таких как анализ трендов. В 1968 г. появление программируемых логических контроллеров дало возможность создать защитные устройства на базе электромеханических реле, что упростило разработку систем защиты.

Появление в 1971 г. микроконтроллеров и децентрализованных систем контроля в 1975 г. дало начало более эффективным методам контроля, базирующихся на достаточно сложных алгоритмах и, собственно, к появлению алгоритмов диагностики и обнаружения неисправностей. Первые публикации по методам диагностики, основывающихся на моделях сигналов, были посвящены аэрокосмическим системам [84, 89, 112, 143] и химическому производству [108]. Эти исследования привели к созданию концепции обнаружения и изоляции неисправностей (FDI – Fault Detection and Isolation) [100], которая в настоящее время также иногда называется обнаружение и диагностика неисправностей (FDD – Fault Detection and Diagnosis) [114].

Концепция FDI предполагает последовательную реализацию нескольких этапов. Сначала разрабатывается модель процесса. Затем специальные программные средства осуществляют контроль соответствия между данными и моделью (обнаружение неисправности). После регистрации несоответствия определяется, какой именно компонент системы (датчик, исполнительное устройство или что-нибудь иное) его вызвал. На завершающем этапе система должна отреагировать на выявленную неисправность наиболее адекватным образом. В рамках данной концепции были развиты два направления. Первое направление основано на использовании информационной избыточности [101-102, 113, 123]. Второе основано на некоторых качественных моделях, которые получают исходя из эвристических соображений. Ко второму направлению можно отнести различные техники, такие как экспертные системы [136-137], нейронные сети [109-110], сети Петри [120], нечеткая логика [138].

В 1988 году на факультете инженерных наук Оксфордского университета был основан проект SEVA, целью которого стало создание прототипов нового поколения интеллектуальных и самоаттестующихся датчиков. В 1993 году доктором М. Генри и его коллегами была выдвинута новая модель

датчика, которую они называли SEVA (self-validating sensor) [105]. В русский язык эта концепция вошла под названием «самоаттестации» [21]. В основе данной концепции лежит объединение трех областей: цифровых технологий, диагностики неисправностей и метрологии. Основное внимание в концепции уделяется оценке качества измерений и при возможности поддержание требуемого качества даже при наличии неисправности датчика. Работы М. Генри и его коллег позволили создать национальный британский стандарт BS-7986 [87], регламентирующий использование интеллектуальных самоаттестующихся средств измерения.

В данном представлении самодиагностика является частью самоаттестации, то есть диагностика ограничивается выявлением неисправности и указанием ее типа, а аттестация подразумевает выявление того, как данная неисправность влияет на качество измерения (метрологию) и, если это возможно, осуществление коррекции результата измерения.

Разработка средств измерения с возможностью метрологического контроля с целью увеличения межповерочного интервала велась в России с конца 80-х годов прошлого века [26, 55-57, 66]. Подход к метрологическому обеспечению на основе самоконтроля (автоматического метрологического контроля) был впервые предложен Р.Е. Таймановым и К.В. Сапожниковой на семинаре в Институте машиноведения АН ССР в 1985 г. С 1985 по 1992 г. был опубликован ряд статей и докладов на эту тему. Параллельно в конце 80-х годов на Украине, во Львове (в НПО «Система» и Львовском политехническом институте) также были развернуты работы в этом направлении [15]. Тогда же был подготовлен и утвержден первый нормативный документ – Рекомендация МИ 2021-89. ГСИ. Метрологическое обеспечение гибких производственных систем. Основные положения [48] – в котором был введен термин «метрологический диагностический контроль» и эта операция рекомендована для значительного увеличения интервала между поверками.

Развитие концепции самоаттестации и самоконтроля породило дискуссию о терминах и понятиях, связанных с новым типом датчиков [58, 68, 132-133]. В настоящее время идея отечественных ученых носит название метрологического самоконтроля, который подразумевает автоматическую проверку метрологической исправности датчика в процессе его эксплуатации [67, 129-131, 134]. По опыту британских коллег во ВНИИМ им. Д.И. Менделеева были разработаны отечественные ГОСТ Р 8.673-2009 и ГОСТ Р 8.734-2011.

В концепциях метрологического самоконтроля и самоаттестации предполагается не просто наличие механизма диагностики неисправностей, но выход на «качество измерений», указание статуса результата измерения (достоверный, экстраполированный, недостоверный и др.). Несмотря на то, что общий подход к обеспечению самодиагностики и самоконтроля хорошо описан, актуальной задачей является создание моделей и разработка диагностических стратегий для конкретных типов измерительных устройств.

1.2 Способы реализации метрологического самоконтроля и диагностики неисправностей в измерительных устройствах и подходы к моделированию средств измерения

Исследования с целью создания датчиков с функцией метрологического самоконтроля (самоаттестации) начались за несколько лет до появления концепции метрологического самоконтроля (самоаттестации). В настоящее время известен целый ряд публикаций, посвященных датчикам разных физических величин, использующих разные физические явления и диагностические стратегии для обеспечения метрологического самоконтроля. Предложены интеллектуальные датчики давления [9, 43, 62, 67, 81, 88, 98],

датчики температуры [8, 32, 61, 82-83, 86, 147], датчик разбавленного кислорода [90], датчики расхода [103-104, 106, 148-149], расстояния [26], удельной электропроводимости [27], способ самоаттестации акселерометра [85] и другие. Обзоры датчиков с функцией метрологического самоконтроля или самоаттестации даны в [67, 97]. Современные публикации, посвященные диагностике отдельных средств измерения, а также разработка и принятие ГОСТ, описывающих основные термины и методы, касающиеся обеспечения самоконтроля, свидетельствуют об актуальности данного научного направления.

Часть современных работ [9, 62, 67, 81, 88, 98] посвящена датчикам давления, в том числе основанным на тензо- и пьезоэффектах. В работе [67] описаны несколько примеров реализации метрологического самоконтроля в датчиках давления. Так, в [43] диагностический параметр вводится на основе пространственной избыточности. В датчике давления мембрана жестко связана с плунжером, перемещение которого внутри индуктивного преобразователя формирует выходной сигнал. В датчик введен электромагнит, катушка которого также охватывает плунжер. Подавая фиксированное значение тока на катушку электромагнита, можно перемещать мембрану, имитируя определенное приращение давления, реализуя тестовый режим. В качестве диагностического параметра используют изменение выходного сигнала в результате фиксированного изменения тока электромагнита.

Пространственная избыточность используется также для диагностики датчика давления с упругим первичным измерительным преобразователем в [9, 81]. В таком преобразователе, например, трубке Бурдона, критическая составляющая погрешности, как правило, обусловлена остаточными деформациями, возникающими в процессе эксплуатации [67]. Точкой съема измерительной информации в трубке Бурдона является ее свободный конец (точка А), перемещение которого измеряется при изменении давления. Ме-

сто расположения точки съема дополнительной информации (точка В) выбирается таким образом, чтобы остаточные деформации различно влияли на перемещение трубки в зонах точек А и В. В качестве диагностического параметра используется отношение перемещений этих точек.

В [62] предложены общие соображение о том, как необходимо осуществлять контроль метрологической исправности датчика неэлектрической величины. Согласно данному способу в чувствительном элементе измерительного преобразователя выделяют части, имеющие различную чувствительность к фактору, влияющему на метрологическую исправность преобразователя, а в процессе эксплуатации периодически измеряют значения сигналов от этих частей и по ним судят о метрологической исправности преобразователя. Устройство для осуществления способа может являться измерительным преобразователем давления. Оно использует чувствительный элемент, части которого имеют различную чувствительность к влияющему на метрологическую исправность преобразователя фактору. Преобразователи сигналов с этих частей чувствительного элемента подключены к блоку измерения и контроля. Это позволяет проводить контроль метрологической исправности измерительного преобразователя непосредственно в процессе его эксплуатации.

В работе [88] рассматривается интеллектуальный волоконно-оптический датчик давления, в котором организован метрологический самоконтроль на основе информационной избыточности. Выходной сигнал датчика зависит от изменения длины полости резонатора, вызываемый приложенным давлением, а также от изменения центральной длины волны первичного преобразователя, обусловленного настройкой перестраиваемого фильтра. Эти две зависимости формируют информационную избыточность. Критическая составляющая погрешности датчика связана с остаточной деформацией резонатора и появлением остатков на его поверхности, что может быть обнаружено предложенным способом.

В работе исследователей из Харбинского технологического института [98] предлагается новый образец датчика давления с метрологическим самоконтролем. Предложенный образец датчика основан на использовании плоской круглой мембраны с расположенными на ней различными группами тензодатчиков, часть которых используется для измерения давления, а другие – для калибровки. Задача диагностики формулируется в терминах концепции SEVA, предложенной М. Генри, и звучит следующим образом: исследовать теорию и подходы к технологии создания самоаттестующихся датчиков и разработать образец самоаттестующегося датчика давления. В статье предложено решение для всех этапов самоаттестации: разработана особая конструкция преобразователя, предложен метод обнаружения и диагностики неисправностей, методы вычисления параметров самоаттестации и разработан передатчик, основанный на системе процессоров с двойной обработкой сигналов.

Статья преимущественно посвящена вопросу разработки той части датчика, которая отвечает за обработку и передачу сигнала измерительного преобразователя, причем основана на структурной избыточности, предполагая использование 32 тензорезисторов. В качестве неисправностей приводятся: появление в мосту тока или напряжения смещения; нарушение моста; импульсный шум в линии питания или заземления; нестабильность питания моста; старение тензорезисторов; нарушение вывода моста; электромагнитные помехи от источника питания; блокировка измерительной линии; нарушение входа моста. Эти неисправности, как правило, не характеризуют состояние самого чувствительного элемента, и не учитывают дефекты, которые могут произойти с мембраной, например, в результате гидравлического удара или пульсаций давления. Кроме того, при использовании 28 одинаковых тензорезисторов нет гарантии, что уход их параметров не будет одновременным.

Для создания и выпуска самоаттестующихся датчиков важно понимание взаимосвязи между погрешностью измерений и возникающими в системе неисправностями. Для этого необходимы масштабные исследования по систематизации основных видов неисправностей, разработке алгоритмов их поиска и реализации технических методов восстановления работоспособности. Решению этих задач, а именно разработке методов обнаружения и устранения неисправностей конкретных видов датчиков, посвящено большое количество современных зарубежных исследований: [91, 93-96, 111, 135, 142, 144, 146-147, 149] и др. Данные исследования охватывают разнообразные математические подходы для решения формализованной задачи обнаружения и диагностики неисправностей сенсора. Большая часть работ посвящена исследованию датчиков в системах кондиционирования помещений и системах управления автомобилем.

В [111] рассматривается диагностика кремниевого пьезорезистивного датчика давления путем измерения низкочастотного шума. Благодаря тому, что уровень шума в низкочастотной области (от 10 до 100 Гц) зависит от качества оксидной поверхности, возможно контролировать качество образца путем измерения шума после того, как в датчик залито масло и закончен процесс герметизации. В статье проведен теоретический анализ зависимости шума от качества оксида, разработана модель шума и произведены эксперименты, показывающие, что уровень низкочастотного шума может быть использован для оценки качества образца.

В работах группы английских ученых [79-80, 107, 152-153] исследована возможность диагностики технического состояния расходомеров, преобразователей давления различной конструкции и приборов на их основе путем анализа выходного сигнала измерительного преобразователя и идентификации его передаточной характеристики.

В работе [147] описана разработка конечно-элементной модели керамического датчика давления и ее использование в задаче диагностики неисправностей датчика. Метод, описанный в статье, состоит в том, что сначала тестируют объект, подгоняют под него модель, затем модель используют для различных нужд, среди которых может быть и диагностика неисправностей. В основной части статьи рассматривается преобразователь давления, структура которого содержит диафрагму с четырьмя тонкопленочными резисторами, являющимися тензометрическими. Дано описание модели преобразователя, основанной на численных отношениях между напряженностью, удельным сопротивлением и механическими напряжениями, а также проверка модели с помощью экспериментов. Модель используется для диагностики неисправностей следующим образом. Производят измерение относительного изменения сопротивления резисторов в зависимости от приложенного давления и сравнивают с ожидаемой зависимостью. Отклонение в графике изменения данной величины для хотя бы одного из резисторов служит критерием для обнаружения неисправности, причем по виду отклонения можно сделать предварительные выводы о характере неисправности: неровное нанесение резисторов, неточное прикрепление диафрагмы и т.п.

Конечно-элементная модель также является средством для проверки различных гипотез о происхождении ошибки, позволяя осуществлять локализацию неисправностей. Использование конечно-элементной модели позволяет избежать необходимости экспериментального подтверждения диагностических гипотез, часто приводящего к разрушению материала.

К сожалению, данный подход не лишен недостатков. В первую очередь это связано с необходимостью разработки адекватной модели преобразователя, для чего может потребоваться учет большого числа параметров, что в свою очередь невозможно без масштабных экспериментальных исследований. Безусловно, использование модели является важным этапом при

разработке диагностической стратегии, но если построение конечно-элементной модели само по себе является частью алгоритма диагностики неисправностей, то это может привести к снижению ее работоспособности и возникновению вычислительных трудностей. Кроме того, в данной статье не рассмотрены такие возможные неисправности, как изменение толщины мембраны в результате коррозии, налипание грязи и др.

Известны и другие работы, посвященные моделированию преобразователей давления или их конструктивных элементов. В [38-39] проведен расчет напряженного состояния поверхности чувствительных элементов на основе структур «кремний-на-сапфире» в двухслойных тензопреобразователях давления и соответствующих изменений сопротивлений тензорезисторов, расположенных на ЧЭ. Расчет напряженного состояния проводился методом конечных элементов для конкретного типа ТП с учетом влияния формы штуцера и сварных швов конструкции. Разработанная программа расчета напряженного состояния позволяет оптимизировать упругие мембраны ТП с целью получения наилучших метрологических характеристик датчиков на их основе.

Работа [10] посвящена вопросам моделирования деформаций мембран датчиков давления, в ней приводятся аналитические формулы, позволяющие путем численных расчетов установить деформации мембран с жестким центром и выбрать оптимальное расположение тензорезисторов на мембране. К сожалению, данные работы не рассматривают влияние дефектов конструкции ТП на его параметры и метрологические характеристики.

Таким образом, на основе анализа литературных источников мной было установлено, что до сих пор задача диагностики состояния наиболее важной части датчика давления – измерительного преобразователя – полностью не решена и является актуальной. Несмотря на то, что идея самоконтроля не ограничивается диагностикой состояния, обнаружение возни-

кающих неисправностей является важной частью самоконтроля. Этим обусловлена необходимость разработки соответствующих моделей и методов, позволяющих обнаружить неисправность и определить ее тип.

1.3 Анализ основных источников погрешности и причин выхода из строя преобразователей давления

В соответствии с ГОСТ Р 8.734-2011 [24] выбор метода метрологического самоконтроля при разработке интеллектуального средства измерения должен опираться на результаты анализа составляющих погрешности датчика. Анализ составляющих погрешности включает в себя как выявление источников погрешности, так и определение критической составляющей погрешности. При выявлении источников погрешности, нарастающей в процессе эксплуатации, рекомендуется, в частности, осуществить следующие этапы:

- анализ ожидаемых условий эксплуатации;
- анализ публикаций в научно-технической литературе, касающихся причин возникновения погрешностей аналогов;
- анализ опыта эксплуатации аналогов по сведениям о причинах метрологических отказов в процессе эксплуатации;
- выявление «слабых звеньев» аналогов (под «слабыми звеньями» понимают элементы и узлы конструкции, изменение характеристик которых, в том числе вследствие изменения свойств материалов, может со временем привести к существенному росту погрешности).

В [24] указывается, что возникновение погрешности в процессе эксплуатации, в основном, обусловлено:

а) изменением характеристик материалов, элементов и узлов конструкции, а также технологических процессов (при их полном соответствии конструкторско-технологической документации);

б) повреждениями, вызванными нарушениями технологических процессов изготовления датчиков или каналов измерительной системы;

в) вторичными повреждениями в процессе эксплуатации как следствием процессов, вызванных повреждениями пункта б).

В ГОСТ Р 8.734-2011 [24] также приведены источники погрешности и условия их возникновения, характерные для датчиков и преобразователей давления. К первому рангу приоритета отнесены такие источники погрешности и условия их возникновения, как:

- выбросы давления за пределы диапазона, указанного в документации;

- осадки, засорение технологической мембраны;

- отклонение функции преобразования, обусловленное эффектами старения, например, временем, давлением, температурой, перегрузкой;

- слишком большой «бросок давления вниз» в рабочих условиях.

Ко второму рангу приоритета отнесены:

- эрозионный износ, коррозия на технологической диафрагме, вплоть до разрыва диафрагмы;

- технологическое уплотнение в контакте с фронтальной стороной диафрагмы.

Основной интерес для данного исследования представляют так называемые тензометрические преобразователи давления, описание конструкции которых дано далее.

Тензометрические преобразователи типа «Сапфир» были разработаны в конце 1970-х – начале 1980-х годов в московском институте «НИИТеплоприбор». Их конструкция состояла из измерительного блока и электронного

преобразователя. В измерительном блоке в качестве первичного преобразователя использовался тензопреобразователь с пластиной из монокристаллического сапфира с кремниевыми пленочными резисторами (так называемая КНС-структура), прочно соединенной с металлической мембраной [71].

Были разработаны различные конструкции измерительных блоков с разными типами тензопреобразователей: мембранно-рычажный преобразователь для малых давлений (до 250 кПа), мембранный преобразователь для средних и высоких давлений (0,4...100 МПа), низкопределные датчики Метран-45 с «сухой» конструкцией измерительного блока, одномембранный датчик разности давлений Метран-43Ф для высокого давления и другие [71].

Измерительный мембранный блок, как правило, имеет простую конструкцию. Измеряемая среда либо непосредственно подводится к металлической титановой мембране тензопреобразователя, соединенной с пластиной из монокристаллического сапфира [71], либо действует на технологическую разделительную мембрану, которая передает давление кремнийорганической жидкости, заполняющей пространство между ней и измерительными мембранами.

Конструкция тензопреобразователя и измерительного блока мембранно-рычажного типа включает в себя мембрану (измерительную или измерительно-разделительную), ленточную тягу, рычаг и мембрану тензопреобразователя с припаянным к нему полупроводниковым чувствительным элементом. Схема преобразования давления в электрический сигнал в мембранно-рычажной конструкции работает следующим образом [46]. Измеряемое давление действует на мембрану, на ленточной тяге возникает усилие, пропорциональное давлению и эффективной площади мембраны. Усилие вызывает перемещение рычага, что приводит к деформации измерительной мембраны тензопреобразователя с припаянным к нему чувствительным элементом. Деформация моста Уинстона, выполненного на чувствительном

элементе, приводит к изменению сопротивления его плеч пропорционально измеряемому давлению.

Тензорезисторные преобразователи (ТП) серии МИДА выполнены в виде одномембранных или двухмембранных устройств, в которых на круглую металлическую (титановый сплав) мембрану, выполненную заодно с корпусом, напаян твердым припоем чувствительный элемент в виде сапфировой пластины с нанесенной на ней гетероэпитаксиальной тензочувствительной мостовой схемой [16]. Измеряемое давление подается либо непосредственно на измерительную мембрану с чувствительным элементом, либо на воспринимающую мембрану, соединенную с измерительной мембраной жестким штоком. Электронная схема датчика обеспечивает питание тензочувствительной мостовой схемы ТП и преобразование сигнала разбаланса тензомоста в унифицированный выходной сигнал датчика (0-5, 4-20 мА или 0-5 В).

Характерным для тензопреобразователей является использование мостовой схемы преобразования сигнала. Деформация моста Уинстона, выполненного на чувствительном элементе, приводит к изменению сопротивления его плеч пропорционально измеряемому давлению. Возможны различные варианты расположения тензорезисторов и формулы расчета выходного напряжения (см., например, [38])

В настоящее время многие российские компании продолжают выпускать датчики с измерительным блоком, практически полностью базирующимся на конструкции «Сапфир» с чувствительным элементом на КНС-структуре. Они отличаются только электронным преобразователем и культурой производственно-технологического процесса [71, 46]. Наиболее известными производителями являются ПГ «МИДА» (г. Ульяновск), НПП «Элемер» (г. Зеленоград), ЗАО «НПК ВИП» (г. Екатеринбург), ООО «ИтеК ББМВ» (г. Челябинск) и другие.

В данном исследовании рассматриваются основные типы тензопреобразователей давления: тензопреобразователь с разделительной мембраной 2130М2 ДИ и без разделительной мембраны, изготовленные ООО «ИТеК ББМВ» (г. Челябинск) на основе первичного измерительного преобразователя ЗАО «НПК ВИП» (г. Екатеринбург). Данное измерительное устройство представляет собой измерительный преобразователь, помещённый в титановый защитный корпус. Соединение корпуса и внутренней части производится посредством резьбового соединения. Оба типа тензопреобразователей имеют измерительную систему, состоящую из трех частей. Чертеж основной части в осевом разрезе с нанесенными размерами представлен на рисунке 1.3.1.

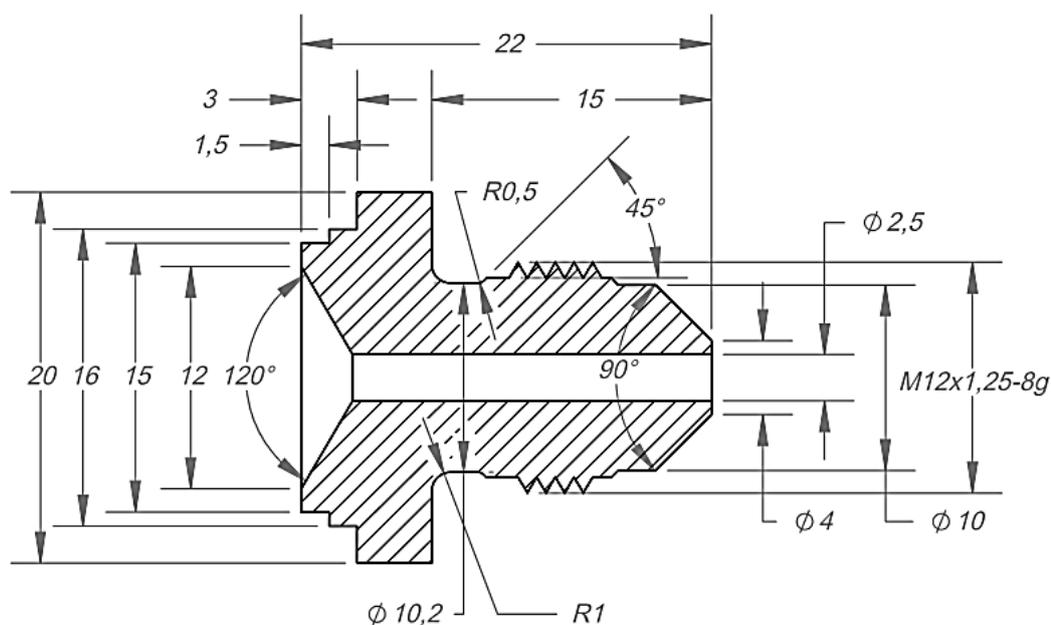


Рис. 1.3.1 – Основная часть измерительного преобразователя

Представленная часть является основанием для крепления мембран, также она содержит канал для кремнийорганической жидкости (в тензопреобразователе первого типа). Данная жидкость необходима для передачи измеряемого давления на измерительную мембрану. Помимо

этого, на основную часть нанесена резьба M12x1,25-8g для крепления измерительного преобразователя внутри титанового корпуса.

На верхней части основания крепится элемент, который является внутренней мембраной измерительного преобразователя. Деталь имеет тонкую поверхность, деформирующуюся давлением кремнийорганической жидкости. В середине этой поверхности расположено отверстие для крепления штока верхней части. Шток верхней части жестко закрепляется сварным швом с осевым отверстием внутренней мембраны. Это соединение используется для передачи давления кремнийорганической жидкости на тонкую поверхность верхней части, являющуюся мембраной с расположенным на ней чувствительным элементом типа кремний на сапфире. Три части измерительной системы соединяются сварными швами.

Эскизный вид датчика давления с разделительной мембраной представлен на рисунке 1.3.2.

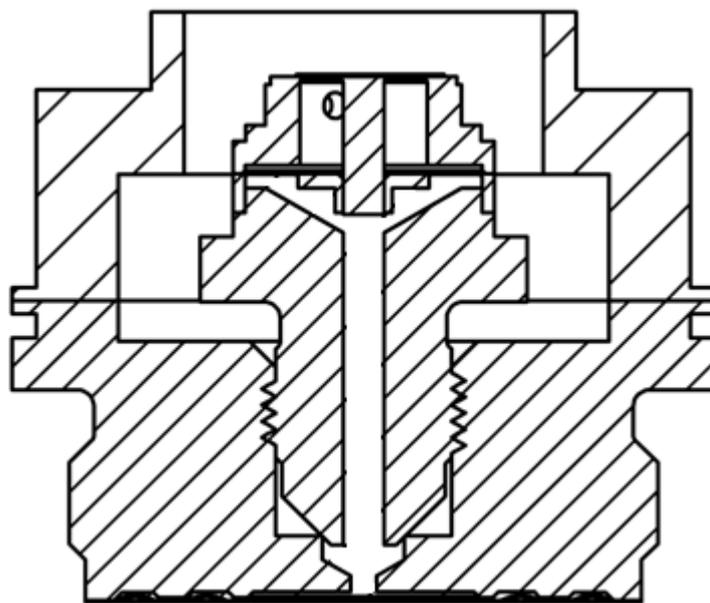


Рис. 1.3.2 – Датчик давления с разделительной мембраной

Для выявления наиболее существенных источников погрешностей тензопреобразователей давления был проведен анализ научно-технической

литературы. Так, в [53] одной из основных причин выхода тензопреобразователей из строя названо повреждение диафрагмы в результате гидравлических ударов или резких пульсаций давления. Действительно, при наличии механической связи между тензопреобразователем и мембранами сложно добиться качественной защиты тензопреобразователя при односторонних перегрузках мембран высоким давлением. Ввиду того, что невозможно обеспечить полное совпадение профилированных упоров с профилем измерительных мембран, высокое давление однозначно вызывает остаточные деформации в самой оболочке мембраны и тензопреобразователя, что изменяет положение мембраны и обуславливает погрешность выходного сигнала после снятия перегрузки [71].

В [46] описана мембранно-рычажная схема преобразования давления в электрический сигнал в мембранном блоке датчика давления и проанализированы причины появления мультипликативной и аддитивной составляющих погрешности в процессе эксплуатации. Описанная в [46] конструкция тензопреобразователя и мембранного блока включает в себя мембрану (измерительную или измерительно-разделительную), ленточную тягу, рычаг и мембрану тензопреобразователя с припаянным к нему полупроводниковым чувствительным элементом. Деформация моста Уинстона, выполненного на чувствительном элементе, приводит к изменению сопротивления его плеч пропорционально измеряемому давлению. Утверждается, что измеряемое давление, воспринимаемое мембраной, уравнивается в мембранном блоке жесткостью мембраны и жесткостью тензопреобразователя.

Жесткость мембраны и жесткость тензопреобразователя зависят от их формы и геометрических размеров, а также от формы и геометрических размеров составляющих частей и модуля упругости материала мембран и чувствительных элементов. Изменение жесткости (в результате изменения геометрических размеров или модуля упругости материалов) может привести к нарастанию погрешности преобразования, причем изменение размера

(например, длины ленточной тяги) приводит к возникновению аддитивной погрешности, а изменение модуля упругости – мультипликативной. Наряду с этим, изменение жесткости приводит к изменению собственных частот конструктивных элементов, что позволяет связать нарастание погрешности с уходом собственных частот от начальных значений.

Причинами изменения геометрических размеров элементов мембранного блока могут быть: температурная деформация; релаксация напряжений в сварных соединениях мембраны с корпусом и жестким центром; деформация элементов крепления узла тензопреобразователя; остаточные деформации мембраны после перегрузок; изменение усилия затяжки винтов. Изменение модуля упругости материала мембраны, как указывается в [46] может иметь место в результате отрыва дислокационных петель от точек закрепления и роста плотности дислокаций при деформации материала мембраны, вследствие односторонних перегрузок как при изготовлении, так и при эксплуатации датчиков. В [46] приведены данные о том, что жесткость мембранного блока может изменяться в пределах 0,5% (это близкая к реальной величина изменения модуля упругости материала мембран в результате воздействия на них односторонних перегрузок).

Также в [46] указывается, что возникновение мультипликативной погрешности может быть обусловлено изменением характера напряжений в мембране, которые присутствуют вследствие воздействия на мембрану термомодеформационного сварочного цикла. О существенном влиянии начальных напряжений на жесткость и характер перемещения мембраны хорошо известно (см., например, [5]). Вместе с тем опрессовка мембраны в процессе изготовления или эксплуатации приводит к перераспределению начальных (сварочных) напряжений и изменению жесткости мембраны. Существуют специальные методы для устранения остаточных напряжений после сварки: естественное старение, отжиг, воздействие вибрациями. Вибрационный метод снятия остаточных напряжений связан с целенаправленным изменением

собственной частоты разделительной мембраны, причем частота колебаний мембраны предполагается в диапазоне от 0 до 400 Гц.

В работе [49] приведены основные типы дефектов микроэлектронных датчиков, способствующих деградации их характеристик. В частности, рассматриваются причины отказов полупроводниковых чувствительных элементов, которые разделены на три вида:

- 1) выход основных электрических параметров за установленные нормы;
- 2) короткие замыкания *p-n*-переходов и планарных структур;
- 3) обрывы металлизации и выводов.

Как сказано в [49], первый вид отказов относится к постепенным и может возникать от дефектов, которые находятся на поверхности в виде загрязнений, из-за наличия инверсионных слоев или ионных токов утечки, а также от дефектов полупроводникового материала. Эти дефекты являются причиной изменения электрических параметров, например, таких, как напряжение разбаланса моста, сопротивление изоляции и др. Второй вид отказов относится к катастрофическим и проявляется при наличии дефектов окисла в виде проколов и микротрещин, которые возникают в процессе фотолитографии и термического окисления.

Отказы полупроводниковых чувствительных элементов, связанные с тонкопленочной металлизацией, возникают в результате:

- разрыва металлизации в области контактных окон на ступеньках окисной пленки;
- образования изолирующих пленок в местах контакта металлизации и диффузионного слоя, что или увеличивает сопротивление границы раздела металл-полупроводник, или приводит к полному электрическому обрыву омических контактов.

Указанные виды дефектов могут быть катастрофическими, перемежающимися и постепенными. Для диагностики приведенных дефектов в [49]

предлагается использовать такие методы неразрушающего контроля, как измерение низкочастотных шумов (фликкер-шума), измерение уровня третьей гармоники, метод оптического сканирования. В большей мере предлагаемые методы пригодны для диагностики некачественных чувствительных элементов на этапе изготовления, и не используются для диагностики технического состояния работающих приборов.

На основе анализа литературы можно заключить, что рассматриваемый в данной работе метод, основанный на оценке параметров АЧХ преобразователя давления, наиболее перспективен для выявления тех дефектов, которые связаны с изменением жесткости конструктивных элементов преобразователя – деформация мембраны, изменение ее модуля упругости, изменение размеров рычажного механизма, нарушение резьбовых и сварных соединений, плотности зажимов и др.

Анализ опыта эксплуатации тензопреобразователей давления был проведен на основе базы данных отказов продукции одного из предприятий региона за 2004-2011 годы. Всего в базе данных содержится более 6000 отказов, в том числе 4478 отказов, относящихся к датчикам давления. На тензометрические датчики со структурой «кремний-на-сапфире» приходится 2485 отказов (из них 1274 – эксплуатационные, 177 – производственные), на датчики в штуцерном исполнении, использующих тензомодуль на кремниевой подложке, – 127 отказов (из них 6 производственных и 50 эксплуатационных).

При анализе базы данных было установлено, что наибольшее число эксплуатационных отказов датчиков в штуцерном исполнении связано с подачей давления, превышающего максимально допустимое для данного датчика. Подача чрезмерно большого давления обычно приводит к повреждениям мембраны. Другой причиной, приводящей к отказам, является попадание внутрь датчика инородных тел или воды. Из производственных причин отказов наиболее существенной является некачественная сборка датчика,

некачественная сварка и деформация мембран на этапе изготовления датчика.

Для тензометрических датчиков наиболее распространенными причинами отказов стали: деформация мембран или разрушение тензопреобразователя вследствие превышения предельно допустимого давления, пневмо- и гидроудара или кратковременной перегрузки односторонним давлением; загрязнение измерительных полостей, попадание внутрь датчика и электронного блока инородных тел, жидкости, влаги вследствие неплотно закрытой крышки; вмятины, царапины на мембране, нарушение резьбы и перекос корпуса датчика в результате механических воздействий; нарушение герметичности вследствие дефектов в сварных швах. Кроме того, частыми причинами отказов является несанкционированный доступ к частям датчика со стороны потребителя; выход из строя ЦАП, электронного блока датчика в результате электрокоррозии, нерегламентированных поворотов корпуса электронного блока до замыкания и обрыва проводов; сильное превышение электрического напряжения или температуры окружающей среды.

Некоторые из перечисленных причин не приводят мгновенно к полному отказу датчика. В таком случае может наблюдаться постепенный уход метрологических характеристик, без явных признаков полной неработоспособности. В связи с этим необходима разработка методик, позволяющих осуществлять контроль метрологической исправности датчика на основе диагностических признаков, позволяющих следить за появлением причины отказа на ранних этапах ее развития.

В распоряжении автора исследования находились тензометрические преобразователи давления, описанные выше. Анализ «слабых звеньев» данного преобразователя позволяет предположить, что основными причинами нарастания погрешности, влияющими на его динамические характеристики, являются: остаточные деформации, коррозия и другие эффекты, приводящие к изменению геометрических размеров технологической мембраны, что

имеет особенное значение при измерении малых давлений (до 100 кПа); изменение характера напряжений преобразователя вследствие изменения резьбовых и сварочных соединений; нарушение герметичности конструкции вследствие дефектов в сварных швах, продавливания узлов герметичности.

По итогам проведенного анализа представляется возможным выбрать ряд типичных причин нарастания погрешности и отказов датчиков, которые в то же время предположительно существенно влияют на частотную характеристику преобразователей. Это: изменение геометрии мембраны (утончение в результате коррозии, пластические и остаточные деформации); нарушение сварных соединений мембраны и корпуса; налипание инородных тел. Для детального исследования влияния данных факторов на частоты собственных колебаний было проведено компьютерное моделирование преобразователя давления.

1.4 Диагностика технического состояния преобразователя давления на основе компьютерного моделирования и оценки параметров его частотной характеристики

Одним из методов диагностики неисправностей, основанных на оценке параметров выходного сигнала датчика, является метод спектрального анализа, использование которого предполагает изменение частотной характеристики системы при появлении неисправностей [151]. Другими словами, методы, работающие в частотной области, обычно применяют в ситуации, когда эффекты от неисправностей имеют частотные свойства, отличающиеся друг от друга таким образом, что частотный спектр может служить критерием обнаружения неисправностей [92, 99, 121, 126]. Как указы-

вается в [126], впервые возможность использования информации в частотной области для разработки алгоритмов обнаружения неисправностей была высказана Р. Паттоном и его коллегами в 1986 году [122].

Р. Айзерман в своей монографии «Системы диагностики неисправностей» [115] приводит подробное описание того, как может осуществляться обнаружение неисправностей на основе модели сигнала, и возможные модели детерминированных и случайных сигналов. Применяя специальные математические модели для описания сигналов, вычисляют подходящие параметры, например, амплитуды, фазы, частотный спектр или автокорреляционные функции для определенной полосы частот сигнала $\omega_{min} < \omega < \omega_{max}$. Сравнение наблюдаемых параметров с их опорными значениями позволяет выявить их нежелательное изменение и подать сигнал об ошибке.

Модели сигнала можно разделить на непараметрические, такие как частотные спектры или автокорреляционные функции, и параметрические, такие как амплитуды на отдельных частотах или модели типа авторегрессии. Также в [115] приведен краткий обзор методов диагностики неисправностей, основанных на анализе модели сигнала.

Для периодических сигналов, которые могут быть представлены в виде суперпозиции гармонических составляющих, традиционными средствами анализа являются полосовая фильтрация, преобразование Фурье, корреляционные функции, спектральное оценивание методом максимума энтропии. В случае нестационарных сигналов используют вейвлет-преобразование. Для анализа случайных сигналов применяют корреляционный анализ и оценку параметров сигнала с использованием авторегрессионной модели со скользящим средним [115].

Одним из основных параметров, характеризующих любой измерительный преобразователь, является его динамическая характеристика [54]. Рассматриваемые в данном исследовании измерительные преобразователи давления являются электромеханической конструкцией, и их выходной

электрический сигнал содержит информацию о динамических характеристиках преобразователя. Предположив, что техническое состояние преобразователя влияет на его частотные характеристики, которые могут быть определены путем анализа выходного сигнала, можно создать методику обнаружения неисправностей сенсора на основе анализа сигнала и оценки его частотной характеристики.

Исследования, направленные на оценку динамических характеристик средств измерения с целью их идентификации или диагностики их технического состояния проводились группами отечественных и зарубежных ученых: К.А. Алексеевым, В.П. Иосифовым (Россия, г. Пенза); Дж. Амади-Иченду, Х. Зу, Е. Хайемом (Великобритания, г. Сассекс); О.Л. Ибряевой, А.С. Семеновым, А.Л. Шестаковым (Россия, г. Челябинск); Р. Зангом, Р. Кингом, Л. Олсоном (США); С. Биби, Н. Гребхемом, П. Уайтом (Великобритания).

В работах [79-80, 107, 152-153] исследована возможность диагностики технического состояния расходомеров, преобразователей давления различной конструкции и приборов на их основе путем анализа выходного сигнала измерительного преобразователя и идентификации его передаточной характеристики. В работе [151] показано использование динамического отклика для диагностики состояния мостов. В работе [85] исследовано использование резонансной частоты для диагностики пьезокерамического акселерометра, в том числе обсуждаются вопросы аппаратной реализации возбуждения и регистрации основной резонансной частоты. Также вопросам диагностики в частотной области и оценки частотных параметров посвящены работы [119, 124, 150].

Экспериментальному определению частот собственных колебаний различных структурных элементов датчика давления с тензорезисторным мостом посвящены работы [3, 6-7, 52, 54, 78]. В [52] говорится о резонанс-

ном методе определения собственных частот, при этом приводятся их характерные значения (от 10 до 70 кГц). В работах [7, 54] предлагается создавать сильные внешние воздействия на датчик (удары стальными стержнями, гидроудары от взрыва проволоки) с целью получения отклика, при анализе которого можно оценить значения собственных частот датчика. В [3] подробнее излагаются способы воздействия на систему, проводится их сравнительный анализ. При этом, однако, собственные частоты не рассматриваются как средство диагностики неисправностей датчика, но используются для нужд его идентификации. Кроме того, в работах [52, 54] самый чувствительный элемент датчика – мембрана – не рассматривается, в первую очередь из-за сравнительно высоких значений гармоник ее собственных колебаний.

О частотном спектре упругих волн в металлических конструкциях, так называемом ударном спектре, говорится в работах [31, 70]. Интересно отметить, что оценка ударного спектра конструкций для нужд неразрушающего контроля была предложена еще в 80-х годах. Но, к сожалению, в реальном технологическом процессе, использующем датчик давления, нет возможности создавать дополнительные ударные или гидравлические волны только для того, чтобы определить исправно ли средство измерения.

Рассмотрим упрощенную модель преобразователя давления в виде системы с одним входом и одним выходом, которая изображена на рисунке 1.4.1. Здесь $x(t)$ и $y(t)$ – наблюдаемые входные и выходные реализации стационарных процессов, $n(t)$ – ненаблюдаемый внешний шум, $H(f)$ – частотная характеристика системы, преобразующей $x(t)$ в $y(t)$. В качестве входного процесса выступает внешнее воздействие (давление) на мембрану преобразователя, в качестве выходного процесса – электрический сигнал тензоомета (напряжение).

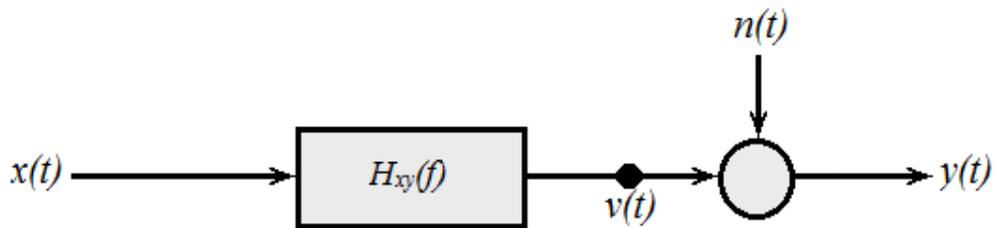


Рис. 1.4.1. Система с одним выходом, одним входом и шумом на входе.

В теории систем важную роль играют линейные системы с постоянными параметрами. В этом случае динамические свойства преобразователя определяются его частотной характеристикой. В случае, если внешним шумом на входе и выходе можно пренебречь, оценку амплитудной составляющей частотной характеристики можно построить, зная лишь оценки входной и выходной спектральных плотностей [12]. Рассматривая преобразователь давления как линейную систему с постоянными параметрами и применяя известные соотношения из теории линейных систем, можно записать следующее. Временной отклик датчика $y(t)$ на входное воздействие $x(t)$ определяется сверткой этого воздействия и импульсной характеристики преобразователя как системы $h(t)$:

$$y(t) = \int_0^{\infty} x(t) \cdot h(t - \tau) d\tau. \quad (1.4.1)$$

В частотной области это соотношение преобразуется в произведение Фурье-образов:

$$Y(f) = H(f)X(f), \quad (1.4.2)$$

где $Y(f)$, $H(f)$, $X(f)$ – Фурье-образы выходного сигнала $y(t)$, импульсной характеристики системы $h(t)$ и входного сигнала $x(t)$ соответственно.

Из выражения (1.4.2) можно вывести (см. [12]) следующее соотношение, полезное при практическом определении амплитудно-частотной характеристики преобразователя:

$$G_{yy}(f) = |H(f)|^2 G_{xx}(f), \quad (1.4.3)$$

где $G_{xx}(f)$ и $G_{yy}(f)$ – спектральные плотности входного и выходного процесса соответственно, $H(f)$ – искомая частотная характеристика.

Под постоянством параметров преобразователя давления как системы в данном случае подразумевается постоянство его свойств, характеризующих определенное техническое состояние преобразователя. При изменении технического состояния его свойства будут изменяться, соответственно изменится преобразование входного процесса в выходной.

Принцип действия тензопреобразователя (ТП) предполагает преобразование давления в перемещение (деформацию мембраны), с последующим преобразованием перемещения (деформации мембраны) в относительное изменение сопротивления через тензоэффект. Изменение сопротивления в свою очередь вызывает изменение электрического сигнала напряжения на выходе тензомоста. Вообще говоря, вышеуказанные преобразования являются нелинейными, но при конструировании ТП функцию преобразования делают почти линейной.

Так, преобразование давления в перемещение (деформацию мембраны) можно сделать почти линейным за счет гофрирования мембраны [50]. Также за счет конструктивных решений добиваются высокой линейности преобразования относительной деформации (перемещения) в относительное изменение сопротивления (см. подробнее [64-65]). Таким образом можно считать обоснованным рассмотрение ТП в качестве линейной системы с постоянными в рамках определенного технического состояния параметрами.

Свойства средств измерений, определяющие преобразования переменных сигналов в его измерительной цепи и в конечном счете связь сигнала на выходе с вызывающим его сигналом, обусловленным измеряемой величиной или дестабилизирующими факторами называют динамическими. Динамические свойства средств измерений выражаются с помощью динамиче-

ских характеристик. Динамической называется метрологическая характеристика устройства, отражающая связь информативного параметра переменного выходного сигнала с информативным или неинформативным параметром входного сигнала или влияющей величиной [22, 47].

Существуют разные способы описания динамических свойств средств измерений. Согласно ГОСТ 8.009-84 [22] динамические характеристики средств измерений разделяются на полные и частные. К полным относятся следующие: переходная характеристика; импульсная переходная характеристика; амплитудно-фазовая характеристика; амплитудно-частотная характеристика для минимально-фазовых СИ; совокупность амплитудно-частотной и фазово-частотной характеристик; передаточная функция.

Полная динамическая характеристика однозначно определяет изменение информативного параметра выходного сигнала устройства при любом изменении во времени информативного или неинформативного параметра входного сигнала или влияющей величины.

К частным динамическим характеристикам относят любые функционалы или параметры полных динамических характеристик, например, время реакции; коэффициент демпфирования; постоянная времени; значение амплитудно-частотной характеристики на резонансной частоте; значение резонансной собственной круговой частоты.

Известны различные методы определения динамической характеристики СИ, которые делятся на экспериментальные, аналитические и комбинированные – экспериментально-теоретические. Экспериментальные методы реализуются с помощью прямых методов определения ДХ СИ и требуют использования системы или установки для проведения соответствующего эксперимента. Аналитические методы предусматривают построение или разработку математической модели процессов, происходящих в СИ во время измерения. Как правило, это система дифференциальных уравнений,

порядок которой зависит от степени детализации описания процессов, происходящих в СИ.

Экспериментально-аналитические методы определения ДХ СИ используют соответствующее испытательное оборудование (систему или установку для экспериментального определения ДХ СИ) и методы (методики) обработки экспериментальных ДХ. Экспериментально-аналитические методы относятся к косвенным методам определения ДХ СИ и являются наиболее широко применяемыми на практике [47].

В данном исследовании для целей диагностики технического состояния преобразователя давления по его динамическим характеристикам рассматривается амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и значения резонансных собственных частот ω_0 преобразователя. Для оценки АЧХ преобразователя используется комбинация экспериментальных и численных методов. Как упоминалось ранее, рассматриваемые в данном исследовании измерительные преобразователи давления обладают электромеханической конструкцией и, следовательно, для них справедливы положения теории колебаний.

Возбуждающее воздействие на входе преобразователя вызывает упругие колебания конструкции, которые в свою очередь отражаются в выходном сигнале. Собственные колебания конструктивных элементов преобразователя определяются его конструкцией – массой элементов, их геометрическими размерами, жесткостью закрепления и силой затяжки резьбы. Из теории колебаний [63] известно, что свободные колебания сосредоточенной массы с одной степенью свободы при наличии сил трения описываются дифференциальным уравнением

$$\ddot{x} + 2\delta\dot{x} + \omega^2 x = 0, \quad (1.4.4)$$

где x – это смещение, ω – собственная частота, δ – коэффициент затухания. Физический процесс колебаний в системе определяют две величины ω и δ , которые связаны с параметрами самой системы и не зависят от начальных

условий. В простейшем случае они выражаются через массу m , жесткость k и коэффициент силы трения h следующим образом:

$$\delta = \frac{h}{2m} \quad (1.4.5)$$

и

$$\omega^2 = \frac{k}{m}. \quad (1.4.6)$$

В случае, когда система имеет много степеней свободы, применима матричная запись уравнений, описывающих колебания в данной системе [63]. Если представить преобразователь давления в виде системы точек с действием сил, которые вызывают затухание, то общую систему уравнений колебаний можно представить так:

$$M\ddot{\bar{x}} + H\dot{\bar{x}} + K\bar{x} = 0, \quad (1.4.7)$$

где

$$M = \begin{pmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} & \dots & \beta_{1n} \\ \beta_{21} & \beta_{22} & \dots & \beta_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \beta_{n1} & \beta_{n2} & \dots & \beta_{nn} \end{pmatrix}$$

– матрица масс или инерции,

$$K = \begin{pmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \dots & \alpha_{1n} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \dots & \alpha_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{n1} & \alpha_{n2} & \dots & \alpha_{nn} \end{pmatrix}$$

– матрица жесткости или коэффициентов упругости,

$$H = \begin{pmatrix} \gamma_{11} & \gamma_{12} & \dots & \gamma_{1n} \\ \gamma_{21} & \gamma_{22} & \dots & \gamma_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \gamma_{n1} & \gamma_{n2} & \dots & \gamma_{nn} \end{pmatrix}$$

– матрица коэффициентов трения,

$$\bar{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{pmatrix}$$

– n -мерный вектор смещений. Матрицы характеризуют физические свойства системы при определенном выборе координат.

В идеальном простом случае, когда система является консервативной и силы трения отсутствуют, матрица H равна нулю, а квадраты собственных частот определяются как корни характеристического уравнения

$$|K - \lambda^2 M| = 0$$

или

$$|M^{-1}K - \lambda^2 E| = 0, \quad (1.4.8)$$

где E – единичная матрица. Это матричная запись уравнения для собственных частот.

В случае наличия сил трения характеристическое уравнение для нахождения собственных частот имеет вид

$$|\lambda E + B| = 0, \quad (1.4.9)$$

при этом матрица B имеет $2n$ строк и $2n$ столбцов и записывается следующим образом:

$$B = \begin{pmatrix} M^{-1}H & M^{-1}K \\ -E & 0 \end{pmatrix}. \quad (1.4.10)$$

Если считать, что все корни уравнения (1.4.9) будут простыми и комплексно-сопряженными, то собственная частота будет иметь вид $\lambda_j = -\delta_j + i\omega_j$, а собственные колебания будут характеризоваться коэффициентом затухания δ_j и частотой гармонического сомножителя ω_j . Как правило, для нахождения частот и форм колебаний для систем с большим

числом степеней свободы применяют специальные машинные методы вычислений [63].

Реальная конструкция преобразователя давления является системой с распределенными параметрами – массой и жесткостью. Это в общем случае означает бесконечное количество степеней свободы и, следовательно, бесконечное количество собственных частот и форм колебаний. В этом случае передаточную функцию преобразователя можно аппроксимировать конечным числом частот. Ограничить число рассматриваемых частот можно, зафиксировав определенные точки, колебания которых представляют интерес для исследователя. При решении диагностической задачи важно правильно выбрать информативные точки, а также оценить характер изменения колебаний при возникновении дефектов, определить частотный диапазон измерения и выбрать способ обработки информации для получения характерных диагностических признаков [20].

Для оценки частотных характеристик сложных систем с распределенными параметрами (массой, жесткостью, затуханием) необходимо использовать машинные методы моделирования, такие как метод конечных элементов, или эмпирические экспериментальные методы, если изучаемая физическая система является готовой конструкцией [12]. Оба вида методов применяются в данном исследовании, результаты моделирования и оценки амплитудно-частотной характеристики преобразователя с помощью метода конечных элементов представлены в разделах 2.1 и 2.2, а результаты экспериментальных исследований – в главе 4.

Основная идея исследования состоит в следующем. ТП преобразует входной процесс в выходной в соответствии со своими ДХ, которые могут быть описаны передаточной функцией или частотной характеристикой. В то же время, как у любой электромеханической конструкции, масса, геометрические размеры и упругие свойства ТП определяют его ДХ, в частности

частоты собственных колебаний. Существуют разные способы представления передаточной функции [59]. В данном исследовании наиболее предпочтителен способ представления в виде суммы простых дробей, так как в этом случае полюса функции соответствуют физическим собственным частотам системы [63]. Другими словами, действительную часть передаточной функции системы можно представить суммой колебательных звеньев, параметры которых соответствуют параметрам, характеризующим ТП как колебательную систему. Следовательно, при изменении значений собственных частот в результате появления дефектов конструкции ТП, меняется его передаточная функция и характеристики выходного сигнала.

Из приведенных выше соображений следует, что существует взаимосвязь между параметрами конструкции преобразователя давления и его АЧХ. Следовательно, выходной электрический сигнал преобразователя содержит информацию о его динамических характеристиках, которые изменяются при изменении его технического состояния, обусловленного дефектами в параметрах конструкции. Это обстоятельство лежит в основе рассматриваемого подхода к решению задачи технической диагностики преобразователей давления.

1.5 Цель и задачи исследования

На основе изложенных подходов и обзора существующих исследований в данной области было установлено, что, несмотря на множество развитых методов обнаружения и диагностики неисправностей, задача диагностики технического состояния измерительного преобразователя давления остается актуальной. Методы, основанные на анализе сигнала, часто базируются на простых соотношениях и не дают необходимого разрешения в случае оценки изменения АЧХ преобразователя давления.

Основная идея исследования состоит в том, что в результате появления дефектов конструкции преобразователя давления изменяются значения его собственных резонансных частот, что в свою очередь вызывает изменение передаточной функции преобразователя и характеристик его выходного сигнала. Данное диссертационное исследование посвящено компьютерному моделированию дефектов конструкции преобразователей давления и разработке численного метода оценки изменения технического состояния преобразователей на основе анализа их выходного сигнала в условиях низкого отношения сигнал/шум.

Цель работы – разработка системы компьютерного моделирования преобразователя давления и численного метода оценки изменения его амплитудно-частотной характеристики, реализованного в виде комплекса программ, для диагностики технического состояния преобразователя.

Основные задачи исследования.

1. Анализ современных подходов к моделированию преобразователей давления и оценке изменения их технического состояния.
2. Разработка системы компьютерного моделирования преобразователей давления и исследование влияния различных дефектов конструкции преобразователя на его амплитудно-частотную характеристику.
3. Разработка численного метода оценки частот в выходном сигнале преобразователя.
4. Реализация численного метода в виде комплекса проблемно-ориентированных программ.
5. Анализ эффективности разработанного численного метода на основе данных вычислительных и натурных экспериментов.

ГЛАВА 2. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОНСТРУКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДАВЛЕНИЯ

2.1 Разработка системы компьютерного моделирования преобразователя давления

В данном разделе описана система компьютерного моделирования преобразователя давления методом конечных элементов. Последовательность этапов моделирования показана на примере преобразователя давления с разделительной мембраной. Те же этапы осуществляют и при моделировании измерительных преобразователей с иным типом конструкции.

В диссертационном исследовании проводится моделирование преобразователей давления методом конечных элементов в среде ANSYS. Процесс моделирования включает в себя следующие этапы:

1. Создание конечно-элементной модели преобразователя давления.
2. Проведение расчетов собственных колебаний конструкции преобразователя.
3. Анализ результатов расчета и повторение расчетов с другими входными параметрами.

Созданная компьютерная модель используется для расчета собственных колебаний конструктивных элементов преобразователя давления и исследования влияния неисправностей (дефектов конструкции) преобразователей на их амплитудно-частотную характеристику (АЧХ). Изучение модели позволяет провести теоретическое исследование и обосновать возможность диагностики технического состояния преобразователя давления на основе анализа его АЧХ.

Рассматриваемая конструкция преобразователя представляет собой совокупность деталей и состоит из следующих частей (рис. 2.1.1). Защитный корпус (1) является основанием для крепления разделительной мембраны (2). Корпус самого преобразователя (3) имеет резьбовое соединение для крепления внутри защитного корпуса (все остальные части измерительной системы соединяются сварными швами). Также эта часть конструкции содержит канал для кремнийорганической жидкости (4). Данная жидкость необходима для передачи измеряемого давления на внутреннюю мембрану (5), которая в свою очередь жестко закреплена посредством штока с измерительной мембраной (6). На поверхности измерительной мембраны располагается чувствительный элемент – тонкая пластина, имеющая структуру «кремний-на-сапфире» (7).

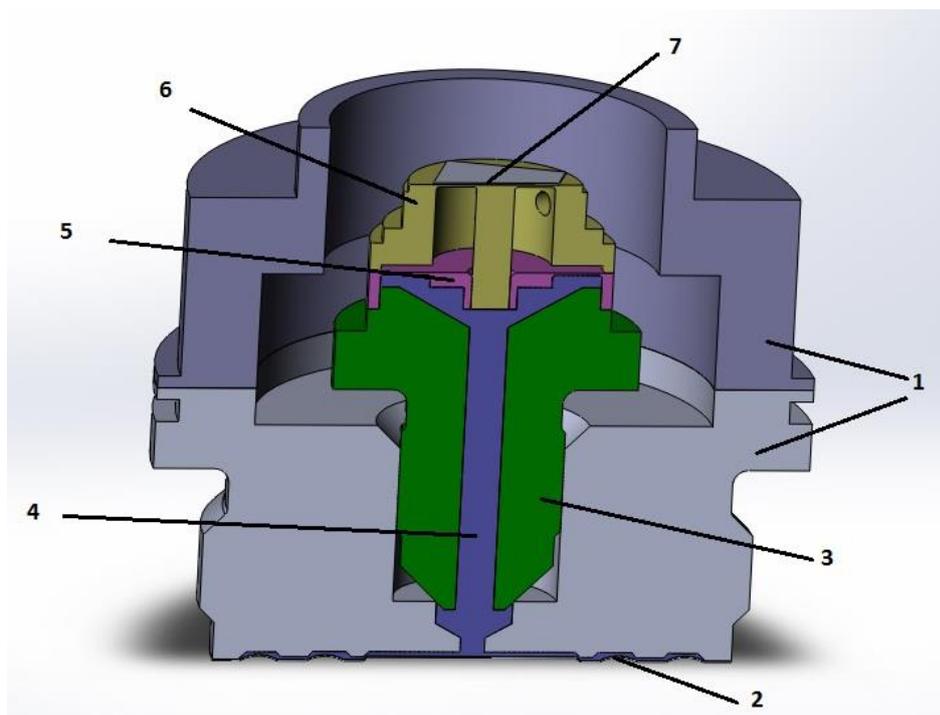


Рис. 2.1.1. Конструкция преобразователя давления с указанием составляющих частей

Создание модели преобразователя состоит из следующих этапов, указанных на рисунке 2.1.2.



Рис. 2.1.2 – Блок-схема этапов создания модели преобразователя

1 этап – создание объемной геометрической модели преобразователя.

Геометрическая модель может быть создана в модуле Design Modeler или экспортирована из какого-либо САD-пакета. В данном исследовании объемная модель конструкции преобразователя давления выполнена в пакете SolidWorks. Вначале созданы отдельные детали конструкции датчика, а затем с помощью сопряжений объединены в сборку. Разработка деталей производилась в следующей последовательности:

- создание 2D эскиза;
- создание объемной 3D фигуры с помощью инструмента вращения.

В качестве примера рассмотрим построение основной части измерительного преобразователя. Исходный чертеж с нанесенными

размерами представлен на рисунке 1.3.1. На рисунке 2.1.3 представлен эскиз, созданный в среде разработки.

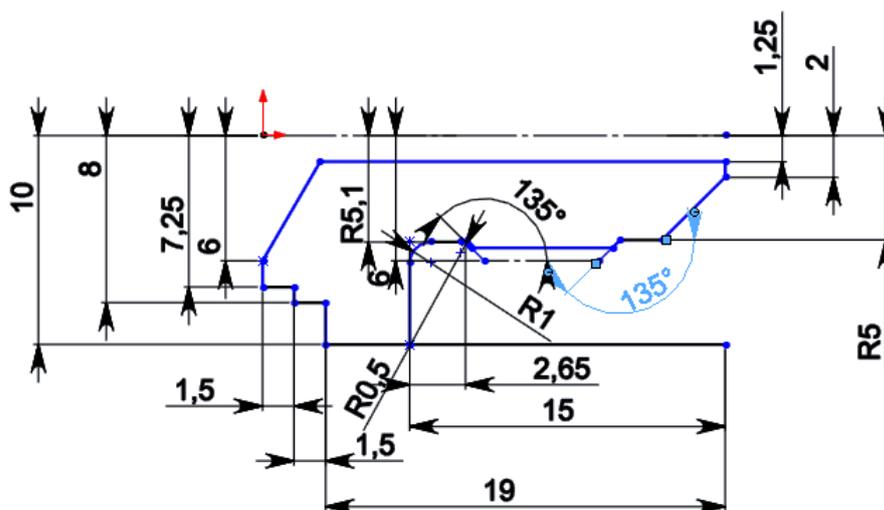


Рис. 2.1.3 – 2D эскиз основной части измерительного преобразователя

Указанный эскиз был использован для применения инструмента вращения. В качестве оси была выбрана его длинная сторона. На рисунке 2.1.4 представлен вид итоговой объёмной модели.

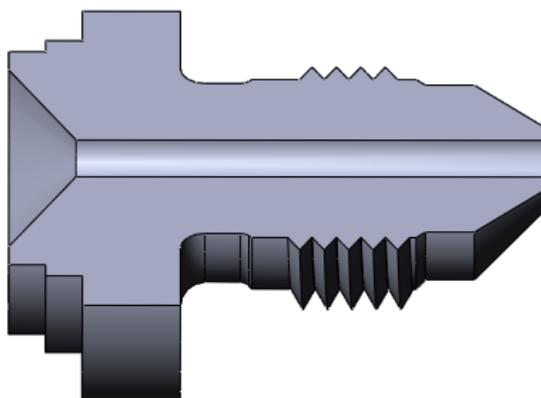


Рис. 2.1.4 – Объёмная модель основной части измерительного преобразователя

Все остальные части были построены по данному алгоритму, кроме тонкой пластинки, отвечающей чувствительному элементу типа кремний на

сапфире. Этот элемент был получен в результате применения инструмента выдавливания к прямоугольному 2D эскизу.

Полученные вышеуказанным способом элементы конструкции датчика объединяются в сборку, что означает соединение составных частей для образования целостного изделия, отвечающего определенным техническим требованиям. Сборка образуется путем объединения созданных деталей и их позиционирования с помощью наложения зависимостей (совмещение, вставка и т.д.). Среда разработки предлагает широкий диапазон возможностей наложения зависимостей на элементы сборки для достижения нужного расположения всех частей в итоговой конструкции.

В результате применения вышеуказанных инструментов зависимостей была получена модель преобразователя давления, которая представлена на рисунке 2.1.5. Готовая геометрическая модель была экспортирована в специальный формат STEP для дальнейшей работы в среде пакета ANSYS.

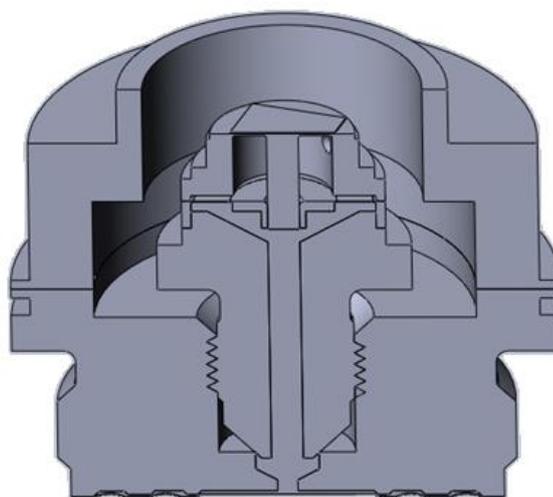


Рис. 2.1.5 – Модель преобразователя давления в сборе

2 этап – задание свойств материалов

На данном шаге выбираются материалы конструктивных элементов преобразователя и указываются все его необходимые свойства. Задание свойств определяет модель материала, что влияет на выбор определяющих уравнений метода конечных элементов. Для проведения расчетов необходимы следующие характеристики материалов:

- плотность ρ ;
- коэффициент Пуассона μ ;
- модуль упругости (модуль Юнга) E_m .

Рассмотрим каждый материал в отдельности (рисунок 2.1.6).

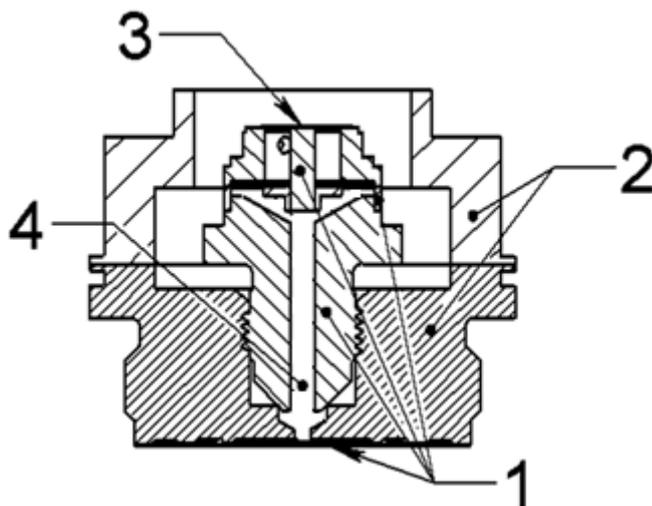


Рис. 2.1.6 – Материалы модели

В расчете использовались справочные механические характеристики материалов. Измерительный преобразователь (1) – титановый деформируемый с высокой коррозионной стойкостью сплав ВТ9 с характеристиками: $\rho = 4510 \text{ кг/м}^3$; $\mu = 0,3$; $E_m = 96 \text{ ГПа}$.

Корпус датчика (2) – сталь коррозионностойкой жаропрочной марки 12Х18Н9Т с характеристиками: $\rho = 7900 \text{ кг/м}^3$; $\mu = 0,3$; $E_m = 193 \text{ ГПа}$.

Чувствительный элемент типа «кремний-на-сапфире» (3) выполнен в виде тонкой однородной пластинки. Материалом этой детали принят сапфир (Al_2O_3) с характеристиками: $\rho = 3980$ кг/м³; $\mu = 0,27$; $E_m = 426$ ГПа.

Все вышеуказанные материалы известны и хорошо описаны в справочной литературе. Также были приняты следующие характеристики полиметилсилоксановой жидкости ПМС-6 (4), заполняющей измерительный преобразователь: $\rho = 950$ кг/м³; динамическая вязкость $\eta = 0,005$ Па·с; скорость звука $c = 1350$ м·с⁻¹.

3 этап – задание контактных условий

Следующий шаг в построении модели представляет собой создание контактных условий для элементов сборки, определяется модель контакта и ее характеристики. В геометрической модели в качестве контактов служат сварные швы, резьбовое соединение, контакт между чувствительным элементом и мембраной и между жидкостью и измерительной частью датчика.

Все сварные соединения в модели выполнены с помощью инструмента точечной сварки SpotWeld и показаны на рисунке 2.1.7.

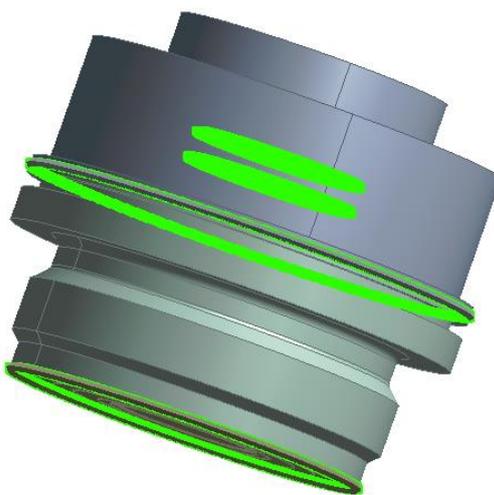


Рис. 2.1.7 – Сварные соединения на модели датчика

Для создания геометрии резьбового соединения «корпус – основа измерительной части преобразователя» был использован пакет программ SolidWorks, и она была прорисована еще на этапе создания эскиза. В ANSYS задаются контактные поверхности и тип контакта – «bonded» (связанный, склеенный) (рисунок 2.1.8).

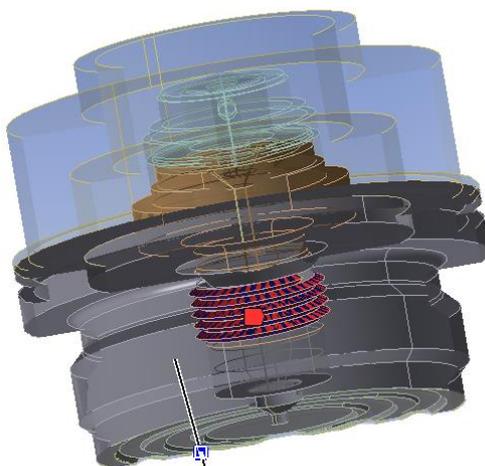


Рис. 2.1.8 – Резьбовое соединение на модели датчика

Контакты между чувствительным элементом и мембраной и между жидкостью и измерительной частью датчика выполнены типом «bonded» (рисунок 2.1.9).

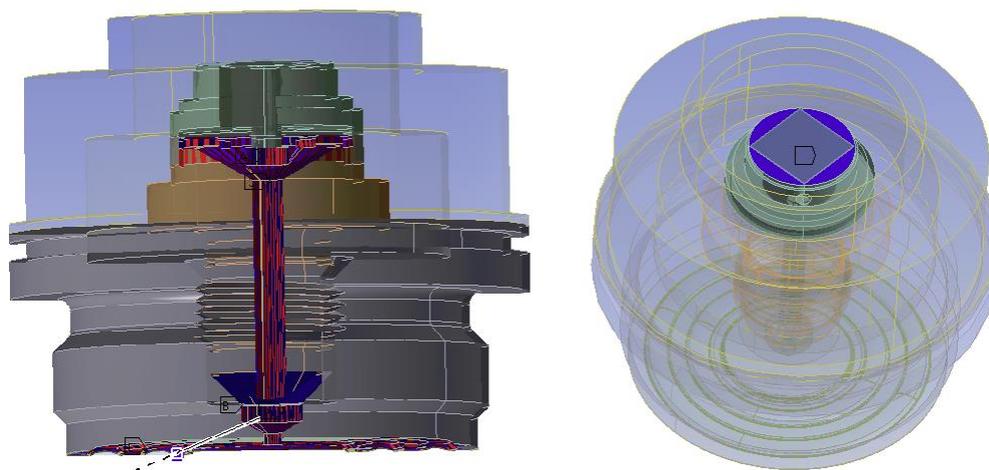


Рис. 2.1.9 – Контакты между жидкостью и измерительной частью датчика

4 этап – Построение конечно-элементной модели

Согласно методу конечных элементов, модель преобразователя, имеющая сложную форму, подразделяется на более мелкие части – конечные элементы – сравнительно простой формы, в пределах которых ищется приближенное решение. В результате разбивки создается сетка из границ элементов. Точки пересечения этих границ образуют узлы. На границах и внутри элементов создаются дополнительные узловые точки. Ансамбль из всех конечных элементов и узлов является основной конечно-элементной моделью преобразователя.

Состояние преобразователя характеризуется конечным числом независимых параметров, определенных в узлах сетки. В нашем случае в качестве таких параметров применяются перемещения узлов. На рисунке 2.1.10 показан узел, имеющий три степени свободы, составляющие узловой вектор степеней свободы U_i . Набор всех степеней свободы модели составляет общий (глобальный) вектор степеней свободы U . Распределенные силы, действующие по границам элемента, заменяются эквивалентными узловыми силами, составляющими вектор узловых сил элемента [31].

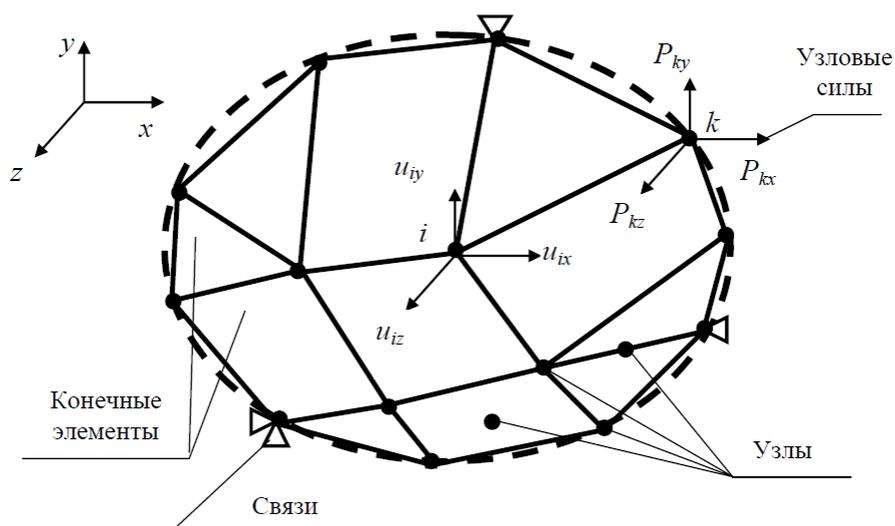


Рис. 2.1.10 – Разбивка на конечные элементы

Принимается, что конечные элементы взаимодействуют только через общие узлы. Перемещение каждого конечного элемента описывается дифференциальным матричным уравнением

$$[m]_e \frac{d^2}{dt^2} \{U\}_e + [C]_e \frac{d}{dt} \{U\}_e + [K]_e \{U\}_e = \{F\}_e,$$

где $[m]_e$ – матрица масс элемента, $[C]_e$ – матрица демпфирования элемента, $[K]_e$ – матрица жесткости элемента, состоящая из коэффициентов жесткости, $\{U\}_e$ – вектор узловых перемещений, $\{F\}_e$ – вектор узловых сил элемента.

Из условий равновесия узлов, применяемых ко всей конечно-элементной модели, составляется общая система дифференциальных уравнений движения, в которых внешние силы могут быть переменными:

$$[m] \frac{d^2}{dt^2} \{U\} + [C] \frac{d}{dt} \{U\} + [K] \{U\} = \{P(t)\}$$

Общие векторы узловых сил $\{P\}$ и общие матрицы масс $[m]$ и демпфирования $[C]$ собираются из компонентов соответствующих элементных матриц. В случае, когда проводится модальный анализ, то есть определяются собственные частоты и формы колебаний конструкции, вектор узловых сил и матрица демпфирования полагаются равными нулю. Дифференциальные уравнения движения интегрируются численными методами, в результате находят узловые перемещения как функции времени. Через них определяются все другие искомые величины – частоты колебаний, деформации и др.

Главная и основная сложность моделирования преобразователя давления с разделительной мембраной – моделирование перетекания кремнийорганической жидкости внутри канала. При применении конечно-элементного анализа происходит разбиение всего объёма деталей на элементы сетки. В результате такого разбиения узлы элементов сетки детали, отвечающей жидкости, занимают строго определённое положение

относительно элементов остальной конструкции и не поддаются перемещению.

В реальности же происходит перетекание жидкости внутри канала, что означает смещение точек её объёма относительно точек стенок конструкции. Моделирование подобного физического процесса является сложной инженерной задачей, требующей применения связного расчета и большого количества вычислительного времени. В итоге для формализации объекта моделирования в данном исследовании были приняты следующие допущения: амплитуды колебаний полагаются малыми, поэтому можно пренебречь нелинейными эффектами деформирования конструкции, что позволяет при описании жидкости исключить возможность ее перетекания и сохранить лишь деформации, связанные со сжимаемостью.

В данной модели в качестве конечных элементов применялись 10-узловые тетраэдры с параболическими гранями (рисунок 2.1.11). Размер элементов подбирался путем построения последовательности решений с уменьшающимися размерами так, чтобы результаты расчетов содержали как минимум 3 стабильные (не зависящие от размера элементов) значащие цифры.

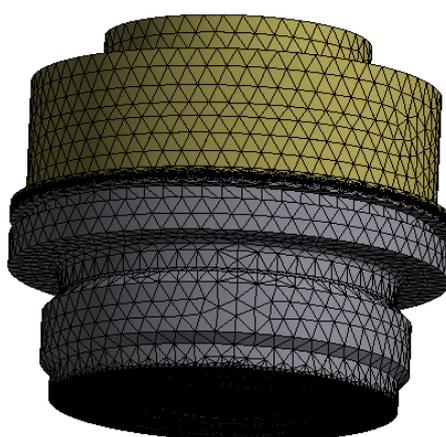


Рис. 2.1.11 – Сетка конечных элементов преобразователя давления

Для того, чтобы осуществить расчеты сложной конструкции преобразователя давления необходимо применять специальные программные пакеты, в частности в данном исследовании в качестве инструмента для моделирования был использован пакет программ ANSYS Workbench. С помощью Workbench реализуется интерактивный режим проведения расчетов, основанный на применении командных меню и окон. Каждая вводимая через меню команда сразу же выполняется, а ее результат выводится в соответствующее окно.

При выполнении вышеуказанных этапов решения задачи в памяти компьютера создается база данных, содержащая полную информацию о модели. Эту базу сохраняют в бинарном файле и используют для продолжения анализа. Стоит отметить, что описанная методика моделирования обладает достаточной степенью общности, так как применима не только для конкретного типа конструкции, но также для других типов конструкции преобразователей давления и других измерительных устройств, динамические характеристики которых оказывают влияние на их функционирование и могут быть изменены на практике.

2.2 Оценка частот собственных колебаний конструкции преобразователя

После создания конечно-элементной модели преобразователя давления накладывают граничные условия и проводят расчеты необходимых параметров. Для решения задач данного исследования использовался набор инструментов Modal analysis, предназначенный для анализа свободных механических колебаний с целью определения собственных частот и форм колебаний конструкции. Расчет свободных колебаний проводится без учета динамических нагрузок, и, как правило, является первым и обязательным шагом при решении более сложных динамических задач.

Модель рассчитывается в симметричной постановке, поэтому необходимо наложить такое закрепление на плоскость симметрии, которое бы запрещало перемещение ее точек по нормали и вращение вокруг осей, отличных от нормали. В лабораторном эксперименте по определению собственных частот датчик был закреплен в специальном устройстве по внешней грани. Отображением этого в модели будет служить фиксирование поверхности, как показано на рисунке 2.2.1.

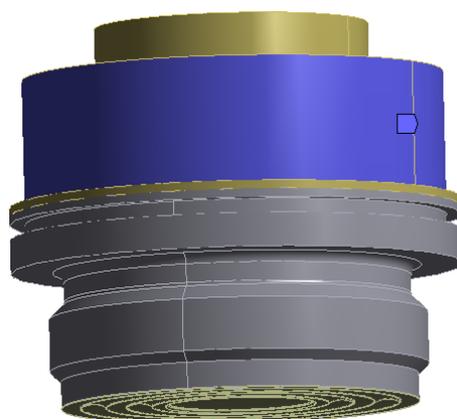


Рис. 2.2.1 – Задание граничных условий

Далее на основе разработанной модели производятся расчеты. Результатами расчета являются оценки собственных частот и форм колебаний элементов конструкции преобразователя при наличии различных дефектов. Расчеты состоят в решении системы уравнений, полученной методом конечных элементов (МКЭ). В результате решения формируется файл результатов, который содержит вектор найденных степеней свободы (узловых перемещений и т.д.). Рассчитанные МКЭ перемещения, деформации и напряжения представляются в графическом окне в виде картинок и анимаций. Все эти результаты можно записать в соответствующие файлы.

Благодаря интерактивному режиму проведения расчетов можно посмотреть в графическом виде формы собственных колебаний конструкции

датчика для каждой моды, которой соответствует определенная частота колебаний. По виду перемещений устанавливаем, какие именно конструктивные элементы преобразователя участвуют в конкретном колебании и испытывают наибольшую деформацию. Таким образом разработанная система компьютерного моделирования позволяет получить частоты и формы колебаний, характерных для конкретной конструкции, на основе рассчитанных распределений деформаций и перемещений по времени и по координате. На основе полученных данных устанавливаем, каким значениям частот соответствуют определенные колебания конструктивных элементов.

В результате для конструкции преобразователя давления с разделительной мембраной были получены оценки 17 мод колебаний конструкции преобразователя, каждой из которых соответствует определенная частота и форма колебаний (см. таблицу 2.2.1). В таблице для каждой моды дано краткое описание формы колебания, которая представляет собой распределение перемещений точек определенных конструктивных элементов во времени и пространстве. На рис. 2.2.2 представлены частоты без учета относительной амплитуды.

Таблица 2.2.1 – рассчитанные моды колебаний преобразователя давления

Но- мер моды	Ча- стота, Гц	Краткое описание колебания
1	10785	Колебания измерительной части датчика как консольной балки
2	10904	
3	12956	Колебания измерительной части датчика и нижней части корпуса
4	13099	
5	13416	
6	17369	Колебание измерительной части относительно центральной оси
7	22707	Колебания измерительной части датчика и нижней части корпуса
8	22785	
9	25546	Колебания измерительной части датчика и нижней части корпуса относительно центральной оси
10	35865	Продольные колебания измерительной части датчика
11	41702	Изгибные колебания измерительной части датчика

12	41957	
13	42662	Изгибные колебания измерительной части датчика и нижней части корпуса
14	42910	
15	58662	Колебания измерительной части датчика
16	58871	
17	59502	Колебания измерительной части датчика и нижней части корпуса

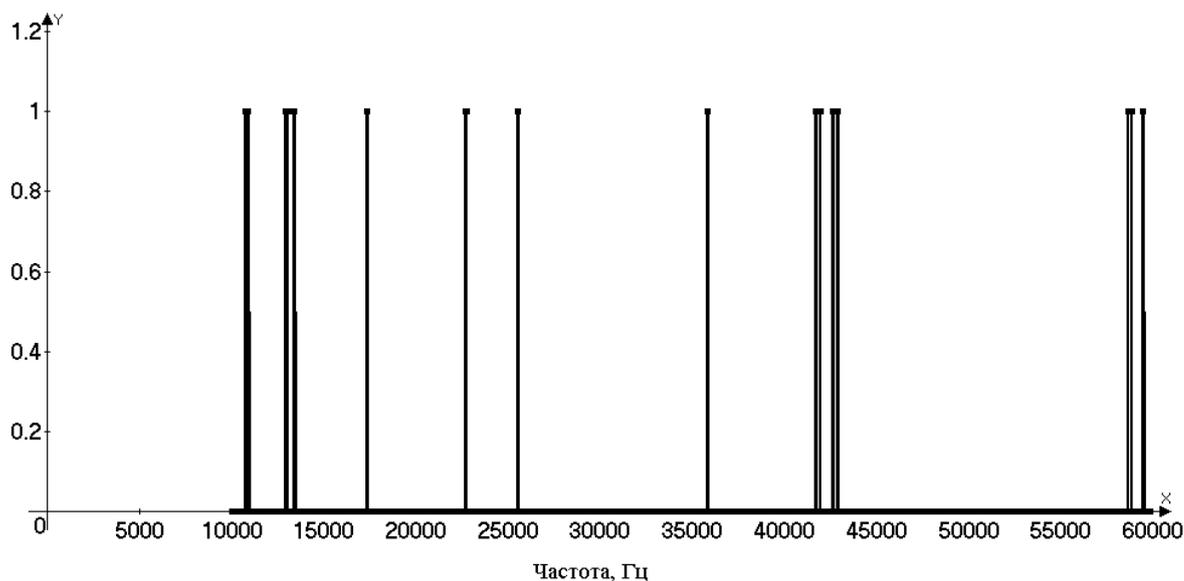


Рис. 2.2.2. Значения частот, полученные в результате расчетов

Частоты, соответствующие модам 1 и 2, 4 и 5, 7 и 8, 11 и 12, 13 и 14, 15 и 16 близки друг к другу как по значению частоты, так и по форме колебаний. При исследовании видно, что они, как правило, испытывают одинаковое влияние факторов, поэтому в дальнейшем можно говорить о них, как об одной «двойной» частоте. На рисунке 2.2.2 представлены некоторые характерные формы колебаний конструкции преобразователя.

По виду колебаний можно сделать предварительные предположения относительно влияния нарушений конструкции преобразователя на значения собственных частот. Так, например, частота 10785 Гц, соответствующая 1 моде, зависит от податливости резьбы, связанной с точностью изготовления, величиной затяжки и модулями упругости контактирующих материалов. Снижение этой частоты в эксперименте может рассматриваться как признак ослабления затяжки резьбы, что в свою очередь служит сигналом о

перераспределении напряжений в датчике и увеличении погрешности измерений.

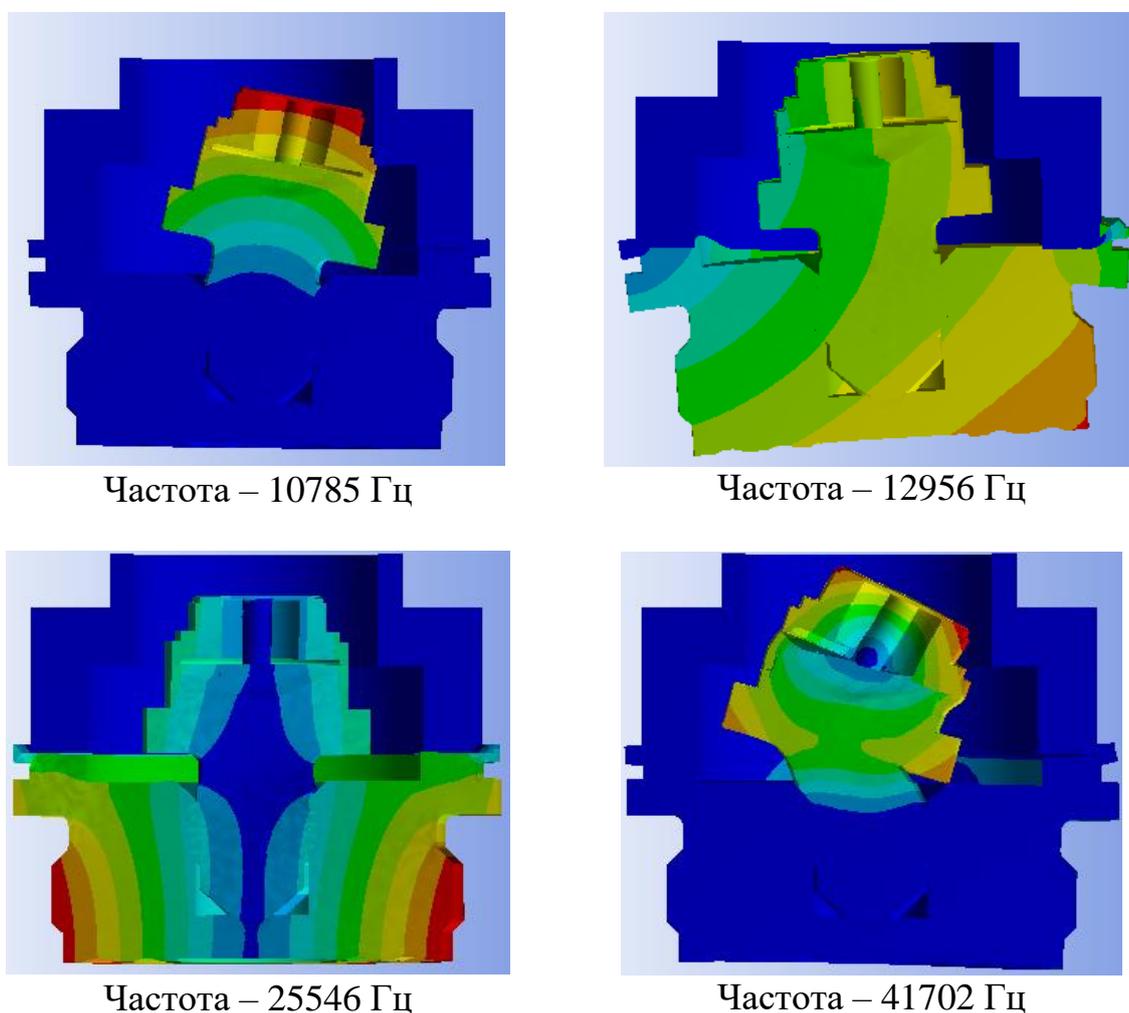


Рис. 2.2.2. Формы колебаний, соответствующие модам 1, 3, 9 и 11.

Параметры модели, связанные со свойствами материала (плотность, модуль упругости) могут существенно влиять на расчетные оценки собственных частот. Более того, изменения данных свойств могут происходить на практике в результате нагрева или специфических условий эксплуатации приборов. Рассмотрим влияние свойств материалов (в данном случае – значение модуля упругости разделительной и измерительной мембран) на оценки частот.

Для исследования влияния значения модуля упругости на расчетные значения собственных частот были проведены расчеты со следующими значениями модуля упругости разделительной мембраны: 93, 193, 403, 603, 803 и 1003 ГПа. Опорное значение модуля упругости – 193 ГПа. В таблице 2.2.2 приведены расчетные значения собственных частот преобразователя давления.

Таблица 2.2.2 – частоты (Гц), соответствующие колебаниям конструкции, при различных значениях модуля упругости разделительной мембраны

Номер моды	93 ГПа	193 ГПа	403 ГПа	603 ГПа	803 ГПа	1003 ГПа
1	10785	10785	10784	10784	10783	10779
2	10904	10904	10903	10903	10902	10898
3	12958	12956	12954	12953	12952	12945
4	13101	13099	13097	13096	13094	13088
5	13418	13416	13414	13413	13411	13405
6	17369	17369	17369	17369	17369	17369
7	22713	22707	22704	22703	22703	22687
8	22791	22785	22782	22781	22781	22765
9	25556	25546	25542	25540	25540	25537
10	35865	35865	35865	35865	35865	35865
11	41702	41702	41702	41702	41702	41702
12	41957	41957	41957	41957	41957	41957
13	42662	42662	42661	42660	42660	42657
14	42911	42910	42909	42908	42908	42905
15	58662	58662	58662	58662	58662	58662
16	58871	58871	58871	58871	58871	58871
17	59508	59502	59492	59482	59474	59447

При уменьшении или увеличении модуля упругости разделительной мембраны в два раза происходит незначительное изменение (менее 0,1 % для колебаний нижней части корпуса, измерительной системы и мембраны). Наибольшее изменение частот затрагивает моды 7 и 10 и не превышает 0,4% даже при изменении модуля упругости в 8 раз.

Если рассмотреть влияние на собственные частоты изменения модуля упругости измерительной мембраны, то результат окажется несколько иным. В таблице 2.2.3 приведены расчетные значения собственных частот преобразователя при модулях упругости измерительной мембраны 56, 96, 99, 136, 196 и 296 ГПа (опорное значение 96 ГПа).

Таблица 2.2.3 – частоты (Гц), соответствующие колебаниям конструкции, при различных значениях модуля упругости измерительной мембраны

Номер моды	56 ГПа	96 ГПа	99 ГПа	136 ГПа	196 ГПа	296 ГПа
1	10828	10785	10783	10765	10751	10738
2	10949	10904	10902	10883	10868	10855
3	12968	12956	12956	12951	12947	12944
4	13111	13099	13099	13094	13090	13086
5	13428	13416	13416	13411	13407	13403
6	17394	17369	17368	17359	17352	17347
7	22811	22707	22703	22667	22639	22616
8	22886	22785	22781	22746	22718	22696
9	25548	25546	25546	25545	25545	25545
10	35899	35865	35863	35847	35832	35817
11	41741	41702	41700	41681	41664	41646
12	41997	41957	41955	41936	41936	41936
13	43225	42662	42642	42496	42489	42483
14	43495	42910	42889	42757	42628	42526
15	58717	58662	58659	58632	58608	58583
16	58926	58871	58868	58841	58817	58792
17	60872	59502	59444	58935	58477	58064

В данном случае при уменьшении или увеличении модуля упругости измерительной мембраны на 40% наблюдается изменение практически всех частот, причем изменение на некоторых частотах достигает 1%. Наибольшее изменение частот, как и в случае с разделительной мембраной, затрагивает моды 7, 10 и 13, но имеет существенно большее значение – от 0,4 до 2% при увеличении модуля упругости в три раза. Учитывая, что ожидаемое реальное

изменение модуля упругости мембраны составляет 0,5%, на практике влиянием модуля упругости на частоты колебаний можно пренебречь.

2.3 Компьютерное моделирование дефектов конструкции преобразователя давления и исследование их влияния на частоты преобразователя

Задачей данного раздела является исследование влияния дефектов конструкции преобразователя давления на его амплитудно-частотную характеристику, и, по возможности, выявление признаков, по которым можно осуществлять диагностику неисправностей. В качестве дефектов конструкции будут рассмотрены следующие типичные причины неисправностей и отказов датчиков давления: изменение геометрии мембраны (утончение в результате коррозии, пластические и остаточные деформации); нарушение сварных соединений мембраны и корпуса; налипание инородных тел. Влияние изменения модуля упругости мембраны рассмотрено в предыдущем разделе.

Моделирование изменения толщины разделительной мембраны

Изменение толщины мембраны, например, ее уменьшение вследствие коррозии, приводит к изменению чувствительности датчика и его собственных частот. Уменьшение толщины мембраны будет тем сильнее сказываться на метрологических характеристиках, чем ниже диапазон измеряемого давления. Так, при уменьшении толщины мембраны на 1 мкм, погрешность измерения может возрасти на 0,1-0,3% и более.

Опорным значением толщины разделительной мембраны была принята толщина 0,1 мм. Изменение толщины было произведено в пределах от

(+0,05 мм) до (– 0,05 мм). Были произведены расчеты при толщине мембраны 0,15 мм; 0,1 мм; 0,09 мм; 0,08 мм; 0,07 мм; 0,05 мм.

В результате было установлено, что при изменении толщины мембраны меняются частоты колебаний, в которых принимает участие нижняя часть корпуса, включающая разделительную мембрану. Такие колебания соответствуют 6 модам с частотами 12956 Гц (мода 3), 13099 Гц (мода 4), 13416 Гц (мода 5), 22707 Гц (мода 7), 22785 Гц (мода 8), 42662 Гц (мода 13).

При уменьшении толщины мембраны частота колебания увеличивается. При изменении толщины на 10%, изменение частоты составляет от 0,01% до 0,05%. При изменении толщины в два раза, максимальное изменение частоты составило 0,75% (в абсолютных единицах – 100 Гц на частоте 13416 Гц). Результаты расчетов, таким образом, показывают, что изменение толщины разделительной мембраны вследствие коррозии практически не влияет на частоты колебаний и не может быть обнаружено рассматриваемым методом.

Моделирование налипания на разделительную мембрану инородного тела

Моделируемая ситуация соответствует реальному налипанию инородных тел на разделительную мембрану. Данная ситуация может быть воспроизведена в лабораторных условиях для экспериментальной проверки результатов моделирования. Моделирование налипания инородного тела производилось с помощью добавления компонента в конструкцию датчика.

Влияние тонкого слоя (с плотностью 1200 кг/м³, рис. 2.3.1, а) на значения собственных частот незначительно, что вызвано малыми размерами и массой слоя. Максимальное изменение частоты (13 Гц) происходит на 17 моде, которая соответствует совместному колебанию измерительной системы, жидкости и нижней части корпуса.



Рис. 2.3.1. Конструкция преобразователя с дополнительным слоем (а) и с дополнительным телом шарообразной формы (б) на разделительной мембране.

Также моделировалось налипание инородного тела шарообразной формы на разделительную мембрану (см. рис. 2.3.1, б). На поверхность разделительной мембраны налипал шарик диаметром 8 мм, 6 мм и 4 мм и массой, соответственно 0,04 г; 0,136 г; 0,32 г. Масса разделительной мембраны в расчетах полагалась 0,65 г.

При налипании тела шарообразной формы меняется количество собственных частот, что вызвано собственными колебаниями достаточно массивного тела шарообразной формы. Колебания, происходящие в новой конструкции, можно разделить на три группы: колебания, которые не затрагивают прикрепленный шар (масса шара мало влияет на колебание); колебания, в которых участвует прикрепленный шар (масса и размер шара имеют значение); колебания прикрепленного шара (масса и размер шара имеют решающее значение).

К первой группе, например, относятся колебания измерительной системы как консольной балки или относительно центральной оси (моды 1, 2 и 6). Частоты этих колебаний меняются в зависимости от массы тела на зна-

чение от 30 до 40 Гц. При этом само появление тела на разделительной мембране влияет на значение частоты более существенно ($\Delta=30$), чем его масса ($\Delta=5$).

Ко второй группе относится большинство рассчитанных колебаний. Например, частоты, соответствующие совместным колебаниям измерительной системы и нижней части корпуса преобразователя (моды 3, 4 и 5), изменяются за счет добавления дополнительного тела, колебания которого участвуют в общем колебании системы. В данном случае размеры и масса груза имеют значение.

В таблице 2.3.1 представлены частоты (Гц) колебаний, в которых принимает участие шарообразное тело, до и после присоединения. В данную таблицу вошли совместные колебания измерительной системы и нижней части корпуса. Вследствие влияния дополнительного тела частоты увеличиваются на значение от 66 Гц до 3,5 кГц (или от 0,16% до 9,48%).

Данные частоты также представлены на рисунке 2.3.2. Интересно отметить, что добавление груза к разделительной мембране по-разному влияет на «двойные частоты», изменение которых может существенно отличаться друг от друга.

Таблица 2.3.1 – частоты (Гц) колебаний, в которых принимает участие шарообразное тело, до и после присоединения

Номер моды в опорном случае	Опорная конструкция	Конструкция с присоединенным шаром диаметра 8 мм	Абс. разность значений, Гц	Отн. разность значений, %
	Частота, Гц	Частота, Гц		
3	12956	13114	158	1,23
4	13099	13259	160	1,23
5	13416	14687	1271	9,48
7	22707	22781	74	0,33
8	22785	23695	910	4
9	25546	25664	118	0,46

13	42662	42728	66	0,16
14	42910	43009	100	0,23
17	59502	63029	3527	5,93

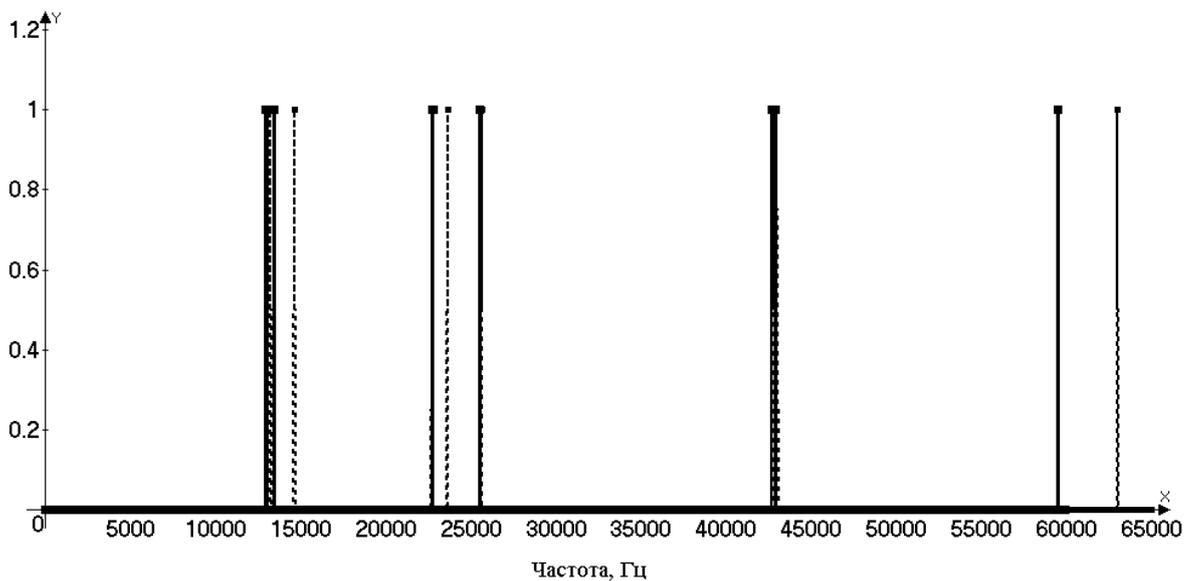


Рис. 2.3.2. Расчетные значения частот преобразователя без (сплошная линия) и с присоединенным телом шарообразной формы (штриховая линия)

Третьей группой колебаний являются колебания самого прикрепленного тела. Для шарика диаметром 4 мм такие колебания имеют частоты 45905 Гц и 46349 Гц. Для шарика диаметром 6 мм – 25653 Гц, 25753 Гц, 27577 Гц, 27665 Гц и 43744 Гц. Для шарика диаметром 8 мм – 21946 Гц, 22092 Гц, 27125 Гц, 41426 Гц, 52974 Гц и 53721 Гц.

Моделирование пластической деформации разделительной мембраны

С течением времени, а также в результате превышения давления, гидроударов, металл подвергается пластической деформации. В ходе моделирования изменялась геометрическая форма мембраны, что соответствует реальным деформациям, происходящим при эксплуатации преобразователя. С помощью ANSYS и среды SolidWorks производилось конструирование нового датчика с уже деформированной мембраной. Далее проводился расчет

собственных частот для нового датчика. Отличие нормальной и деформированной мембраны показаны на рисунке 2.3.3.



Рис. 2.3.3. Нормальная (а) и деформированная (б) разделительная мембрана.

Было осуществлено 3 исследования:

- а) мембрана деформировалась на 0,55 мм по вертикальной оси;
- б) мембрана деформировалась на 0,33 мм;
- в) мембрана деформировалась на 0,19 мм.

Следует отметить, что практически все частоты, соответствующие колебаниям измерительной системы и корпуса преобразователя, увеличиваются (см. рис. 2.3.4 и табл. 2.3.2). Изменение частоты составляет 2-4% (от 194 Гц до 1803 Гц). Наибольшие относительные изменения наблюдаются на частотах 12956 Гц (мода 3), 13009 Гц (мода 4), 13416 Гц (мода 5), 22707 Гц (мода 7), 22785 Гц (мода 8) и 59502 Гц (мода 17), соответствующих колебаниям измерительной системы и нижней части корпуса, и достигают 3-4%.

Колебания, соответствующие модам 1-6, 17 практически не изменяют формы, но частота колебаний увеличивается с ростом деформации мембраны. Форма колебания на моде 9 изменяется в зависимости от деформации, что приводит также к изменению частоты. Двойные колебания на модах 7, 8 и 13, 14 остаются двойными при деформации 0,55 мм, при меньшей деформации им соответствует одна мода.

Таблица 2.3.2 – частоты (Гц), соответствующие колебаниям измерительной системы и корпуса преобразователя, при различных значениях пластической деформации мембраны

Номер моды	Опорная мембрана	Деформация 0,19 мм	Деформация 0,33 мм	Деформация 0,55 мм
1	10785	10870	10891	10979
2	10904	10999	11031	11143
3	12956	13080	13152	13357
4	13099	13224	13298	13504
5	13416	13564	13633	13832
6	17396	17518	17563	17720
7	22707	22028	22221	23709
8	22785	22028	22221	23786
9	25546	25967	24667	26171
13	42662	42978	43110	43744
14	42910	42978	43110	44170
17	59502	60663	61230	61305

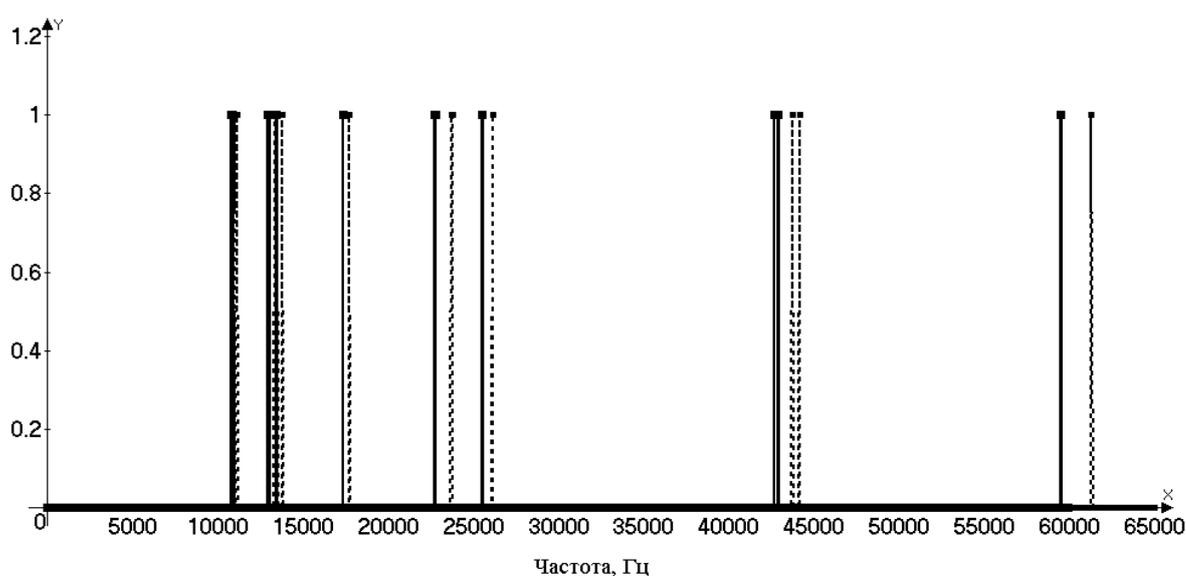


Рис. 2.3.4. Частоты преобразователя давления, соответствующие колебаниям измерительной системы и корпуса преобразователя (моды 1-9, 13-14, 17). Сплошная линия – мембрана без деформации, штриховая – деформация мембраны 0,55 мм.

Моделирование частичного разрушения сварного шва «разделительная мембрана – корпус»

Частичное или полное разрушение сварного шва «разделительная мембрана – корпус» может привести к вытеканию жидкости из датчика или попаданию внутрь датчика внешней среды. Это приведет к поломке датчика, а также к ухудшению метрологических характеристик, поэтому такие параметры строго контролируются на производстве.

Для моделирования данного дефекта в среде SolidWorks создана геометрическая модель разделительной мембраны, которая разделена на 2 части (рисунок 2.3.5): часть со сварным швом (1) и часть без сварного шва (2).

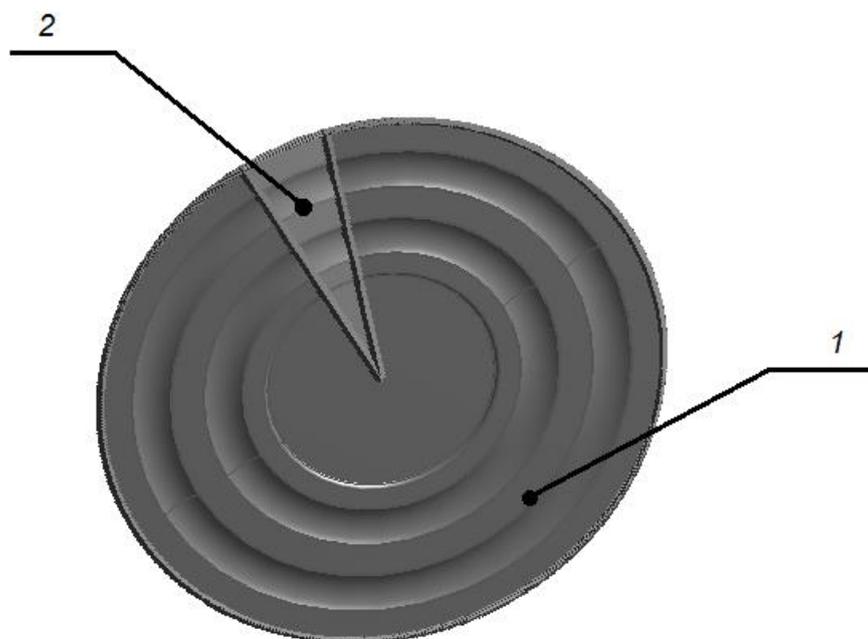


Рис. 2.3.5 – Разделительная мембрана, разделенная на две части

Сварной шов моделировался вышеупомянутым способом, соединение между мембраной и элементом без сварного шва делалось с помощью конструктивных точек (construction points), которые дают возможность сделать два различных геометрических элемента «единым целым».

Было осуществлено 3 исследования:

- а) сварной шов отсутствовал на 3% длины сварного шва;

б) сварной шов отсутствовал на 5% длины;

в) сварной шов отсутствовал на 10% длины.

Значения частот, на которых наблюдается наибольшее относительное изменение частоты собственных колебаний, представлены в таблице 2.3.3. Наибольшее изменение происходит на частотах, которые соответствуют колебаниям нижней части корпуса и измерительной системы (моды 3-5, 14-17). Относительное изменение частот (см. таблицу 2.3.4) составляет от 0,27% до 1,55%.

Таблица 2.3.3 – частоты (Гц), соответствующие собственным колебаниям преобразователя, при различных значениях разгерметизации сварного шва

Номер моды	Опорная мембрана	Разгерметизация 3%	Разгерметизация 5%	Разгерметизация 10%
3	12956	12875	12818	12822
5	13416	13208	13380	13355
14	42910	42695	42762	42694
15	58662	58090	58068	58127
16	58871	58318	58233	58296
17	59502	59001	59090	58981

Таблица 2.3.4 – относительное изменение частот (в %) при различных значениях разгерметизации сварного шва

Номер моды	Разгерметизация 3%	Разгерметизация 5%	Разгерметизация 10%
3	0,63	1,07	1,03
5	1,55	0,27	0,45
14	0,50	0,34	0,50
15	0,98	1,01	0,91
16	0,94	1,08	0,98
17	0,84	0,69	0,88

Моделирование изменения толщины измерительной мембраны

Причинами изменения толщины измерительной мембраны могут быть, например, коррозия измерительной мембраны или же изначально несоблюдение размера при создании детали. Слишком малая толщина мембраны также может привести к ее разрыву, что приведет к поломке датчика, а также к ухудшению метрологических характеристик. Для моделирования данного дефекта в среде SolidWorks создается геометрическая модель измерительной мембраны с уже измененным размером, показанным на рисунке 2.3.6.

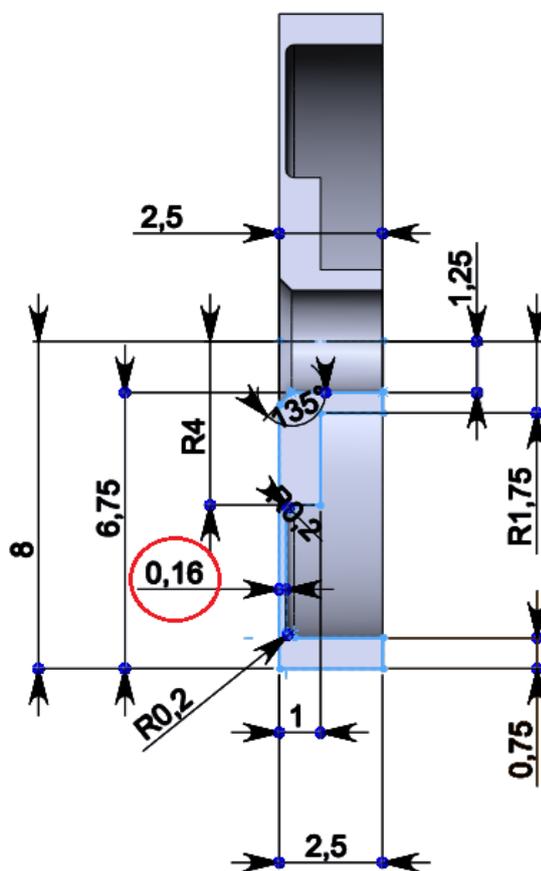


Рис. 2.3.6 – Измерительная мембрана

Опорное значение толщины измерительной мембраны составляло 0,16 мм. Были проведены расчеты со значениями толщины 0,11 мм и 0,06 мм. Установлено, что наибольшее изменение частот наблюдается на модах 1, 2

и 15, 16, отвечающих колебаниям измерительной части преобразователя. Относительное изменение частот в этом случае для рассмотренных значений толщины мембраны находится в пределах 0,4-0,7%.

Моделирование нарушения сварного шва «измерительная мембрана – шток»

Причинами разгерметизации сварного шва «измерительная мембрана-шток» могут быть, например, коррозия измерительной мембраны в области шва или же изначальный дефект. Это может привести к поломке датчика, а также к ухудшению метрологических характеристик.

Моделировалась ситуация, при которой сварной шов измерительной мембраны отсутствует на 50% длины. Такой дефект приводит в существенному изменению частот, связанных с колебаниями измерительной части преобразователя. Среднее относительное изменение частот составляет 8-10%, а максимальное на частоте 35865 Гц (мода 10) достигает 23,6%. Частоты, на которых наблюдается наибольшее относительное изменение значения частоты представлены в таблице 2.3.5.

Таблица 2.3.5 – частоты собственных колебаний при разгерметизации сварного шва «измерительная мембрана – шток»

Номера мод	Частоты, Гц		Относительное изменение частоты, %
	Опорные	С дефектом	
1	10785	11773	9,2
2	10904	11792	8,1
6	17369	17945	3,3
7	22707	24898	9,6
8	22785	24925	9,4
10	35865	44315	23,6
11	41702	46277	11,0
12	41957	46244	10,2

Обобщение влияния дефектов на частоты преобразователя

Все результаты, полученные в данном разделе при моделировании дефектов преобразователя представлены в таблицах 2.3.6 и 2.3.7. В таблицах указано вероятное изменение частоты для каждой моды в результате воздействия определенного дефекта. Если изменение не превышает 0,5% или значительно меньше среднего изменения соседних частот, то указано слово «незначительно».

Таблица 2.3.6 – относительное изменение значений частот преобразователя давления в зависимости от типа дефекта

Номер моды	Изменение толщины разделительной мембраны	Налипание инородного тела	Пластическая деформация мембраны
1	Незначительно	Незначительно	0,8-1,8%
2	Незначительно	Незначительно	0,8-2,2%
3	Незначительно	1-1,5%	1-3%
4	Незначительно	1-1,5%	1-3%
5	До 0,75% при изменении толщины в 2 раза	До 9,5%	1-3%
6	Незначительно	Незначительно	0,7-1,9%
7	Незначительно	Незначительно	2-4,4%
8	Незначительно	4%	2-4,4%
9	Незначительно	0,5%	1,6-2,5%
10	Незначительно	Незначительно	1-2%
11	Незначительно	Незначительно	1-2%
12	Незначительно	Незначительно	1-2%
13	Незначительно	2,5-3%	0,7-2,5%
14	Незначительно	2,5-3%	0,7-2,9%
15	Незначительно	1,5-2%	1-2%
16	Незначительно	1,5-2%	1-2%
17	Незначительно	3%	2-3%

Таблица 2.3.7 – относительное изменение значений частот преобразователя давления в зависимости от типа дефекта (продолжение)

Номер моды	Нарушение сварного шва «разделительная мембрана – корпус»	Изменение толщины измерительной мембраны	Нарушение сварного шва «измерительная мембрана – шток»
1	Незначительно	0,4-0,7%	8-9%
2	Незначительно	0,4-0,7%	8-9%
3	0,6-1%	Незначительно	Незначительно
4	0,6-1%	Незначительно	Незначительно
5	0,5-1,5%	Незначительно	Незначительно
6	Незначительно	Незначительно	3,3%
7	Незначительно	Незначительно	9,5%
8	Незначительно	Незначительно	9,5%
9	Незначительно	Незначительно	Незначительно
10	Незначительно	Незначительно	23,6%
11	Незначительно	Незначительно	10-11%
12	Незначительно	Незначительно	10-11%
13	0,3-0,5%	Незначительно	Незначительно
14	0,3-0,5%	Незначительно	Незначительно
15	0,4-1%	0,4-0,7%	Незначительно
16	0,4-1%	0,4-0,7%	Незначительно
17	Незначительно	Незначительно	Незначительно

Моделирование показало, что дефекты большее воздействие оказывают именно на те моды колебаний, в которых участвуют элементы конструкции, подвергнувшиеся дефекту. Большинство эффектов вызывают относительное изменение частот в пределах 0,5-1,5%, что требует использования точных методов спектрального анализа при исследовании реальных сигналов. Именно способность оценивать частоты в сигналах с данной точностью будет использовано далее в качестве критерия при разработке численного метода оценки частот в выходном сигнале преобразователя.

2.4 Применимость разработанной системы компьютерного моделирования в других областях

Диагностика технического состояния на основе анализа частотного спектра сигналов применима в тех областях, где возникающие дефекты, неисправности и отказы оказывают влияние на частотные характеристики диагностируемых объектов. Помимо рассмотренной в предыдущих разделах конструкции преобразователя давления, разработанная система моделирования применима как для других типов конструкции и принципов действия преобразователей давления, так и для других средств измерения, например, расходомеров, а также для диагностики технического состояния объектов, частоты и вибрации которых могут быть измерены дополнительными средствами, например, с помощью акселерометров. Подобные задачи встречаются в таких отраслях, как машиностроение, строительство, эксплуатация зданий и сооружений и других. Основным требованием применимости разработанного подхода является осуществимость практической оценки частотного спектра диагностируемого объекта.

Рассмотрим применение разработанной системы компьютерного моделирования для других типов конструкции преобразователей давления. Для этого проведем моделирование и расчеты для первичного измерительного преобразователя давления, изготовленного ЗАО «НПК ВИП» (г. Екатеринбург), и для преобразователя давления без разделительной мембраны на его основе, изготовленные ООО «ИТеК БМВ» (г. Челябинск).

Первичный измерительный преобразователь давления представляет собой измерительную систему, состоящую из трех частей. Чертеж основной части с нанесенными размерами в осевом разрезе представлен на рисунке 1.3.1. Сборка в разрезе представлена на рисунке 2.4.1.

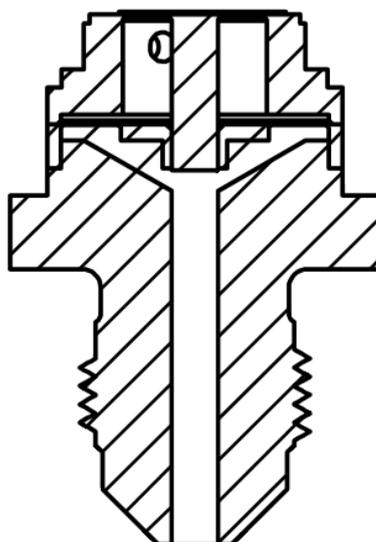


Рис. 2.4.1 – Измерительный преобразователь в сборе

В результате применения описанной в предыдущих разделах системы компьютерного моделирования для данного первичного измерительного преобразователя давления, были получены оценки 7 мод, каждой из которых соответствует определенная частота и форма колебаний (см. таблицу 2.4.1). На рис. 2.4.2 представлены частоты.

Таблица 2.4.1 – рассчитанные моды колебаний первичного измерительного преобразователя давления

Но- мер моды	Ча- стота, Гц
1	24188
2	24261
3	29346
4	42483
5	43623
6	46543
7	47897

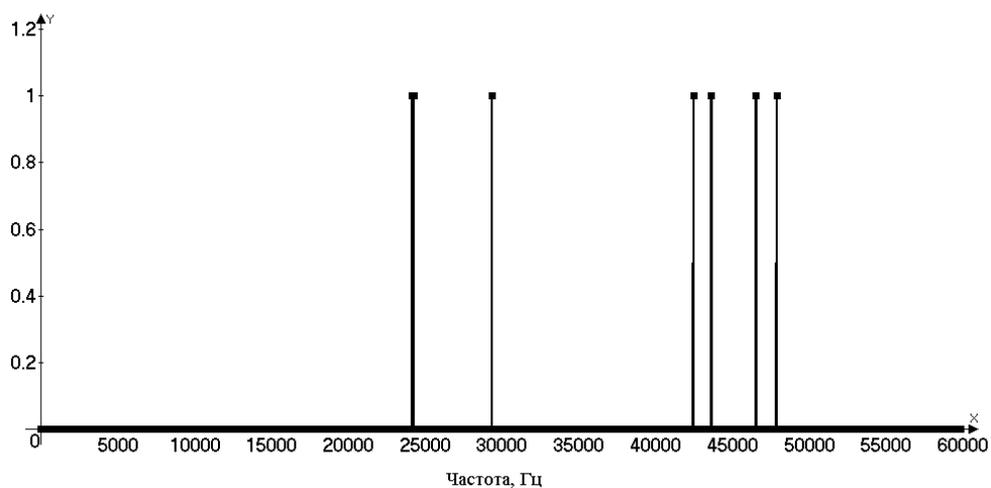
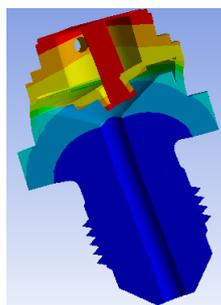
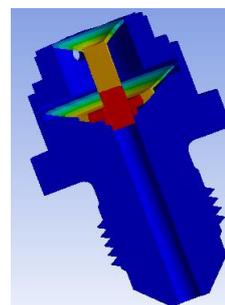


Рис. 2.4.2. Значения частот, полученные в результате расчетов для первичного измерительного преобразователя давления

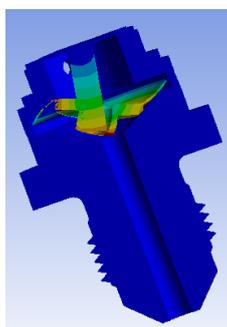
На рисунке 2.4.3 представлены некоторые характерные формы колебаний конструкции первичного измерительного преобразователя.



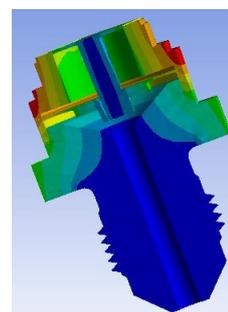
Частота – 24188 Гц



Частота – 29346 Гц



Частота – 42483 Гц



Частота – 46543 Гц

Рис. 2.4.3. Формы колебаний, соответствующие модам 1, 3, 4 и 6.

Для данной конструкции первичного измерительного преобразователя было проведено моделирование следующих дефектов с использованием разработанной системы компьютерного моделирования: нарушение сварного шва «измерительная мембрана – шток» и уменьшение толщины измерительной мембраны. Причиной изменения толщины измерительной мембраны могут быть, например, коррозия или изначально несоблюдение размера при создании детали. Слишком малая толщина мембраны может привести к ее разрыву, что приведет к поломке датчика, а также к ухудшению метрологических характеристик. Порядок моделирования и рассмотренные значения толщины мембраны аналогичны описанным при в разделе 2.3.

Результаты расчетов и сравнение их с оценками, полученными при отсутствии дефектов, представлены в таблицах 2.4.2, 2.4.3 и 2.4.4. Относительное изменение частот вследствие уменьшения толщины измерительной мембраны составляет от 3-4% на модах 1-3 до 10-12% на модах 4-7.

Таблица 2.4.2 – относительное изменение частот первичного измерительного преобразователя при разгерметизации сварного шва «измерительная мембрана – шток»

Номер моды	Относительное изменение частоты, %	Частота, Гц	
1	1,125	24188	23916
2	0,997	24261	24019
3	1,642	29346	28864
4	8,526	42483	38861
5	7,629	43623	40295
6	0,019	46543	46552
7	0,570	47897	47624
		опорный	

Таблица 2.4.3 – частоты собственных колебаний первичного измерительного преобразователя при изменении толщины измерительной мембраны

	Номер моды	Толщина мембраны, мм		
		0,06	0,11	0,16
Частоты, Гц	1	24990	24925	24188
	2	25047	24983	24261
	3	30661	30446	29346
	4	47036	46843	42483
	5	48714	48895	43623
	6	49692	52272	46543
	7	52904	54258	47897
				опорный

Таблица 2.4.4 – относительное изменение частот первичного измерительного преобразователя при изменении толщины измерительной мембраны (в %)

Номер моды	Толщина мембраны, мм	
	0,06	0,11
1	3,32	3,05
2	3,24	2,98
3	4,48	3,75
4	10,72	10,26
5	11,67	12,09
6	6,77	12,31
7	10,45	13,28

Далее были получены аналогичные оценки для конструкции преобразователя давления с корпусом без разделительной мембраны. Общий вид преобразователя представлен на рисунке 2.4.4.

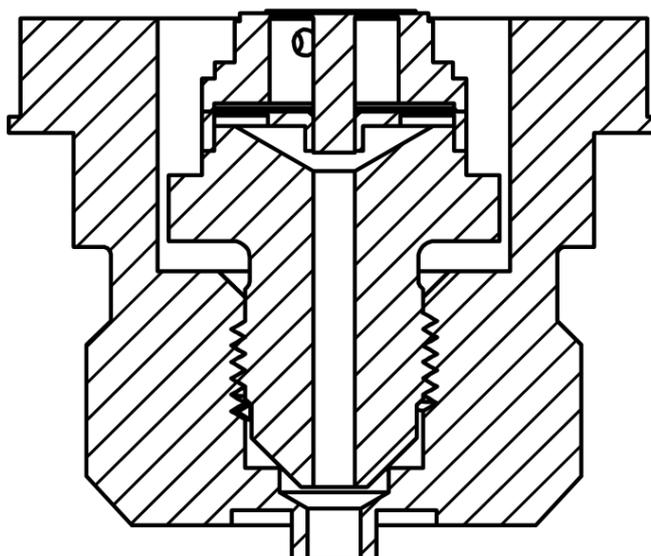


Рис. 2.4.4 – Общий вид конструкции преобразователя давления с корпусом без разделительной мембраны

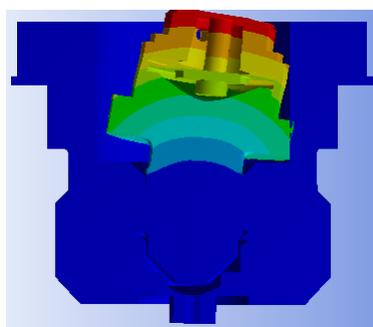
В результате применения описанной в предыдущих разделах системы компьютерного моделирования для конструкции данного типа были получены оценки 17 мод колебаний конструкции преобразователя, каждой из которых соответствует определенная частота и форма колебаний (см. таблицу 2.4.5).

Таблица 2.4.5 – рассчитанные моды колебаний преобразователя давления без разделительной мембраны

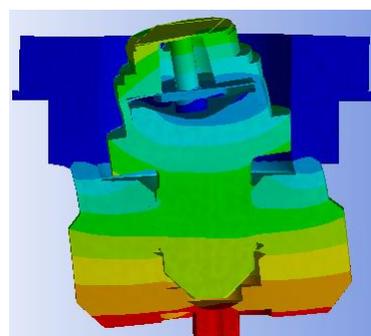
Но- мер моды	Ча- стота, Гц	Краткое описание колебания
1	11219	Колебания измерительной части датчика как консольной балки
2	11364	
3	17572	Колебание измерительной части относительно центральной оси
4	22584	Колебания измерительной части датчика и нижней части корпуса
5	22600	
6	27074	Продольные колебания центральной области измерительной части датчика
7	32250	Колебания измерительной части датчика и нижней части корпуса относительно центральной оси

8	32940	Продольные колебания центральной области измерительной части датчика
9	37319	Изгибные колебания измерительной части датчика
10	37548	
11	44713	Колебания измерительной части датчика и нижней части корпуса
12	49573	Колебания измерительной части датчика, верхней и нижней частей корпуса
13	49724	
14	52163	
15	52203	
16	53868	Колебания измерительной части датчика
17	54083	

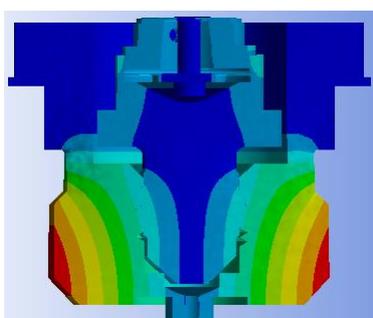
На рисунке 2.4.5 представлены некоторые характерные формы колебаний конструкции преобразователя без разделительной мембраны.



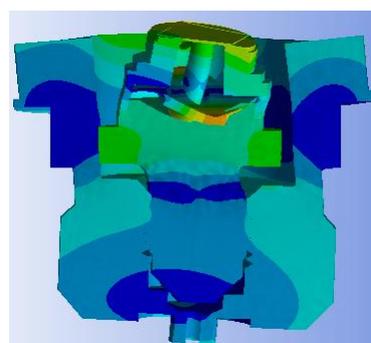
Частота – 11219 Гц



Частота – 22584 Гц



Частота – 32250 Гц



Частота – 49724 Гц

Рис. 2.4.5. Формы колебаний, соответствующие модам 1, 4, 7 и 13.

Для сравнения с данными, полученными в предыдущем разделе, были проведены исследования влияния дефектов конструкции на амплитудно-частотную характеристику преобразователя с корпусом без разделительной мембраны. У датчика данного типа среда непосредственно контактирует с

измерительной мембраной, поэтому для исследования был выбран такой дефект, как нарушение сварного шва «измерительная мембрана-шток». Причины разгерметизации сварного шва могут быть разные, например, коррозия измерительной мембран в месте сварного шва. Это приведет к поломке датчика, а также к ухудшению метрологических характеристик. Моделировалось отсутствие сварного шва на 50% его длины, результаты сравнивались с опорными значениями частот, приведенными в таблице 2.4.5. Результаты расчетов представлены в таблице 2.4.6.

Таблица 2.4.6 – относительное изменение частот преобразователя без разделительной мембраны при нарушении сварного шва «измерительная мембрана – шток»

Номер моды	Относительное изменение частоты, %	Частота, Гц	Номер моды	Относительное изменение частоты, %	Частота, Гц
1	0,125	11219	9	1,471	37319
2	0,123	11364	10	2,171	37548
3	0,028	17572	11	0,215	44713
4	0,013	22584	12	0,058	49573
5	0,013	22600	13	0,107	49724
6	0,886	27074	14	0,038	52163
7	0,003	32250	15	0,063	52203
8	1,044	32940	16	1,461	53868
			17	1,305	54083

Как видно из таблицы 2.4.6 наибольшее относительное изменение частот наблюдается на модах 6, 8, 9, 10, 16 и 17, связанных с колебаниями измерительной части преобразователя. При этом относительное изменение частот, доступное для оценки, находится в пределах 0,8-2,1%, что, с одной

стороны, в целом совпадает с выводами, полученными в предыдущем разделе для преобразователя другого типа, с другой стороны, позволяет утверждать, что собственные частоты являются уникальной характеристикой для данного типа конструкции датчика.

Таким образом, разработанная в данной главе система компьютерного моделирования позволяет получать оценки собственных резонансных частот для различных типов конструкции датчиков, причем данные оценки являются уникальными характеристиками каждой конкретной моделируемой конструкции, что позволяет использовать полученную информацию для разработки систем диагностики технического состояния данных объектов.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2

Проведенное компьютерное моделирование показало целесообразность моделирования конструкции преобразователя и оценки его амплитудно-частотной характеристики методом конечных элементов. Разработанная система компьютерного моделирования, основанная на применении современных технологий, в частности программного пакета ANSYS, позволяет в интерактивном режиме исследовать амплитудно-частотные характеристики преобразователей. Представленная система применима и в различных областях – в приборостроении, автомобилестроении, строительстве, при эксплуатации зданий и сооружений, для исследования метрологических и прочностных характеристик датчиков физических величин, а также для анализа влияния неисправностей в приборах, дефекты которых имеют влияние на их частотные характеристики (пьезодатчики, дифференциальные преобразователи, расходомеры и др.).

Компьютерное моделирование влияния дефектов конструкции преобразователя на значения собственных частот позволило получить количественные оценки ожидаемого изменения значений частот вследствие различных дефектов. Установлено, что изменение толщины разделительной мембраны преобразователя не приводит к заметному изменению частоты колебаний, поскольку максимальное изменение частоты при уменьшении толщины мембраны в два раза составляет не более 0,75%.

При налипании тела с массой, составляющей 20% массы мембраны, частоты изменяются на значение 1-4%, при этом изменение претерпевает большинство частот. Пластическая деформация мембраны приводит к увеличению частот, изменение достигает 3-4%. Нарушение сварного шва «разделительная мембрана – корпус» (на величину от 3 до 10% длины шва) может привести к относительному изменению частот на 0,3-1,5%.

Моделирование также показало, что существенное изменение параметров преобразователя (например, нарушение сварного шва «измерительная мембрана – корпус» на 50% длины или изменение толщины измерительной мембраны в два раза) может привести к заметному изменению частот – до 10-12%.

Проведенное исследование с применением разработанной системы компьютерного моделирования позволяет заключить, что:

1. Частоты собственных колебаний преобразователя связаны с параметрами его конструкции и могут служить в качестве признаков его технического состояния.
2. Дефекты и неисправности конструкции оказывают влияние на параметры амплитудно-частотной характеристики преобразователя. Различным дефектам соответствует разное изменение частот колебаний.
3. Дефекты оказывают большее воздействие именно на те моды колебаний, в которых участвуют элементы конструкции, подвергнувшиеся дефекту.
4. Большинство дефектов вызывают относительное изменение частот в пределах 0,5-1,5%, что требует использования точных методов спектрального анализа при исследовании реальных сигналов.

Вследствие этого при разработке методики диагностики необходимо разрабатывать алгоритмы оценки частот, позволяющие оценивать частоты с точностью не меньшей 0,5%. Именно способность оценивать частоты в сигналах с данной точностью будет использована далее в качестве критерия эффективности при разработке численного метода оценки частот в выходном сигнале преобразователя давления. Также потребуется проведение экспериментальных исследований влияния неисправностей на спектр выходного сигнала для проверки достоверности полученных результатов.

ГЛАВА 3. ЧИСЛЕННЫЙ МЕТОД ОЦЕНКИ ЧАСТОТ В ВЫХОДНОМ СИГНАЛЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ И КОМПЛЕКС ПРОГРАММ

3.1 Численный метод оценки частот в выходном сигнале преобразователя и способы увеличения его точности

Результаты моделирования собственных колебаний конструкции преобразователей давления, как было показано в предыдущей главе, требуют оценивать частоты выходного сигнала с точностью не меньшей 0,5%. Следовательно, задачей исследования является разработка метода оценки частот в сигнале, удовлетворяющего вышеупомянутому требованию при низких значениях отношения сигнал/шум (до 10 дБ) и сравнительно небольшой длительности отклика выходного сигнала датчика. В данном разделе описана последовательность действий для оценки частот в выходном сигнале преобразователя и приведены формулы и соотношения, лежащие в основе предложенного метода.

Наиболее распространенным традиционным методом спектрального анализа является быстрое преобразование Фурье (БПФ) [115]. Но, к сожалению, быстрое преобразование Фурье является непараметрическим методом, предназначенным для оценки всего спектра и не предназначено для точечной оценки значений частот. Также БПФ имеет принципиальное ограничение на разрешение по частоте, заданное длительностью анализируемого сигнала. Это обстоятельство существенно ограничивает применение БПФ для оценки спектра коротких сигналов. Например, при длительности сигнала $\tau = 5$ мс частотное разрешение составит $\frac{1}{\tau} = 200$ Гц, это означает, что изменение частоты меньше 100 Гц останется за пределами «видимости» БПФ.

Аналізу альтернативних методів спектрального оцінювання вихідного електричного сигналу датчика присвячено немало робіт, в том числі розглядаються нові математичні алгоритми спектрального оцінювання [2, 34, 36, 42, 44, 72-73, 151]. Але, на жаль, методи, запропоновані в цих роботах, погано працюють для аналізу сигналів з низьким відношенням сигнал/шум, і не забезпечують необхідної в даному дослідженні точності оцінки. Для потреб даного дослідження був розроблений чисельний метод оцінки частот в вихідному сигналі перетворювача тиску, заснований на представленні сигналу в вигляді експоненціальної моделі. Особливістю цього методу є його висока продуктивність для коротких відповідей сигналів, а також основа на апроксимацію часового ряду комплексними експонентами, що в більшості випадків відповідає фізичній природі розглянутих сигналів.

Реальний вихідний сигнал, що містить інформацію про власні частоти перетворювача, є відподем на зовнішнє імпульсне впливання і може бути апроксимований [70] виразом виду

$$x(t) = \sum_{j=1}^k A_j e^{-\alpha_j t} \cos(2\pi f_j t + \varphi_j) + r(t), \quad (3.1)$$

де A_j – амплітуда j -ї складової, α_j – коефіцієнт затухання, f_j – значення частоти, φ_j – початкова фаза, $r(t)$ – шум, k – порядок моделі.

В випадку дискретних сигналів вираз (3.1) примет наступний вигляд

$$x[n] = s[n] + r[n], \quad (3.2)$$

де $s[n] = \sum_{j=1}^k A_j e^{-\alpha_j \Delta T n} \cos(2\pi f_j \Delta T n + \varphi_j)$ – відліки корисного сигналу, що містить інформацію про властивості перетворювача (ΔT – інтервал дискретизації), $r[n]$ – відліки адитивного шуму.

Важливою характеристикою «якості» сигналу є відношення сигнал/шум, яке в загальному випадку визначається як відношення потужності

полезного сигнала к мощности шума и может быть вычислено через следующее выражение [76]:

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^N (s[n])^2}{N\sigma^2}, \quad (3.3)$$

где SNR – значение отношения сигнал/шум данного сигнала, выраженное в дБ, $s[n]$ – дискретные значения полезного сигнала, N – число отсчетов, σ – СКО шума.

В рамках данного исследования для анализа реальных сигналов, в которых отделение шумовых и полезных составляющих невозможно, было предложено использовать другое выражение для оценки SNR сигнала. Вместо дискретных значений полезного сигнала берутся дискретные значения всего сигнала, а вместо неизвестного среднеквадратического отклонения шума – его несмещенная оценка, которую можно получить при анализе выходного сигнала преобразователя до времени действия возбуждающего импульса. Формула для расчета отношения сигнал/шум в этом случае примет вид

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{n=1}^N (x[n])^2}{N\hat{\sigma}^2} - 1 \right), \quad (3.4)$$

где $x[n]$ – дискретные значения реального сигнала, N – число отсчетов, $\hat{\sigma}$ – несмещенная оценка СКО шума.

Выражение (3.4) эквивалентно выражению (3.3), так как с учетом (3.2)

$$\sum_{n=1}^N (x[n])^2 = \sum_{n=1}^N (s[n] + r[n])^2 = \sum_{n=1}^N ((s[n])^2 + 2s[n]r[n] + (r[n])^2) \quad (3.5)$$

Суммой $\sum_{n=1}^N s[n]r[n]$ в (3.5) можно пренебречь, так как знак отсчетов $s[n]$ меняется, и результат такого суммирования будет на порядок меньше суммы квадратов отсчетов. При делении оставшихся членов на $N\hat{\sigma}^2$ получим выражение, эквивалентное (3.3).

Метод оценки частот в сигнале, разрабатываемый в данном исследовании, основан на аппроксимации данных с помощью детерминированной экспоненциальной модели. Пусть $x[n]$ – это дискретные отсчеты выходного

сигнала преобразователя давления. Данная последовательность отсчетов аппроксимируется [45] как экспоненциальная последовательность

$$x[n] = \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-1}, \quad (3.6)$$

где $1 \leq n \leq N$, N – число отсчетов в сигнале, p – порядок модели (число экспонент), комплексные константы h_k и z_k в общем случае определяются выражениями

$$h_k = A_k e^{i\theta_k}, \quad (3.7)$$

$$z_k = e^{(\alpha_k + i2\pi f_k)T}. \quad (3.8)$$

В данном выражении h_k представляет собой комплексную амплитуду, независимый от времени параметр, который определяется амплитудой A_k и начальной фазой θ_k , а z_k – это комплексная экспонента, которая зависит от времени и определяется коэффициентом затухания α_k и частотой f_k , i – мнимая единица, T – период дискретизации. В случае, если $N = 2p$, то есть число используемых отсчетов данных равно числу экспоненциальных параметров h_k и z_k , то возможна точная подгонка этих параметров под имеющиеся данные [45].

Приведем описание последовательных шагов, составляющих метод, результатом которого являются оценки частот f_k в выходном сигнале преобразователя.

Шаг 1 – сбор данных и предварительная обработка сигнала

На данном шаге получают N отсчетов сигнала, при этом исходными данными может быть любое количество реализаций сигнала, то есть матрица размером N на M , где M – число реализаций сигнала, N – число отсчетов в каждой реализации. Указывается исходная частота дискретизации f_s , с которой проводилась запись данных. Проводится оценка СКО шума в ре-

альном сигнале sig , которая необходима для вычисления отношения сигнал/шум, в общем случае оценка может отличаться для разных реализаций сигнала.

Осуществляется предварительная обработка сигнала, целью которой является определение значений параметров, необходимых для дальнейших операций, и подготовка сигнала для дальнейшей обработки. С помощью БПФ определяется количество и приблизительные значения искомым частот. Вычисляется оптимальная частота дискретизации сигнала (определение оптимальной частоты дискретизации сигнала будет описано далее). Значение новой частоты дискретизации проверяется на удовлетворение условию теоремы Котельникова. Осуществляется перевыборка отсчетов (децимация) исходного сигнала с новой оптимальной частотой дискретизации.

Устанавливаются значения входных параметров: p (порядок экспоненциальной модели), N_{samp} (длительность сегмента сигнала для анализа), q (ожидаемое число экспонент в сигнале – в два раза больше числа частот), eps (параметр, отвечающий за отбор корней), $SNRlevel$ (пороговое значение отношения сигнал/шум). Проводится разделение сигнала на сегменты длительностью N_{samp} и вычисление отношения сигнал/шум SNR для каждого сегмента по формуле (3.4).

Следует отметить, что отношение сигнал/шум зависит от количества отсчетов вследствие затухания полезного сигнала. Поэтому отношение сигнал/шум рассчитывается для каждого конкретного анализируемого сегмента сигнала. Сегменты, значение отношения сигнал/шум которых не превышает $SNRlevel$, убираются из рассмотрения.

Шаг 2 – составление матриц и векторов данных

Заметим, что выражение (3.6) является решением некоторого однородного линейного разностного уравнения с постоянными коэффициентами, вид которого можно определить, введя характеристический полином $A(z)$, корнями которого являются экспоненты z_k :

$$A(z) = \sum_{m=0}^p a[m]z^{p-m}, \quad (3.9)$$

где $a[m]$ – комплексные коэффициенты, для которых $a[0] = 1$.

Осуществляя в уравнении (3.6) сдвиг индекса от n к $n - m$ и умножая обе его части на параметр $a[m]$, получаем

$$a[m]x[n - m] = a[m] \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-m-1}. \quad (3.10)$$

Записывая аналогичные произведения $a[0]x[n], \dots, a[m - 1]x[n - m + 1]$ и осуществляя суммирование, получаем

$$\sum_{m=0}^p a[m]x[n - m] = \sum_{i=0}^p h_i \sum_{m=0}^p a[m]z_i^{n-m-1}, \quad (3.11)$$

которое справедливо при $p + 1 \leq n \leq 2p$. Осуществляя подстановку $z_i^{n-m-1} = z_i^{n-p} z_i^{p-m-1}$, получаем

$$\sum_{m=0}^p a[m]x[n - m] = \sum_{i=0}^p h_i z_i^{n-p} \sum_{m=0}^p a[m]z_i^{p-m-1}. \quad (3.12)$$

Учитывая, что значение полинома (3.9) при подстановке в него экспонент z_k равно нулю, получают следующее линейное разностное уравнение, однородное решение которого и выражается формулой (3.6):

$$\sum_{m=0}^p a[m]x[n - m] = 0. \quad (3.13)$$

Уравнение (3.13) справедливо при $p + 1 \leq n \leq 2p$.

r уравнений, позволяющих определить истинные значения коэффициентов $a[m]$, удовлетворяющих (3.13), можно записать в виде $p \times p$ матричного уравнения:

$$\begin{pmatrix} x[p] & x[p - 1] & \dots & x[1] \\ x[p + 1] & x[p] & \dots & x[2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x[2p - 1] & x[2p - 2] & \dots & x[p] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a[1] \\ a[2] \\ \vdots \\ a[p] \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} x[p + 1] \\ x[p + 2] \\ \vdots \\ x[2p] \end{pmatrix}. \quad (3.14)$$

Из уравнения следует, что, имея $2p$ отсчетов исходного сигнала, возможно разделение множеств параметров h_k и z_k . Определив коэффициенты $a[m]$, определяют значение корней характеристического полинома (3.9) и искомые значения частот. Но прежде, чем перейти к решению указанного матричного уравнения, на данном шаге необходимо составить матрицу данных

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} x[p] & x[p-1] & \dots & x[1] \\ x[p+1] & x[p] & \dots & x[2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x[2p-1] & x[2p-2] & \dots & x[p] \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

и вектор данных

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} x[p+1] \\ x[p+2] \\ \vdots \\ x[2p] \end{pmatrix}. \quad (3.16)$$

Вышеуказанные соотношения также используются в так называемом методе экспоненциального анализа Прони [45], который получил свое название в честь Гаспара Рише (барона де Прони), предложившего в 1795 г. представление законов расширения газов в виде суммы затухающих экспонент. В настоящее время метод Прони рассматривается рядом исследователей как перспективный метод обработки сигналов в информационно-измерительных системах [69, 72-73, 76-77]. Исследованию свойств и особенностей данного метода для обработки сигналов посвящены работы О.Л. Ибряевой, Б.В. Цыпина, М.Г. Мясниковой, А.В. Терехиной.

Главной проблемой, не позволяющей использовать приведенные соотношения в исходном виде для анализа реальных сигналов, является высокая чувствительность к наличию шума. Это обстоятельство вызвано тем, что выражение для аппроксимации данных экспоненциальной моделью (3.6) не

учитывает наличие шума в исходных данных, поэтому осуществляет подгонку комплексных параметров и к шуму. Одной из задач данного исследования является повышение точности метода экспоненциального анализа при анализе реальных сигналов.

Для преодоления проблемы наличия шума на данном шаге сделаем следующее. Во-первых, выберем завышенный порядок модели, в несколько раз превышающий истинное число искомым экспонент. Во-вторых, замечено [45], что те же результаты, что и при решении уравнения (3.13), можно получить в обратном времени, решая следующее уравнение:

$$\sum_{m=0}^p b[m]x[n-p+m] = 0, \quad (3.17)$$

где $b[0] = 1$. Этому уравнению будет соответствовать характеристический полином

$$B(z) = \sum_{m=0}^p b^*[m]z^{p-m}, \quad (3.18)$$

сформированный из комплексно-сопряженных коэффициентов уравнения (3.17). Корни полинома $B(z)$ имеют вид $z_k = e^{(-\alpha_k + i2\pi f_k)T}$, $1 \leq k \leq p$, тогда как корни полинома $A(z)$, определенного в (3.9), имеют вид $z_k = e^{(\alpha_k + i2\pi f_k)T}$, $1 \leq k \leq p$.

Уравнение (3.13) и полином (3.9) будем называть уравнением и характеристическим полиномом линейного предсказания «вперед», в отличие от уравнения (3.17) и полинома (3.18), которые будем называть уравнением и характеристическим полиномом линейного предсказания «назад». Предсказание «вперед» понимается в том смысле, что результат предсказания для текущего отсчета данных представляет собой линейную комбинацию из p предшествующих отсчетов. Предсказание «назад» понимается в том смысле, что результат предсказания для текущего отсчета данных является линейной комбинацией p последующих отсчетов. Для конечного набора отсчетов данных параметры линейного предсказания назад в общем случае не идентичны параметрам линейного предсказания вперед [45].

Видно, что имеет место связь между корнями характеристического полинома линейного предсказания вперед $A(z)$ и корнями характеристического полинома линейного предсказания назад $B(z)$. Аргументы корней будут совпадать, а модули находиться в соотношении $|z_k^{(A)}| = 1/|z_k^{(B)}|$. Другими словами, если одни из корней попадают внутрь единичной окружности z -плоскости (при наличии коэффициента затухания), то другие будут находиться снаружи этой единичной окружности. Это соотношение между корнями характеристических полиномов вперед и назад может быть использовано для отделения ложных корней, соответствующих шуму.

Учитывая вышеприведенные соотношения, на данном шаге составляются две матрицы и два вектора данных: матрица данных вперед

$$\mathbf{X}_f = \begin{pmatrix} x[p] & x[p-1] & \dots & x[1] \\ x[p+1] & x[p] & \dots & x[2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x[N-1] & x[N-2] & \dots & x[N-p] \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

и вектор данных вперед

$$\mathbf{x}_f = \begin{pmatrix} x[p+1] \\ x[p+2] \\ \vdots \\ x[N] \end{pmatrix}. \quad (3.20)$$

Матрица данных назад

$$\mathbf{X}_b = \begin{pmatrix} x[p+1] & \dots & x[2] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x[N] & \dots & x[N-p+1] \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

и вектор данных назад

$$\mathbf{x}_b = \begin{pmatrix} x[1] \\ x[2] \\ \vdots \\ x[N-p] \end{pmatrix}. \quad (3.22)$$

Искомые векторы коэффициентов линейного предсказания:

$$\begin{array}{l} \text{вперед} \\ \text{назад} \end{array} \quad \begin{array}{l} \mathbf{a}_f = \begin{pmatrix} a[1] \\ \vdots \\ a[p] \end{pmatrix} \\ \mathbf{a}_b = \begin{pmatrix} a[p] \\ \vdots \\ a[1] \end{pmatrix}. \end{array} \quad (3.23)$$

Матрицы \mathbf{X}_f и \mathbf{X}_b по структуре являются матрицами Тёплица, что позволяет применять к ним алгоритмы, разработанные для матриц подобной структуры.

Дальнейшему улучшению результата способствует улучшение данных на основе сингулярного разложения матриц \mathbf{X}_f и \mathbf{X}_b . Матрицы \mathbf{X} можно представить в виде следующего разложения по сингулярным числам:

$$\mathbf{X} = \sum_{n=1}^p \sigma_n \mathbf{u}_n (\mathbf{v}_n)^H, \quad (3.24)$$

где σ_n – положительные сингулярные числа матрицы \mathbf{X} , а \mathbf{u}_n и \mathbf{v}_n – собственные векторы матрицы.

Как указано в [45], если сигнал состоит из смеси q экспонент и аддитивного шума, то q собственных векторов, ассоциированных с q наибольшими сингулярными числами, будут охватывать эти экспоненциальные компоненты. Остальные векторы будут соответствовать шуму. В этом случае вклад шума в матрицу данных уменьшают, проводя процедуру усечения соотношений для разложения по сингулярным числам в (3.24) до q главных сингулярных чисел:

$$\hat{\mathbf{X}} = \sum_{n=1}^q \sigma_n \mathbf{u}_n (\mathbf{v}_n)^H. \quad (4.25)$$

Далее коэффициенты \mathbf{a} получают, используя новую матрицу данных $\hat{\mathbf{X}}$. Если число экспонент q не известно, то его можно оценить, сравнивая относительные величины сингулярных чисел. Сингулярные числа, связанные с сигналом, как правило, должны быть больше, чем сингулярных чисел, связанных с шумом [45]. Следует отметить, что при анализе реального сигнала указанное соотношение между сингулярными числами не выполняется

в случае быстро затухающих экспонент или в случае малых отношений сигнал/шум. В обоих этих случаях сингулярные числа сигнала сравнимы по величине с сингулярными числами шума, что затрудняет их строгое разделение по относительным величинам. Для преодоления данного затруднения было предложено выбирать значения параметра q на первом шаге метода путем предварительной обработки сигнала. В комбинации с правильным завышением порядка модели разложение матриц данных по сингулярным числам приводит к увеличению точности оценок.

Суммируя вышеприведенные замечания, операции, которые осуществляются на данном шаге, следующие:

1. Для каждого сегмента сигнала составляют матрицы и векторы данных вперед и назад по формулам (3.19) – (3.22).
2. Улучшают матрицы данных путем усечения до q главных сингулярных чисел в соответствии с (3.25).

Шаг 3 – решение матричного уравнения и определение коэффициентов характеристических полиномов

Уравнения для нахождения коэффициентов линейного предсказания вперед и назад с учетом предыдущего шага можно представить в матричном виде

$$\widehat{\mathbf{X}}\mathbf{a} = -\mathbf{x}, \quad (3.26)$$

где под $\widehat{\mathbf{X}}$ подразумеваются улучшенные матрицы данных вперед $\widehat{\mathbf{X}}_f$ и назад $\widehat{\mathbf{X}}_b$ (см. (3.25)), под \mathbf{x} и \mathbf{a} соответствующие им векторы данных и векторы коэффициентов вперед и назад, которые определяются выражениями (3.19) – (3.22).

Решая уравнение (3.26) с матрицами данных «вперед» и «назад», получают два массива коэффициентов \mathbf{a}_f и \mathbf{a}_b , которые далее используют для определения корней характеристического полинома и вычисления частот.

На точность решения матричного уравнения существенное значение оказывает частота дискретизации исходного сигнала. Это является известным эмпирическим фактом, но работы [11, 51, 117], в которых этот факт упоминается, дают рекомендации выбора частоты дискретизации, основываясь на практических расчетах и моделировании, без математического обоснования. В данном исследовании дается обоснование выбора оптимальной частоты дискретизации исходных данных, что позволяет существенно увеличить точность оценки частот в выходном сигнале преобразователя давления с низким значением отношения сигнал/шум.

Известно, что для системы линейных уравнений $\mathbf{Ax} = \mathbf{b}$ относительная ошибка решения $\delta x = \frac{\|\Delta x\|}{\|x\|}$ удовлетворяет неравенству

$$\delta x \leq \text{cond}A \cdot \frac{\delta A + \delta b}{1 - \text{cond}A \cdot \delta A}, \quad (3.27)$$

где δA – относительная погрешность задания матрицы A , $\text{cond}A$ – число обусловленности матрицы A .

Поскольку на практике сигнал зашумлен и относительные погрешности δA и δb не равны нулю, то необходимо, чтобы числа обусловленности матриц этих систем были как можно меньше. На значения элементов матриц (3.19) и (3.21) и, следовательно, на их числа обусловленности прямое влияние оказывает частота дискретизации сигнала, так как в силу равенства (3.8) она входит в формулы в качестве размерного коэффициента. Таким образом, для повышения точности оценок частоту дискретизации следует выбирать так, чтобы минимизировать числа обусловленности матриц.

Учитывая соотношение (3.6), матрица в уравнении (3.14) может быть представлена в следующем виде

$$M = \begin{pmatrix} A_1 + \dots + A_p & \dots & A_1 z_1^{p-1} + \dots + A_p z_p^{p-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A_1 z_1^{p-1} + \dots + A_p z_p^{p-1} & \dots & A_1 z_1^{2p-2} + \dots + A_p z_p^{2p-2} \end{pmatrix}, \quad (3.28)$$

где A_j – комплексные амплитуды, z_j – комплексные экспоненты (корни характеристического полинома).

В работах [30, 77] показано, что в случае, если $|z_\lambda| \leq 1, \lambda = 1, 2, \dots, p$, число обусловленности матрицы M можно оценить как

$$\text{cond}M \leq p^3 \cdot \frac{A_{max}}{A_{min}} \cdot \left(\frac{2}{d}\right)^{2(p-1)}, \quad (3.29)$$

где $A_{max} = \max_{1 \leq \lambda \leq p} |A_\lambda|$, $A_{min} = \min_{1 \leq \lambda \leq p} |A_\lambda|$, $d = \min_{v \neq k} |z_v - z_k|$, p – порядок модели.

Из анализа данной оценки следует, что для увеличения эффективности метода следует увеличивать параметр d , то есть увеличивать расстояние между корнями на z -плоскости. В работах [30, 77] также показано, что наилучшее расположение корней при котором достигается минимальное значение числа обусловленности – равномерное.

Исходя из этих соображений, частоту дискретизации следует выбирать так, чтобы корни располагались равномерно на окружности. Учитывая, что действительные косинусоиды приводят к появлению комплексно-сопряженных узлов, получаем, что корни будут равномерно распределены на единичной окружности тогда и только тогда, когда они будут вершинами правильного p – угольника, симметричного относительно оси абсцисс, т.е.

$$\arg z_1 = \frac{\pi}{2n}, \arg z_2 = \frac{3\pi}{2n}, \dots, \arg z_n = \frac{(2n-1)\pi}{2n}. \quad (3.30)$$

Поскольку $\arg z_k = 2\pi f_k T$, $k = 1, \dots, n$, где T – период дискретизации, мы окончательно приходим к следующему правилу выбора T_{opt} : подобрать период дискретизации T_{opt} так, чтобы минимизировать норму выражения

$$F \cdot T - B = \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_n \end{pmatrix} \cdot T - \begin{pmatrix} \frac{1}{4n} \\ \frac{3}{4n} \\ \vdots \\ \frac{2n-1}{4n} \end{pmatrix}. \quad (3.31)$$

Результаты численных экспериментов привели к выводу, что для минимизации этого выражения можно выбрать евклидову норму вектора \mathbf{x} с компонентами x_k :

$$\|\mathbf{x}\|_e = \sqrt{\sum_{k=1}^n |x_k|^2}. \quad (3.32)$$

В результате решения этой задачи в общем виде мной была получена аналитическая формула для определения частоты дискретизации сигнала. Решение состоит в следующем. Запишем евклидову норму выражения (3.31):

$$\|F \cdot T - B\| = \sqrt{\sum_{k=1}^n \left(f_k \cdot T - \frac{2k-1}{4n} \right)^2}. \quad (3.33)$$

Для минимизации нормы (3.33) возьмем производную по T выражения под корнем и приравняем к нулю, получим уравнение

$$\sum_{k=1}^n \left(2f_k^2 \cdot T - 2 \left(\frac{2k-1}{4n} \right) f_k \right) = 0. \quad (3.34)$$

Решая уравнение (3.34), получим следующую аналитическую формулу для определения оптимальной частоты дискретизации сигнала, содержащего n частот, причем $f_1 < f_2 < \dots < f_n$

$$Fs = 4 \cdot n \cdot \frac{\sum_{k=1}^n f_k^2}{\sum_{k=1}^n (2k-1) f_k}. \quad (3.35)$$

При выводе формулы учтено, что частота дискретизации F_s и период дискретизации T связаны соотношением $F_s = 1/T$. Число частот и их грубые значения f_k определяют на первом шаге метода путем предварительной обработки сигнала, затем на первом шаге вычисляют оптимальную частоту дискретизации для данного набора частот и проводят децимацию сигнала (для проведения децимации значение новой частоты дискретизации должно удовлетворять условию теоремы Котельникова, то есть $F_s > 2f_n$). Эти процедуры позволяют повысить точность вычисления коэффициентов при решении матричного уравнения вперед и назад, выполняемого на данном третьем шаге.

Шаг 4 – нахождение комплексных экспонент и оценка частот

Найденные на предыдущем шаге векторы коэффициентов вперед и назад используют для составления характеристических полиномов и находят их корни путем решения следующих уравнений:

$$\sum_{m=0}^p a[m]z^{p-m} = 0 \quad (3.36)$$

и

$$\sum_{m=0}^p b^*[m]z^{p-m} = 0. \quad (3.37)$$

Как было указано выше, между корнями характеристического полинома линейного предсказания вперед $A(z)$ и корнями характеристического полинома линейного предсказания назад $B(z)$ имеется связь: аргументы корней будут совпадать, а модули находиться в соотношении $|z_k^{(A)}| = 1/|z_k^{(B)}|$. Это соотношение между корнями характеристических полиномов вперед и назад может быть использовано для отделения ложных корней, соответствующих шуму.

В случае анализа реальных сигналов корни определяются с некоторой погрешностью, поэтому полное равенство $|z_k^{(A)}| = 1/|z_k^{(B)}|$ для реальных сигналов выполняться не будет. Вместо этого будем использовать следующее правило для отбора корней, которые наиболее соответствуют истинным частотам:

$$|z_k^{(A)} \cdot z_k^{(B)} - 1| < eps, \quad (3.38)$$

eps – регулируемый параметр, отвечающий за то, насколько близки должны быть корни полиномов назад и вперед, чтобы быть отобранными для получения оценок. Значения этого параметра устанавливаются на первом шаге метода вместе с другими параметрами.

После отбора корней, удовлетворяющих условию (3.38), для каждого корня осуществляется вычисление соответствующей частоты по формуле:

$$f_k = \arctg(\text{Im}\{z_k\}/\text{Re}\{z_k\})/2\pi T. \quad (3.39)$$

В итоге, на данном шаге осуществляются следующие операции:

1. Определение корней характеристических полиномов вперед и назад по формулам (3.36) и (3.37).
2. Отбор корней, удовлетворяющих условию (3.38).
3. Вычисление оценок частот для данного сегмента сигнала по формуле (3.39).

Результатом данного шага являются оценки частот для данного сегмента сигнала.

Шаг 5 – повторение шагов 2-4 для каждого сегмента сигнала и получение итоговых оценок частот

Шаги 2-4 повторяются для каждого сегмента сигнала. Затем указываются частотные интервалы, внутри которых следует искать значения частот (границы интервалов определяются на этапе предварительной обработки сигнала). Оценки частот на каждом сегменте сортируются по частотным интервалам с учетом отношения сигнал/шум сегмента сигнала, на котором они были вычислены.

Вычисление итоговой оценки частоты в каждом частотном интервале осуществляется с учетом значения отношения сигнал/шум соответствующего сегмента. Для получения итоговой оценки частоты сигнала в заданном частотном интервале мной предложено использовать формулу взвешенного среднего, в котором в качестве весов выступает отношение сигнал/шум сегмента сигнала

$$\hat{f} = \frac{\sum_{j=1}^M (SNR_j \cdot \hat{f}_j)}{\sum_{j=1}^M SNR_j} \quad (3.40)$$

где SNR_j – отношение сигнал/шум j -го сегмента сигнала, \hat{f}_j – оценка частоты на j -м сегменте сигнала, M – это число сегментов данной реализации сигнала, удовлетворяющих условию $SNR_j > SNR_{level}$.

Полученные оценки при необходимости сравнивают с опорными значениями и делают выводы о наличии изменения частот в спектре сигнала.

3.2 Описание комплекса программ

Описанный в предыдущем разделе численный метод был реализован в виде комплекса проблемно-ориентированных программ. Отдельные программы были написаны для регистрации и предварительной обработки сигнала (шаг 1 численного метода). Отдельная программа – для вычислений шагов 2-4 метода, различные блоки данной программы отвечают за различные процедуры, необходимые для реализации разработанного численного метода. Далее они будут описаны более подробно. Последовательность описания программ соответствует последовательности шагов численного метода. Все программы написаны на языке MATLAB.

Шаг 1 – сбор данных и предварительная обработка сигнала

Сбор данных осуществляют путем регистрации и записи отклика преобразователя на входное воздействие в выходном электрическом сигнале преобразователя. Для нужд исследования были написаны и зарегистрированы в Роспатенте специальные программы для автоматизации сбора данных с осциллографа «Программный модуль для регистрации и обработки электрических сигналов первичных измерительных преобразователей давления» (свидетельство о регистрации №2012618476) и «Программный модуль для автоматизации исследований амплитудно-частотной характеристики первичных измерительных преобразователей давления» (свидетельство о регистрации №2012618475), отличительной особенностью которых является использование программно-аппаратной связи между алгоритмами

обработки сигнала и приборами, с помощью которых задается управляющее воздействие и регистрируется отклик в выходном сигнале (генератор сигналов, осциллограф).

Определение количества и приблизительных значений частот осуществляется с помощью программного модуля *spfft*, использующего быстрое преобразование Фурье. Количество частот и их значения определяются на основе анализа максимумов спектральной плотности мощности сигнала. Входные параметры: отсчеты сигнала $s[k]$, исходная частота дискретизации fs . Выходные параметры: количество частот n , оценки частот $f[k]$. Схема программного модуля *spfft* представлена на рисунке 3.2.1.

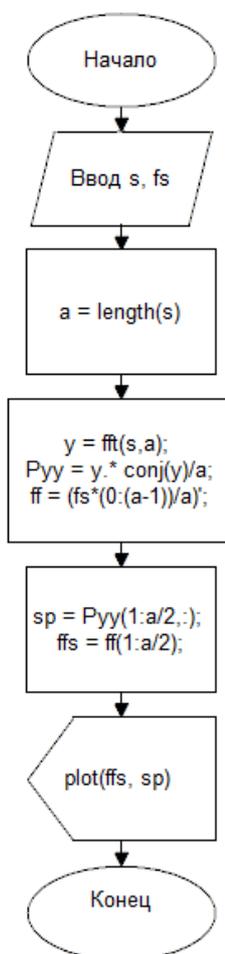


Рис. 3.2.1. Схема программного модуля *spfft*.

Вычисление оптимальной частоты дискретизации осуществляется по формуле (3.35) с помощью программного модуля *find_fopt*. Входные параметры: количество частот n , оценки частот $f[k]$. Выходные параметры: значение оптимальной частоты дискретизации f_{opt} .

Перевыборка отсчетов исходного сигнала с новой оптимальной частотой дискретизации в случае необходимости осуществляется при помощи программного модуля *change_fs*. Входные параметры: отсчеты сигнала $s[k]$, исходная частота дискретизации f_s , оптимальная частота дискретизации f_{opt} . Выходные параметры: новые отсчеты сигнала $S[k]$, новая частота дискретизации F_s . Схема программного модуля *change_fs* представлена на рисунке 3.2.2.

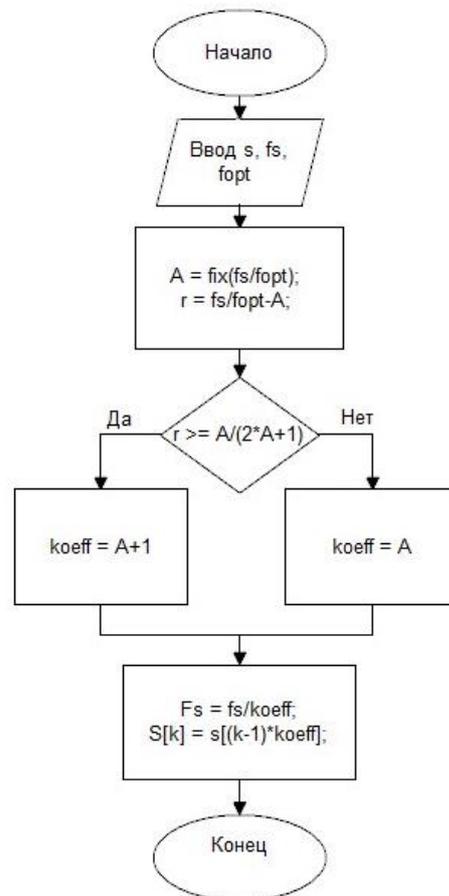


Рис. 3.2.2. Схема программного модуля *change_fs*.

Шаги 2-4 – составление матриц и векторов данных, решение матричного уравнения и определение коэффициентов характеристических полиномов, нахождение комплексных экспонент и оценка частот

Для осуществления шагов 2-4 необходимо выбрать (указать) значения следующих входных параметров: p (порядок экспоненциальной модели), N_samp (длительность сегмента сигнала для анализа), q (ожидаемое число экспонент в сигнале – в два раза больше числа частот), eps (параметр, отвечающий за отбор корней), $SNRlevel$ (пороговое значение отношения сигнал/шум).

Разделение сигнала на сегменты длительностью N_samp и вычисление отношения сигнал/шум SNR для каждого сегмента осуществляется в программе *MP*. Далее в программе *MP* осуществляется оценка частот на каждом сегменте сигнала в соответствии с формулами, приведенными в разделе 3.1. Входные параметры: отсчеты сигнала $S[k]$, СКО шума sig , длительность сегментов N_samp , пороговое значение отношения сигнал/шум $SNRlevel$, частота дискретизации Fs , параметры метода p , q , eps . Выходные параметры: оценки частот на каждом сегменте $freqs$, массив соответствующих каждому сегменту значений сигнал/шум $segSNR$.

Шаг 5 – получение итоговых оценок частот

На данном шаге указываются частотные интервалы $flim$, внутри которых следует искать значения частот. Сортировка оценок частот по частотным интервалам с учетом отношения сигнал/шум сегментов сигнала осуществляется с помощью программного модуля *choose_freq*. Оценки частот на каждом сегменте $freqs$ сортируются по частотным интервалам с учетом отношения сигнал/шум сегмента сигнала, на котором они были вычислены. Входные параметры: оценки частот на каждом сегменте $freqs$, массив

segSNR, частотные интервалы *flim*. Выходные параметры: двумерный массив с частотами и соответствующими им значениями отношения сигнал/шум для каждого частотного интервала *F*.

Вычисление итоговой оценки частоты в каждом частотном интервале осуществляется по формуле (3.40) с помощью программного модуля *weightaver*. Входные параметры: значения двумерного массива *F*, полученного с помощью программного модуля *choose_freq*. Выходные параметры: итоговые оценки частот в каждом частотном интервале.

Вышеупомянутые программные модули объединены в одну программу и зарегистрированы под общим названием «Программа для оценивания параметров сигнала на основе метода Прони, модифицированного для улучшения оценок» (свидетельство о регистрации №2014616698).

3.3 Оценка эффективности численного метода на основе вычислительного эксперимента

В предыдущих разделах были описаны численный метод оценки частот в выходном сигнале преобразователя давления и комплекс программ, реализующий процедуры метода. В данном разделе на основе модели сигнала будет исследована эффективность предложенного численного метода. В качестве критерия эффективности работы метода используется точность оценки частот в сигнале в соответствии с формулой для относительной погрешности оценки частоты

$$\delta f = \frac{|\hat{f} - f_0|}{f_0} \cdot 100\%, \quad (3.41)$$

где \hat{f} – оценка частоты, f_0 – опорное значение частоты.

Вследствие того, что для получения оценок предложенным численным методом требуется, как правило, значительно меньше отсчетов, чем имеется в анализируемом сигнале, имеется возможность получить оценки

на разных сегментах сигнала и, усреднив их, получить более точные итоговые оценки искомым параметров. Отклик на возбуждающее воздействие представляет собой затухающий сигнал, следовательно, сегменты сигнала, расположенные ближе к его началу, будут обладать большим значением отношения сигнал/шум. Это обстоятельство учитывается на завершающем шаге метода при усреднении результатов метода.

Сигнал обрабатывается следующим образом. Сначала производят оценку СКО шума по записям сигнала, не содержащим отклик на какое-либо воздействие. Затем в выходном сигнале преобразователя определяется отклик на возбуждающее воздействие, имеющий приемлемое отношение сигнал/шум. Как правило, длительность отклика не превышает 5 мс (что эквивалентно 2500 отсчетам при частоте дискретизации 500 кГц). Устанавливается определенная длительность (число отсчетов) сегмента обработки сигнала N_{samp} . Первый сегмент представляет собой N_{samp} отсчетов сигнала, начиная с первого отсчета. Следующие сегменты получают путем сдвига сегмента на один отсчет. Всего получают $M = (N - N_{samp} + 1)$ сегментов, N – число отсчетов всего сигнала.

Для каждого сегмента по формуле рассчитывается «локальное» отношение сигнал/шум SNR_j и убираются из рассмотрения те сегменты, в которых значение отношения сигнал/шум не превышает заданного уровня $SNRlevel$. Для сегментов, удовлетворяющих условию $SNR_j > SNRlevel$, применяют алгоритм оценки частот с заданными параметрами расчета (p , q , eps и др.). После этого задают частотные интервалы, в которых осуществляется оценка частот. Для каждой реализации сигнала в каждом частотном интервале получают M оценок частоты, лежащей в границах заданного интервала. Для получения итоговой оценки частоты сигнала в заданном частотном интервале мной предложено использовать формулу (3.40).

Для исследования влияния параметров метода на точность оценки частот в сигнале были проведены численные расчеты с использованием модели сигнала. Исходными данными для модели послужили параметры реального сигнала, полученные в ходе натурных экспериментов. Смоделированные сигналы содержали 7 затухающих синусоидальных компонент с частотами в диапазоне от 10 до 50 кГц. Длительность каждой реализации – 2500 отсчетов. Отношение сигнал/шум изменялось путем подбора значения соответствующего СКО аддитивного шума. Отношение сигнал/шум реальных рассматриваемых сигналов, как правило, составляло 5-10 дБ. Значение начальной частоты дискретизации сигнала – 500 кГц.

Для построения модели сигнала были установлены параметры, указанные в таблице 3.3.1. Число синусоидальных составляющих модели сигнала равно 7. Исходная частота дискретизации – 500 кГц. Число отсчетов – 2500. Реализации модели сигнала отличались друг от друга шумовой составляющей, СКО которой регулировалось изменяемым параметром SNR , соответствующим отношению сигнал/шум.

Таблица 3.3.1 – параметры модели сигнала

Номер компоненты	1	2	3	4	5	6	7
Частота (Гц)	13853	17690	27690	29600	32600	35421	44310
Коэффициент затухания	610	2000	1060	1900	1480	870	3200
Амплитуда	0.00249	0.00249	0.00249	0.00249	0.00249	0.00249	0.00249
Начальная фаза	0	0	0	0	0	0	0

Результаты расчетов группировались по частотным интервалам со следующими границами:

13000, 15000;

17000, 18500;
25000, 28500;
29000, 31500;
32000, 33000;
34000, 37000;
43000, 45000.

Эти интервалы соответствуют частотным компонентом в смоделированном сигнале и необходимы для группировки оценок в численном методе.

В соответствии с алгоритмом предложенного численного метода была вычислена оптимальная частота дискретизации сигнала. Для заданного набора частот (см. таблицу 3.3.1) наиболее близкое значение к оптимальному, которому кратно 500 кГц, – это 100 кГц. Новый сигнал получают из исходного путем перевыборки, соответственно начальная частота дискретизации должна быть кратной новой частоте дискретизации. Коэффициент уменьшения частоты дискретизации (увеличения интервала дискретизации) равен 5. Принимая во внимание, что максимальная частота в сигнале составляет 44310 Гц, выполняется условие теоремы Котельникова ($44310 * 2 = 88620 < 100000$), следовательно, можно провести децимацию (перевыборку) сигнала без потери информации. Также следует отметить, что из каждой реализации с начальной частотой дискретизации можно получить 5 новых реализаций за счет уменьшения длительности каждой до 500 отсчетов.

Типичные полученные оценки представлены на рисунке 3.3.1. По оси абсцисс на рисунке 3.3.1 отложены значения параметра p (порядок экспоненциальной модели), по оси ординат отложены значения относительной погрешности оценки в %. Сплошная линия соответствует уровню относительной погрешности 0,5%. Штриховая линия соответствует относительной погрешности оценки соответствующей частоты в сигнале с помощью БПФ. Оценки, полученные предложенным численным методом, указаны маркерами.

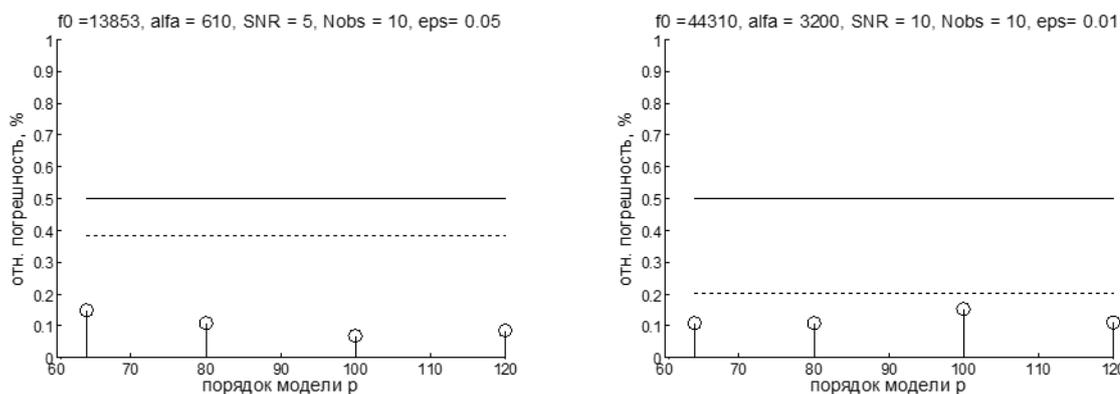


Рис. 3.3.1 – Относительная погрешность оценки частоты 13853 Гц (слева) и 44310 Гц (справа) при определенных значениях параметров, указанных на графике (маркерами указаны оценки, полученные предложенным численным методом)

Как видно из рисунков, при определенных значениях параметров предложенный численный метод дает более точные оценки частоты в сигнале при низком отношении сигнал/шум (до 10 дБ). Изменение частоты дискретизации сигнала по формуле (3.35), полученной в результате анализа чисел обусловленности матриц в методе, существенно повышает точность оценок частот в сигнале. При этом увеличивается как число компонент сигнала, оценка которых получается с достаточной точностью, так и точность оценки каждой частоты.

Анализ результатов расчетов позволяет сделать следующие выводы. Увеличение порядка модели p приводит к улучшению оценки при условии, что «есть куда расти», то есть сохраняется приемлемый сигнал/шум при увеличении длительности анализируемого сегмента. При увеличении p следует уменьшать eps , иначе погрешность оценки будет возрастать. Увеличение числа реализаций также существенно улучшает результат, причем чем больше это значение, тем меньше на погрешность оценки влияет длительность анализируемого сегмента. В следующей главе эффективность разработанного метода будет исследована при обработке данных натурального эксперимента.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 3

1. В результате анализа известных методов оценки частот в сигнале и способов увеличения их точности, установлено, что известных приемов недостаточно для обеспечения возможности оценки технического состояния преобразователей давления на основе анализа реальных сигналов с низким отношением сигнал/шум (до 10 дБ).

2. Предложены и реализованы способы увеличения точности оценки частот в выходном сигнале преобразователя давления, что достигается за счет предварительной обработки сигнала, выбора оптимального значения частоты дискретизации и учета отношения сигнал/шум анализируемого отрезка сигнала при вычислении итоговой оценки. Были проведены численные расчеты на модельных сигналах и установлено, что использование предложенных приемов позволяет получить удовлетворительные оценки частот при низких отношениях сигнал/шум (до 10 дБ).

3. Разработан численный метод оценки частот в выходном сигнале преобразователя давления, который позволяет оценить значения частот в сигнале с низким отношением сигнал/шум с точностью не менее 0,5%, то есть позволяет отследить изменение частоты, которое не определяется с помощью обычного БПФ.

4. Для выбора оптимальной частоты дискретизации разработан специальный алгоритм, обеспечивающий наилучшие оценки для заданного набора частот. Частота подбирается таким образом, чтобы минимизировать число обусловленности матрицы при решении матричных уравнений в численном методе. На основе разработанного алгоритма была получена аналитическая формула для вычисления оптимальной частоты дискретизации.

5. Предложенный метод позволяет осуществлять контроль амплитудно-частотной характеристики преобразователя и может быть использован при решении задачи диагностики технического состояния преобразователя давления на основе анализа частотного спектра его выходного сигнала.

6. Разработаны и зарегистрированы программы для ЭВМ, реализующие предложенные численные методы и алгоритмы.

ГЛАВА 4. ОЦЕНКА АДЕКВАТНОСТИ МОДЕЛИ И ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРЕДЛОЖЕННОГО ЧИСЛЕННОГО МЕТОДА НА ОСНОВЕ ДАННЫХ НАТУРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

4.1 Описание экспериментальной установки и способа определения амплитудно-частотной характеристики преобразователей

Экспериментальные исследования частотных характеристик преобразователей давления проводились с использованием специально разработанного стенда, позволяющего обрабатывать выходной сигнал преобразователя и получать оценки его амплитудно-частотной характеристики при различных внешних условиях. Схема стенда представлена на рисунке 4.1.1.

Основой стенда является резервуар с водой, куда могут помещаться исследуемые преобразователи давления и пьезокерамические излучатели. В качестве резервуара с водой выступает термостат со следующими техническими характеристиками:

- поддерживаемая температура внутри термостата – от 0 до 90⁰С;
- точность поддержания температуры – $\pm 1^{\circ}\text{C}$;
- поддерживаемое давление внутри термостата (при наличии внешних источников избыточного давления) – от 0 до 0,4 МПа (изб.);
- полный внутренний рабочий объем термостата – 28 л;
- электропитание – однофазное 220 В 50 Гц;
- номинальная мощность электронагревателя – 3 кВт;
- режим работы – непрерывный;
- масса оборудования – не более 20 кг.

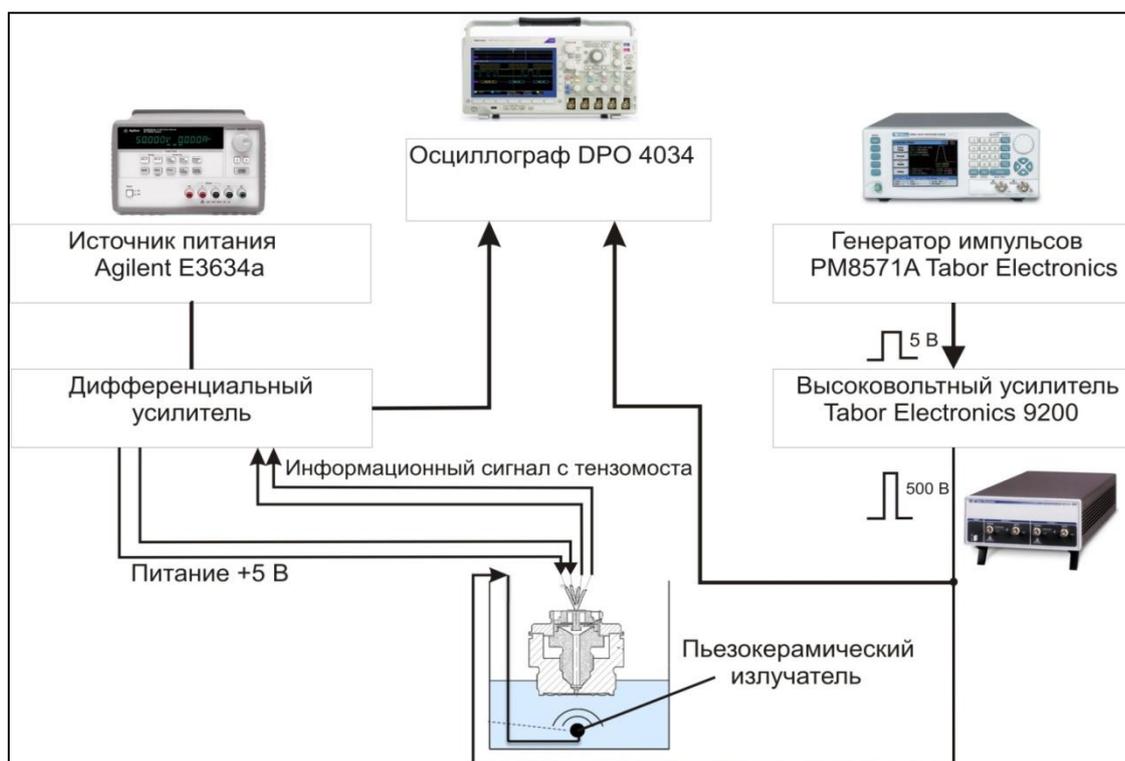


Рис. 4.1.1. Схема стенда для проведения исследований.

Термостат состоит из двух основных блоков: рабочей емкости и блока управления. Общий вид термостата представлен на рисунке 4.1.2. Рабочая емкость представляет собой цилиндрический бак со съемной монтажной крышкой из нержавеющей стали. В верхней части бака установлены: термосопротивление, узел подвода рабочей среды, узел регулирования высоты испытываемого прибора, монтажная крышка с узлом крепления испытываемого прибора. На боковой поверхности бака в середине установлен датчик внутреннего давления в емкости, в нижней части боковой поверхности смонтированы выводы теплоэлектронагревателя. В нижнем днище установлен сливной кран для слива жидкости из емкости, а также закреплены регулируемые опоры бака.



Рис. 4.1.2. Термостат Т90-4.

Внешний вид верхней часть емкости приведен на рисунке 4.1.3. На рисунке 7 условно обозначены: 1 – крышка емкости; 2 – крышка испытываемого прибора; 3 – датчик температуры внутри емкости; 4 – заглушка; 5 – упорная пластина; 6 – винт поджимной; 7 – предохранительный клапан; 8 – вентиль; 9 – трубка-кронштейн крепления испытываемого прибора; 10 – гайка зажимная.

Испытываемый датчик крепится на трубке-кронштейне 9 при помощи резьбового соединения. В зависимости от типа датчика ответная часть трубки-кронштейна может быть различного конструктивного исполнения. Трубка-кронштейн вставляется в узел зажима в крышке испытываемого прибора 4 и зажимается через резиновое кольцо при помощи зажимной гайки 10. Продольное перемещение трубки-кронштейна осуществляется при незатянутой зажимной гайке, после чего зажимная гайка затягивается, трубка-кронштейн поджимается упорной пластиной 5 и поджимными винтами-барашками 6. Рабочая среда под давлением подается через вентиль 8,

давление выше 4,5атм сбрасывается через предохранительный клапан 7. Через заглушку 4 через герметичное соединение вводится электрический провод излучателя.

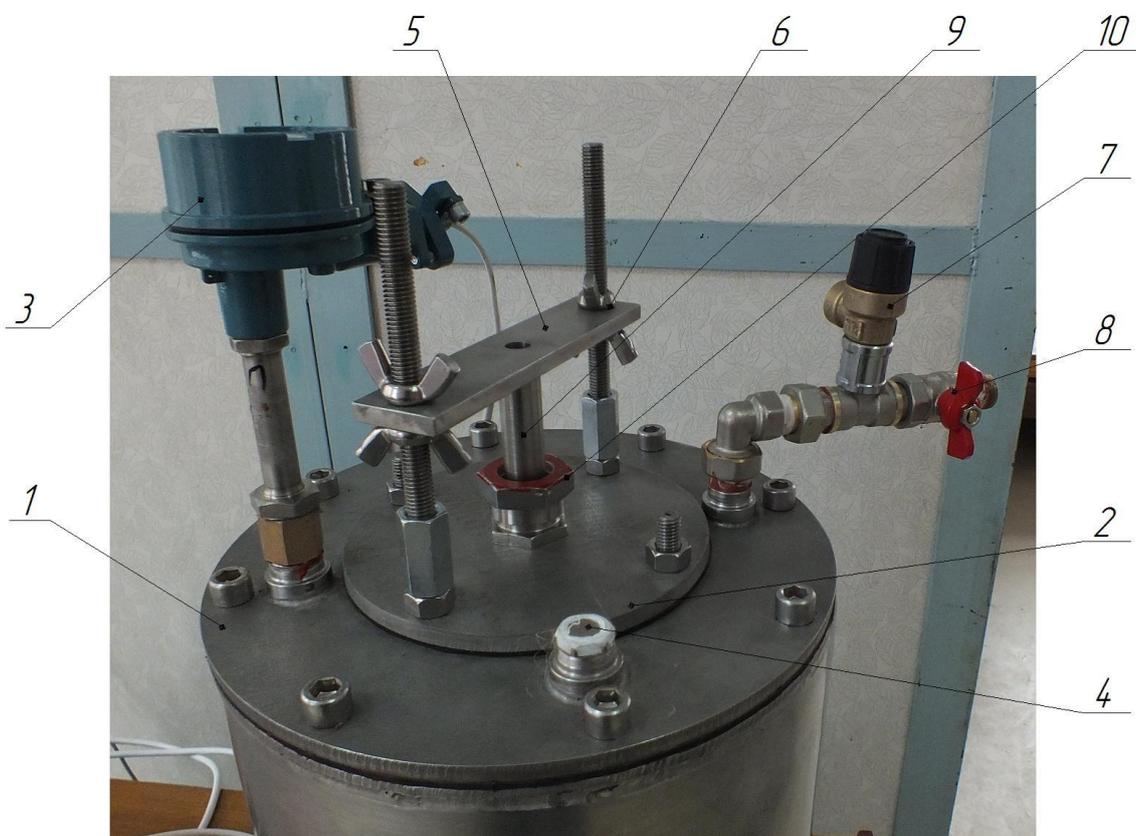


Рис. 4.1.3. Верхняя часть емкости.

Внутри емкости установлен регулируемый кронштейн для монтажа излучателя, внешний вид которого приведен на рисунке 4.1.4.



Рис. 4.1.4. Кронштейн излучателя.

Описанная установка позволяет получать данные выходного сигнала при воздействии на мембрану преобразователя ультразвуковыми излучателями различных типов. Возбуждающий сигнал подается на излучатель через импульсный усилитель, обеспечивающий необходимую энергию импульсов давления. В качестве источника импульсов использовался генератор АНР 1001, позволяющий контролировать форму входного сигнала и его параметры (длительность, амплитуду, периодичность). Задающий импульс подается на высоковольтный усилитель, формирующий прямоугольные импульсы амплитудой около 500 В (достаточной для генерации импульса давления, возбуждающего преобразователь) с длительностью и периодом равными длительности и периоду задающего импульса. В пьезокерамическом излучателе высоковольтный импульс преобразуется в импульс давления, подающийся на исследуемый преобразователь давления. Одновременно высоковольтный импульс поступает на один из каналов (канал 2) осциллографа DPO 4034, где записывается с заданной тактовой частотой.

Сигнал с одной из диагоналей тензорезистивного моста преобразователя подается на дифференциальный усилитель, обеспечивающий согласование разностного сигнала моста с входом канала 1 осциллографа DPO 4034. Дифференциальный усилитель служит для получения несимметричного сигнала и устранения синфазных помех. Полоса пропускания усилителя рассчитывалась так, чтобы не вносить искажений в исследуемый интервал частот от 0 до 80 кГц. Дополнительной функцией дифференциального усилителя является формирование питания для преобразователя, которое подается на другую диагональ тензорезистивного моста. Временные реализации полезного сигнала и высоковольтного импульса, а также дополнительная служебная информация передаются на компьютер через USB-интерфейс [1, 17, 41].

Процесс обработки выходного сигнала представляет собой последовательность действий по регистрации, оцифровке сигнала, переносу в память ЭВМ, анализу частотного спектра сигнала. Для упрощения процедуры получения и обработки выходного сигнала преобразователя было проведено согласование осциллографа с компьютером через коммуникационный протокол VISA и среду MatLab, что позволило автоматизировать обработку данных. Для оперативного управления осциллографом при помощи средств Instrument Control Toolbox MatLab была написана специальная программа, которая позволяет подключить осциллограф к компьютеру и использовать его как элемент обработки сигналов, не нуждающийся в дополнительных указаниях со стороны оператора. Для увеличения удобства регистрации результатов экспериментов, их обработки и хранения был разработан графический интерфейс пользователя, позволяющий сохранять и загружать данные, а также контролировать и устанавливать требуемые параметры работы осциллографа.

Для проведения экспериментальных исследований амплитудно-частотной характеристики преобразователей давления был использован способ, предложенный мной ранее и описанный в [60]. Способ зарегистрирован в качестве изобретения и заключается в том, что возбуждают собственные колебания конструкции преобразователя, записывают сигналы на входе и выходе системы, записанные сигналы обрабатывают, определяется их спектральный состав и эта информация используется для оценки амплитудно-частотной характеристики преобразователя давления по формулам. Возбуждение собственных колебаний конструкции преобразователя производится путем воздействия на его чувствительную мембрану ультразвуковым импульсом давления, получаемым при помощи преобразования контролируемого электрического сигнала акустоэлектрическим пьезокерамическим преобразователем. При вычислении АЧХ используются соотношения (1.4.2) – (1.4.3), приведенные в первой главе.

В качестве экспериментальных образцов были использованы преобразователи давления с разделительной мембраной 2130М2 ДИ, изготовленные ООО «ИТеК ББМВ» (г. Челябинск) (тип А). Предел измерений: от 0 до 100 кПа. Общий вид преобразователя приведен на рисунке 4.1.5. Основой сенсора служит тензочувствительный элемент на основе структуры «кремний-на-сапфире» [64]. Преобразователи отличались номерами, всего было исследовано 6 преобразователей с номерами 812.1, 812.3, 812.5, 812.6, 812.14, 812.15.

Для сравнения результатов также был исследован двухмембранный преобразователь давления с узким каналом, изготовленный ЗАО «НПК ВИП» (г. Екатеринбург) по ВЮМА 40130 309.001.ТУ (тип Б). Предел измерений: от 0 до 100 кПа. Общий вид преобразователя этого типа и его устройство приведены на рисунке 4.1.6.

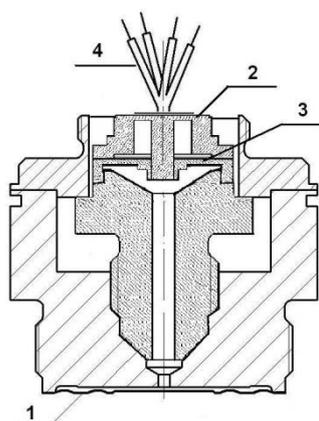


Рис. 4.1.5. Общий вид тензометрического преобразователя давления типа А (1 – разделительная мембрана, 2,3 – чувствительные мембраны, 4 – выходы тензометрического моста)

В качестве излучателей использовались пьезокерамические преобразователи двух типов, изготовленные по заказу на основе пьезокерамики ЦТС-19. Один из них имеет шарообразную форму и большую интенсивность (далее – излучатель «Ш»). Другой имеет плоскую форму и меньшую интенсивность (далее – излучатель «П»). Вид излучателей приведен на рисунке 4.1.7.

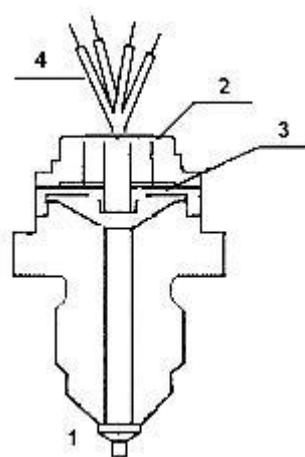


Рис. 4.1.6. Общий вид преобразователя давления типа Б (1 – узкий канал, 2,3 – чувствительные мембраны, 4 – выходы тензометрического моста)

Предполагается, что преобразователь можно рассматривать в качестве линейной системы с постоянными параметрами, частотная характеристика которой не зависит от времени и вида входного сигнала. Основным требованием к внешнему воздействию является наличие в его спектре частот, соответствующих собственным частотам преобразователя. Экспериментальные исследования частотных характеристик преобразователя проводились на стенде, схема которого приведена на рисунке 4.1.1.

Каждый эксперимент по определению АЧХ преобразователя состоял из двух этапов. На первом этапе для каждого типа датчиков были получены по два массива данных – при генерации импульсов с помощью излучателей «Ш» и «П». На втором этапе были получены две реализации сигналов, одна из которых была получена при использовании излучателя типа «П» в качестве излучателя, а типа «Ш» в качестве приемника. Назовем такое каскадное соединение «ПШ». При записи второй реализации излучатель и приемник менялись местами. Такое соединение назовем «ШП». Для компенсации случайных искажений при расчетах использовался усредненный спектр двух реализаций каскадных систем «ПШ» и «ШП».

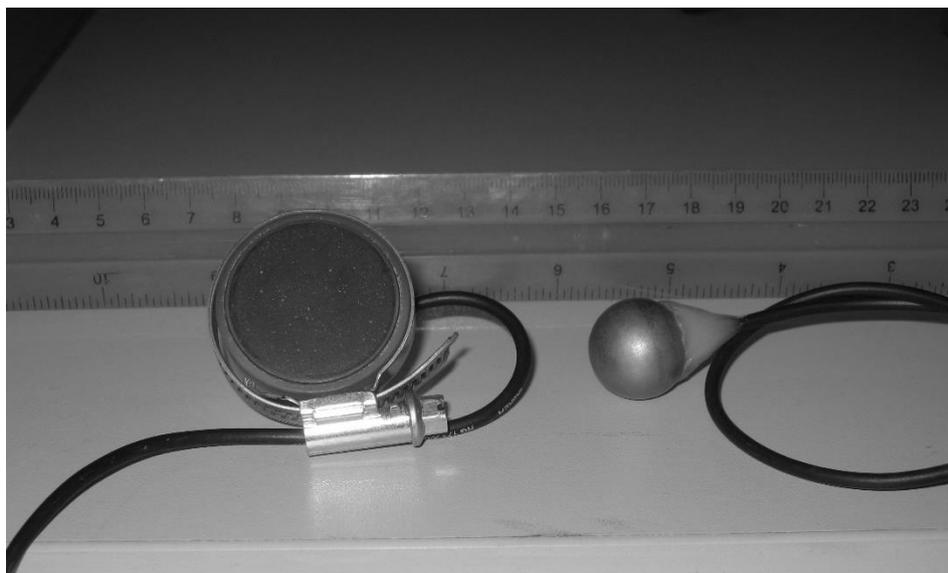


Рис. 4.1.7. Общий вид ультразвуковых излучателей на основе пьезоке-рамики ЦТС-19 (слева – излучатель «П», справа – излучатель «Ш»).

Каждая реализация представляет собой дискретную последовательность отсчетов сигнала. Дискретизация проводилась с частотой 500 кГц (для предотвращения эффекта «заворота частот»). Объем реализации составлял 10 000 000 отсчетов, что эквивалентно длительности записи сигнала 2 сек. За это время генерировалось 15 импульсов давления длительностью примерно 10 мкс. Период следования выбирался, исходя из двух условий: необходимость затухания отклика датчика до начала следующего импульса и возможность регистрации отклика записывающей аппаратурой. Типичные отклик преобразователя приведен на рисунке 4.1.8.

В качестве спектральных характеристик сигналов использовалось усредненный частотный спектр 15 независимых сегментов реализации. В качестве начала сегмента выбиралось начало возбуждающего импульса. Длительность сегмента определялась требуемым частотным разрешением. Для принятого частотного разрешения 200 Гц длительность сегмента составляет 5 мс. Частотные спектры сигналов преобразователей двух типов приведены на рисунке 4.1.9.

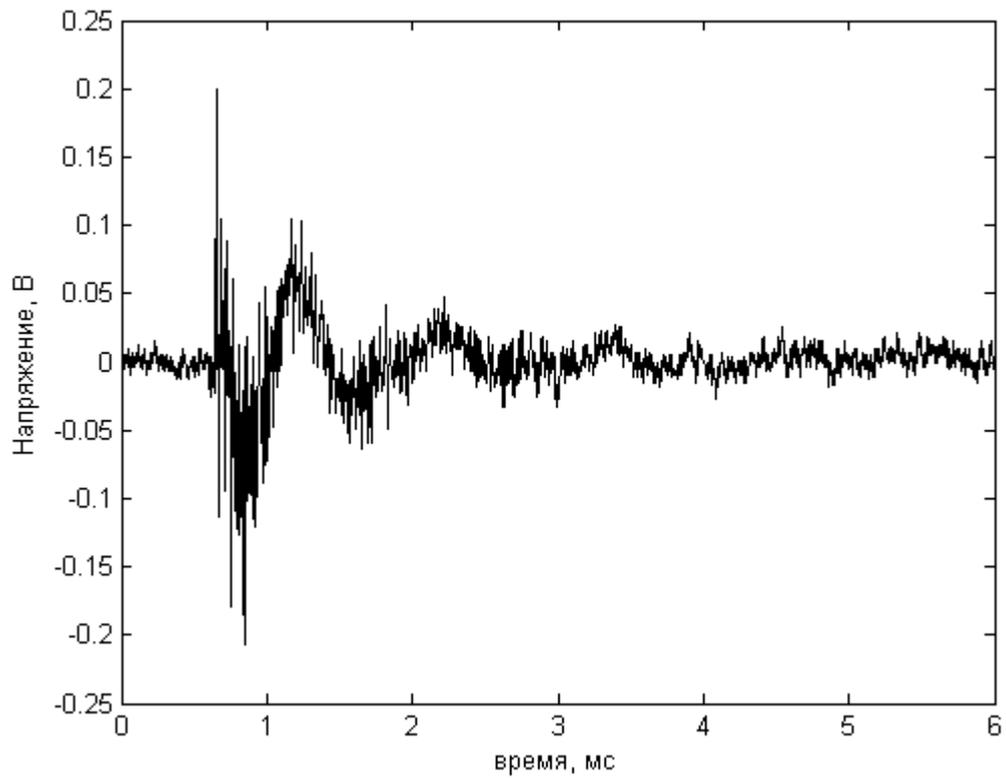


Рис. 4.1.8. Типичный отклик преобразователя давления на возбуждение излучателем «Ш».

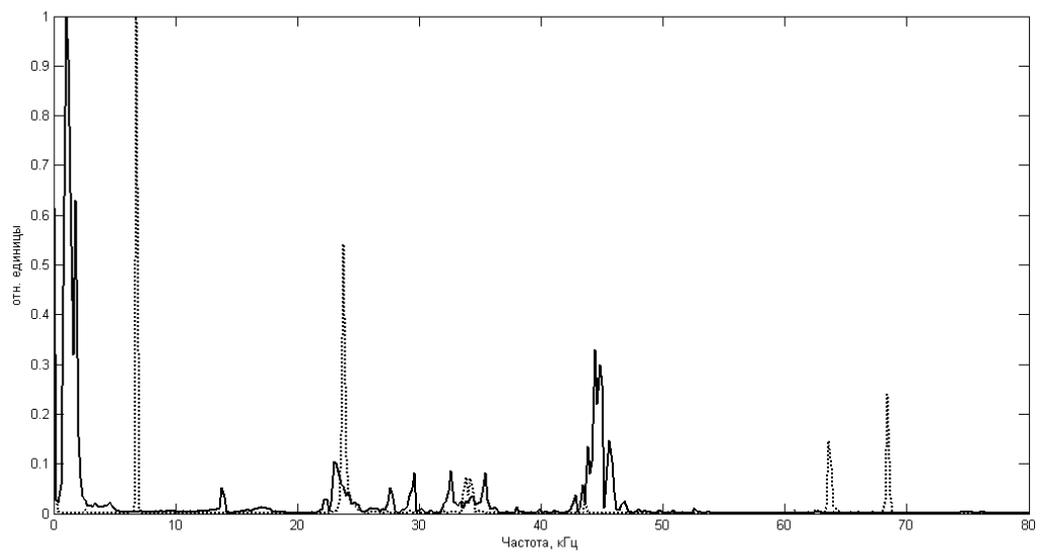


Рис. 4.1.9. Частотные спектры сигналов преобразователей (сплошная линия – типа А, точками – типа Б).

Частотные спектры, представленные на рисунке 4.1.9, имеют четко выраженные максимумы, положение которых может быть численно определено. При этом для разных конструкций преобразователя получается свой спектр, что хорошо согласуется с теоретическими предположениями. Для оценки устойчивости решений был рассчитаны коэффициенты корреляции между независимыми оценками частотного спектра одного и того же датчика, снятыми в разное время, и между спектральными характеристиками датчиков разного типа. Коэффициент корреляции между оценками частот для одного и того же датчика изменялся в пределах от 0,92 до 0,99, а между оценками для разных датчиков – в пределах от 0,14 до 0,2.

Высокий коэффициент корреляции для датчиков одного типа свидетельствует о достаточной надежности предложенной методики оценки частотного спектра тензометрических датчиков давления. Кроме того, низкие значения коэффициентов корреляции между датчиками разного типа позволяет говорить о частотном спектре датчика как о характеристике, идентифицирующей конкретный прибор.

В результате проведенных исследований были получены экспериментальные данные, подтверждающие применимость рассматриваемого способа оценки АЧХ преобразователей. В следующем разделе будут приведены результаты экспериментального исследования дефектов преобразователя давления и сопоставление их с результатами компьютерного моделирования, представленными в главе 2.

4.2 Сопоставление результатов компьютерного моделирования с экспериментальной оценкой влияния дефектов преобразователя давления на его амплитудно-частотную характеристику

Адекватность модели преобразователя давления имеет существенное значение для практического использования результатов и оценок, полученных при исследовании данной модели преобразователя. В данном диссертационном исследовании адекватность полученных при компьютерном моделировании результатов подтверждается проведенными натурными экспериментами. Точного совпадения расчетных и полученных в ходе эксперимента значений частот для этого не требуется, потому что любая модель, в том числе и в данной работе, является некоторой идеализацией реального объекта.

Для проверки результатов компьютерного моделирования преобразователя давления были проведены экспериментальные исследование влияния дефектов преобразователя на его амплитудно-частотную характеристику. Выбор дефектов для исследования определялся, во-первых, исходя из возможности проведения эксперимента в лабораторных условиях, во-вторых, исходя из результатов моделирования – были выбраны те дефекты, которые, как ожидается, оказывают наибольшее воздействие на частотную характеристику преобразователя.

В рамках данного исследования было рассмотрено влияние следующих факторов: наличие присоединенной массы на разделительной мембране; воздействие давлением, превышающим предельно допустимое значение для преобразователя; дефект сварного шва «разделительная мембрана – корпус». При этом было учтено, что ожидаемые изменения значения частот в результате моделирования достигают 4% (для налипания массы и воздействия давлением) и 1,5% (для дефекта сварного шва).

Влияние присоединенной массы

Экспериментальное исследование влияния присоединенной массы на разделительной мембране проводилось следующим образом. К разделительной мембране преобразователя давления прикрепляли дополнительные грузы различной массы:

- груз диаметром 4 мм и массой 0,04 грамма (груз 1);
- груз диаметром 6 мм и массой 0,136 грамм (груз 2);
- груз диаметром 8 мм и массой 0,32 грамма (груз 3).

Это присоединение моделирует возможную в реальном процессе ситуацию налипания «грязи» на мембрану. В ходе эксперимента данные грузы помещались в различные места разделительной мембраны преобразователя и, таким образом, исследовалось влияние положения и массы груза на спектр выходного сигнала преобразователя давления.

На рисунке 4.2.1 представлены экспериментальные спектры выходного сигнала преобразователя давления без присоединенной массы и с грузом 3, помещенным в центр мембраны. Как видно из графиков, наличие груза существенно изменяет спектр сигнала. Заметно изменилось соотношение между максимумами амплитудно-частотной характеристики на определенных частотах. Наиболее существенные изменения произошли в области частот 17,8 кГц, 26,4 кГц и 33,4 кГц. В то же время отдельные частотные пики сохранили своё положение (14 кГц и 44,6 кГц). Самым устойчивым изменением в характеристике является исчезновение экстремума в районе 17,8 кГц при наличии массы. Данный эффект наблюдался для обоих рассматриваемых преобразователей, не зависит от положения груза и его массы. Это явление может служить индикатором того, что на разделительной мембране преобразователя присутствует инородное тело, что в свою очередь может быть использовано для классификации неисправности сенсора по изменению частотного спектра его выходного сигнала.

Помещение в центр мембраны грузов разной массы показало, что значение присоединенной массы влияет на спектр сигнала менее значительно, чем само наличие груза. То есть изменение спектра сигнала при наличии груза массы 0,04 или 0,32 грамм практически одно и то же. Для исследования влияния положения присоединенной массы на спектр сигналов грузы помещались на край разделительной мембраны преобразователя давления. Результаты данного эксперимента показывают, что спектр сигнала при наличии присоединенной дополнительной массы на краю мембраны также отличается от спектра сигнала без присоединенной дополнительной массы, но при этом отличается и от спектра сигнала в случае расположения груза в центре мембраны.

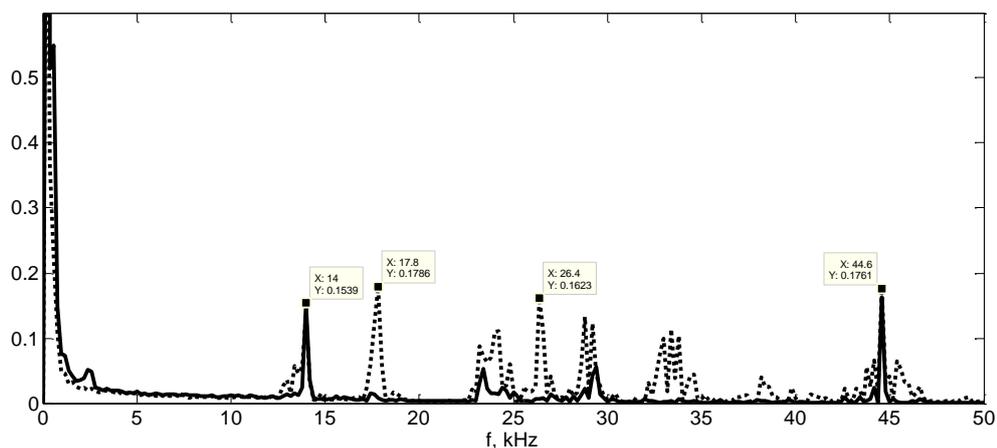


Рис. 4.2.1. Спектры выходного сигнала преобразователя давления без дополнительной массы (пунктирная линия) и с грузом 3 в центре разделительной мембраны (сплошная линия).

Обобщая полученные результаты, можно заключить, что дополнительная присоединенная масса влияет на спектр выходного сигнала, причем было замечено, что имеет значение как положение дополнительной присоединенной массы, так и ее величина. Следует отметить, что наличие изменений в спектре определяется при помощи обычного БПФ, что вполне ожидаемо, учитывая полученные в результате расчетов оценки изменения отдельных частот в 2,5-9%. Таким образом, по изменению спектра выходного

сигнала преобразователя давления, в принципе, можно сделать вывод о наличии дополнительной присоединенной массы на его разделительной мембране и ее положении, что в свою очередь может быть использовано для классификации неисправностей сенсора по изменению частотного спектра его выходного сигнала.

Воздействие давлением, превышающим максимальное допустимое значение

В данном подразделе представлены результаты экспериментального исследования спектров выходного сигнала преобразователей, на которые подавалось давление, превышающее предельно допустимое значение. Целью данного исследования является определение изменений в спектрах сигнала, которые характеризовали бы данный вид отклонения в технологическом процессе. Результаты моделирования показали, что при наличии пластической деформации разделительной мембраны следует ожидать изменение частот до 3-4%.

В качестве исследуемых преобразователей были использованы преобразователи с номерами 812.14 и 812.5. Анализируемой характеристикой, как и в предыдущих случаях, выступают максимумы амплитудно-частотной характеристики выходного сигнала преобразователя. По паспорту данные преобразователи имеют следующие характеристики:

- диапазон измеряемого давления: 0-0,1 МПа;
- предельно допустимое давление: 0,2 МПа.

В ходе эксперимента на оба преобразователя подавалось давление, в два раза превышающее предельно допустимое, т.е. 0,4 МПа. Для подачи давления был собран комплекс на основе помпы для сравнительной калибровки GaugeCallXp, общий вид которой представлен на рисунке 4.2.2.



Рис. 4.2.2. Общий вид помпы для сравнительной калибровки GaugeCallXp.

В данном эксперименте в качестве рабочей жидкости выступала дистиллированная вода. К одному из выходов помпы присоединялся исследуемый преобразователь. К другому был подключен контрольный датчик давления. В качестве контрольного датчика давления выступал цифровой многофункциональный манометр Druck DPI 145. Преобразователь и манометр присоединялись к помпе с помощью трубок и герметичных разъемов. После присоединения на преобразователь с помощью винта помпы несколько раз резко подавалось давление 400 кПа, затем снимались его характеристики.

Результатами эксперимента являются рассчитанные значения спектров преобразователей после воздействия давлением. Ниже представлены графики рассчитанных спектров и их сравнение со спектрами в нормальных условиях. На рисунке 4.2.2 представлены спектры преобразователя 812.14 до и после воздействия давлением.

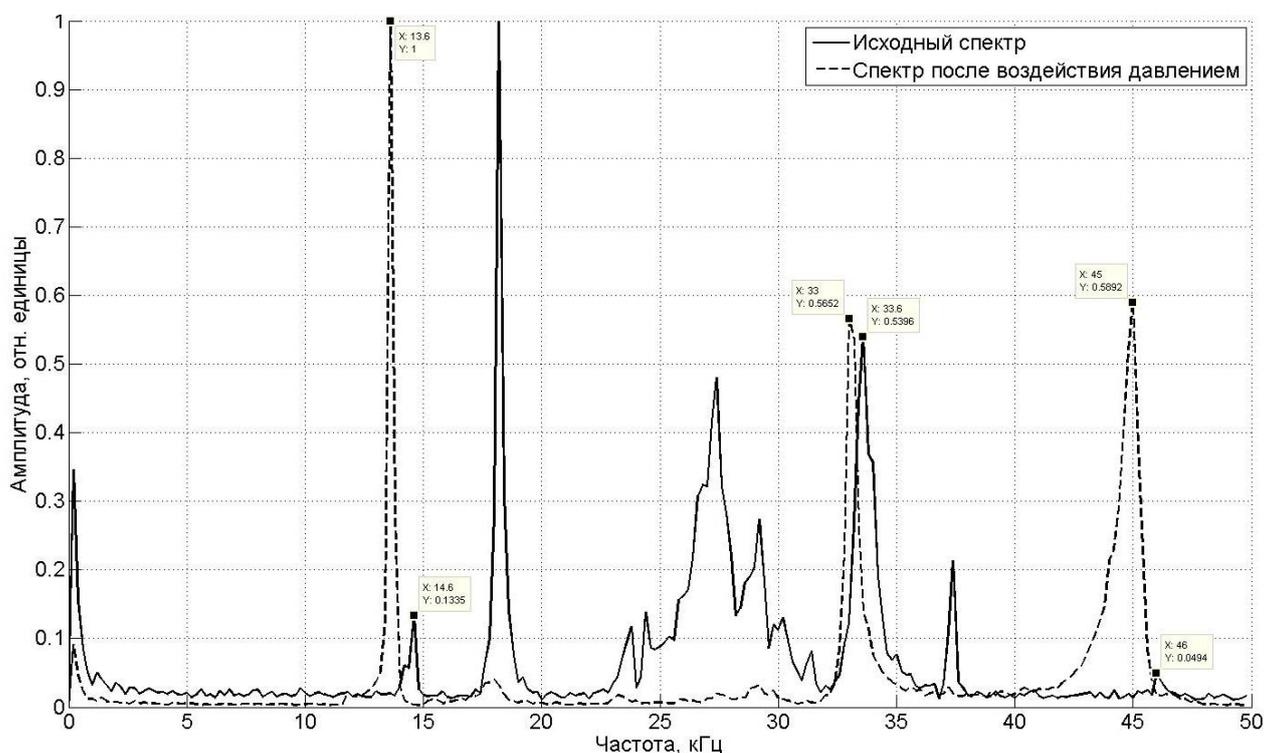


Рис. 4.2.2. Спектры преобразователя 812.14 в исходном состоянии (сплошная линия) и после воздействия давлением (пунктирная линия).

На рисунке 4.2.2 представлена характеристика непосредственно после воздействия давлением. По ней видно, что подача давления, превышающего предельно допустимое значение, влияет на спектр выходного сигнала преобразователя. Это влияние заключается в смещении отдельных экстремумов характеристики, а именно: экстремумы на частотах 14,6 кГц и 46 кГц сместились на величину 1 кГц (6,8% и 2,2% соответственно), а экстремум на частоте 33,6 кГц на величину 600 Гц (относительное изменение – 1,8%). Из изменений также стоит отметить очень сильное снижение амплитуды частот в диапазоне от 24 кГц до 32 кГц.

Полученные результаты позволяют заключить, что влияние давления, превышающего предельно допустимое в два раза, сказывается на амплитудно-частотной характеристике выходного сигнала преобразователя давления. Эффект влияния был наблюдаем для двух исследуемых преобразова-

телей и имел схожий характер, также он совпадает с результатами моделирования – изменение частот имеет выраженный характер (до 5,8%) и определяется обычным методом БПФ, частотного разрешения которого для данного сигнала достаточно для выявления данных изменений.

Влияние дефекта сварного шва «разделительная мембрана – корпус»

Данный эксперимент представляет собой исследование влияния дефекта сварного шва между корпусом и разделительной мембраной преобразователя давления на параметры АЧХ его выходного сигнала. Ожидаемое относительное изменение большинства частот по результатам моделирования находится в пределах 0,3-1,5%. При анализе экспериментальных данных необходимо учесть малую величину ожидаемых изменений.

В ходе эксперимента сварной шов стачивался напильником под углом 45° (рисунок 4.2.3) по отношению к разделительной мембране до образования разрыва сварного шва между корпусом и мембраной. В качестве объекта исследования в данном эксперименте использовался преобразователь с номером 812.6.

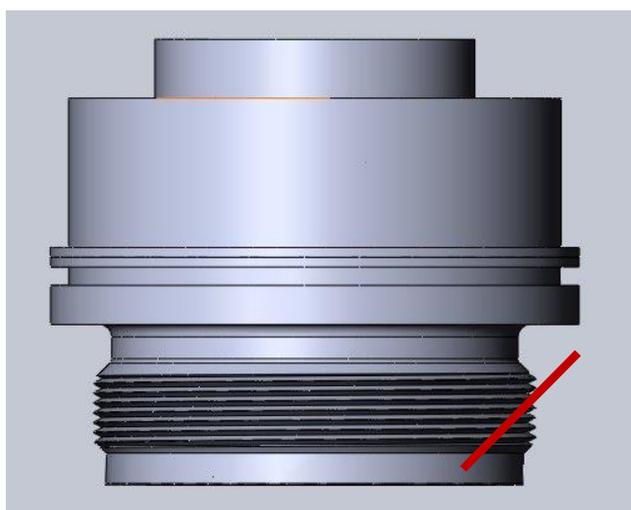


Рис. 4.2.3 – Положение напильника при спиле шва.

Результаты эксперимента – совмещенные спектры преобразователя 812.6 в исходном состоянии и после разрыва сварного шва на 15% представлены на рисунке 4.2.4.

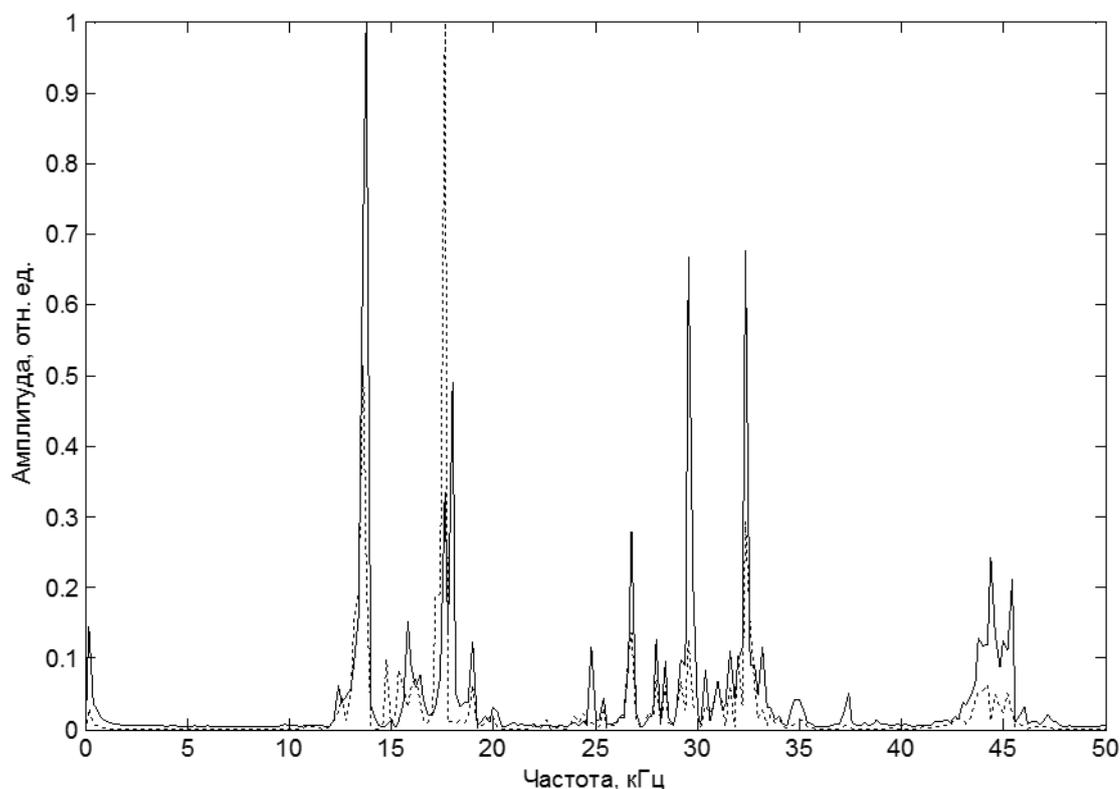


Рис. 4.2.4. Спектры преобразователя 812.6 в исходном состоянии (сплошная линия) и после разрыва сварного шва (пунктирная линия).

Результаты расчета спектров по экспериментальным данным с помощью БПФ не позволяют сделать однозначного вывода о наличии изменений в положении максимумов. Учитывая ограниченность частотного разрешения БПФ (для данного случая – 200 Гц), для ряда частот невозможно выявить изменение менее, чем на 1-1,5%, хотя такое изменение является ожидаемым (согласно результатам моделирования). В данном случае необходимо прибегнуть к обработке экспериментальных данных с помощью численного метода, разработанного в данном исследовании.

При сопоставлении результатов компьютерного моделирования с экспериментальной оценкой амплитудно-частотной характеристики преобразователя давления с разделительной мембраной установлено, что, во-первых, совпадает диапазон частот, полученный при моделировании и в результате эксперимента – как значения собственных частот, так и максимумы АЧХ преобразователя, как правило, находятся в диапазоне частот от 10 до 70 кГц. Во-вторых, в целом совпадает порядок величины относительного изменения частот вследствие тех или иных дефектов. В-третьих, совпадает «образ» изменения частот, то есть изменение спектра вследствие налипания имеет и в том и в другом случае сложный характер, тогда как воздействие давлением, превышающем предельно допустимое значение, сдвигает частоты в одну сторону. Следовательно, результаты натурального эксперимента подтверждают выводы, полученные при компьютерном моделировании преобразователя, что, однако, не исчерпывает необходимости проведения дальнейших исследований влияния неисправностей на характеристики датчиков давления, в том числе на погрешность измерений.

4.3 Анализ эффективности использования численного метода для оценки частот в реальном сигнале

Исследование реальных сигналов предложенным численным методом осуществляют следующим образом (подробнее см. главу 3). Сначала производят оценку СКО шума по записям сигнала, не содержащим отклик на какое-либо воздействие. Затем в выходном сигнале преобразователя определяется отклик на возбуждающее воздействие, имеющий приемлемое отношение сигнал/шум. Как правило, длительность отклика не превышает 5 мс

(что эквивалентно 2500 отсчетам при частоте дискретизации 500 кГц). Выбираются сегменты реализаций сигнала для обработки, устанавливается определенная длительность (число отсчетов) сегмента N_{samp} .

Для каждого сегмента по формуле (3.4) рассчитывается «локальное» отношение сигнал/шум SNR_j и убираются из рассмотрения те сегменты, в которых значение отношения сигнал/шум не превышает заданного уровня $SNRlevel$. Для сегментов, удовлетворяющих условию $SNR_j > SNRlevel$, применяют алгоритм оценки частот с заданными параметрами расчета (p , q , eps и др.). После этого задают частотные интервалы, в которых осуществляется оценка частот. Для каждой реализации сигнала в каждом частотном интервале получают M оценок частоты, лежащей в границах заданного интервала.

Для получения итоговой оценки частоты сигнала в заданном частотном интервале используют формулу взвешенного среднего (3.40), в котором в качестве весов выступает отношение сигнал/шум сегмента сигнала. Частотные интервалы устанавливаются исходя из целей исследования и ожидаемого спектра сигнала.

Для определения значений параметров, при которых следует производить вычисления, к отсчетам реального сигнала добавляют отсчеты синусоиды с известной частотой и затем, получив удовлетворительную оценку этой частоты в итоговом наборе частот, останавливаются на соответствующих значениях параметров. При этих значениях параметров определяют итоговые оценки частот и делают выводы.

Оценка известной тестовой частоты

Прежде, чем привести результаты обработки экспериментальных данных с помощью разработанного численного метода, необходимо убедиться, что данный метод способен корректно оценить значения частот в реальном

сигнале. Для этого были проведены оценки известной тестовой частоты следующим образом.

К дискретным отсчетам реального экспериментального сигнала были прибавлены специально созданные отсчеты затухающей синусоиды с частотой 16542 Гц. Параметры синусоиды подбирались так, чтобы не изменить вид исходного реального сигнала. На рисунке 4.3.1 представлен вид исходного реального сигнала и вид сигнала с добавленными отсчетами. Было выбрано именно такое значение частоты, во-первых, потому что в спектре реального сигнала нет пиков в диапазоне 16-17 кГц, во-вторых, потому что частотное разрешение в 200 Гц составляет 1,2% от искомой частоты, и, следовательно, определить ее изменение на меньшую величину является трудной задачей для БПФ.

Сначала были получены 5 реализаций сигнала с добавленными отсчетами, в которых частота добавленного сигнала оставалась постоянной и равнялась 16542 Гц. Результаты оценки частоты разработанным численным методом представлены на рисунке 4.3.2. По рисунку видно, что данный численный метод позволяет получить более точные оценки частоты, причем можно сделать вывод о неизменности значения частоты с увеличением номера реализации сигнала (максимальное отклонение оценки частоты от среднего значения не превышает 0,07%).

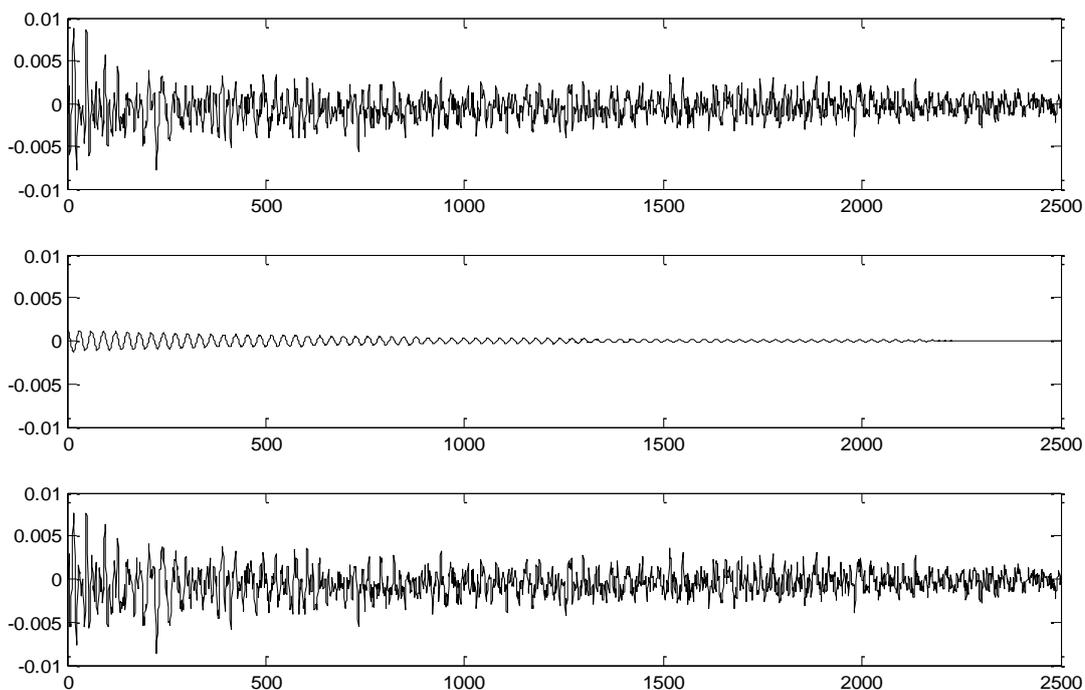


Рис. 4.3.1. Графики исходного реального сигнала (верхний), тестовой затухающей синусоиды (в середине) и суммы этих двух сигналов (нижний).

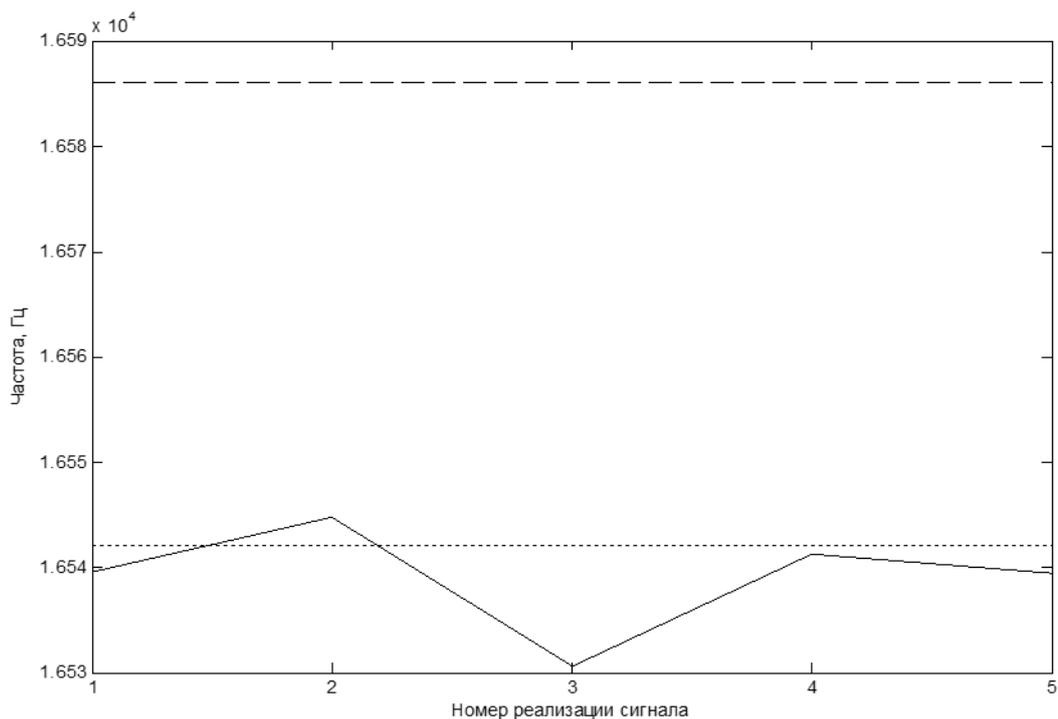


Рис. 4.3.2. Результаты оценки частоты 16542 Гц в реальном сигнале разработанным численным методом (сплошная линия) и с помощью БПФ (штриховая линия). Пунктирная линия – точное значение искомой частоты.

Для исследования точности разработанного численного метода при изменяющейся искомой частоте были проведены следующие расчеты. К 10 реализациям реального сигнала прибавляли одинаковый тестовый сигнал, но с разным значением частоты. Значение частоты изменялось от начального значения 16542 Гц до 16691 Гц с шагом изменения 0,1%. Таким образом максимальное изменение частоты составило 0,9%. Результаты оценок с приведены на рисунке 4.3.3. В данном расчете параметры численного метода имели следующие значения: $eps = 0.1$; $p = 144$; $q = 24gj$. Частота дискретизации сигнала была изменена и составила 125 кГц.

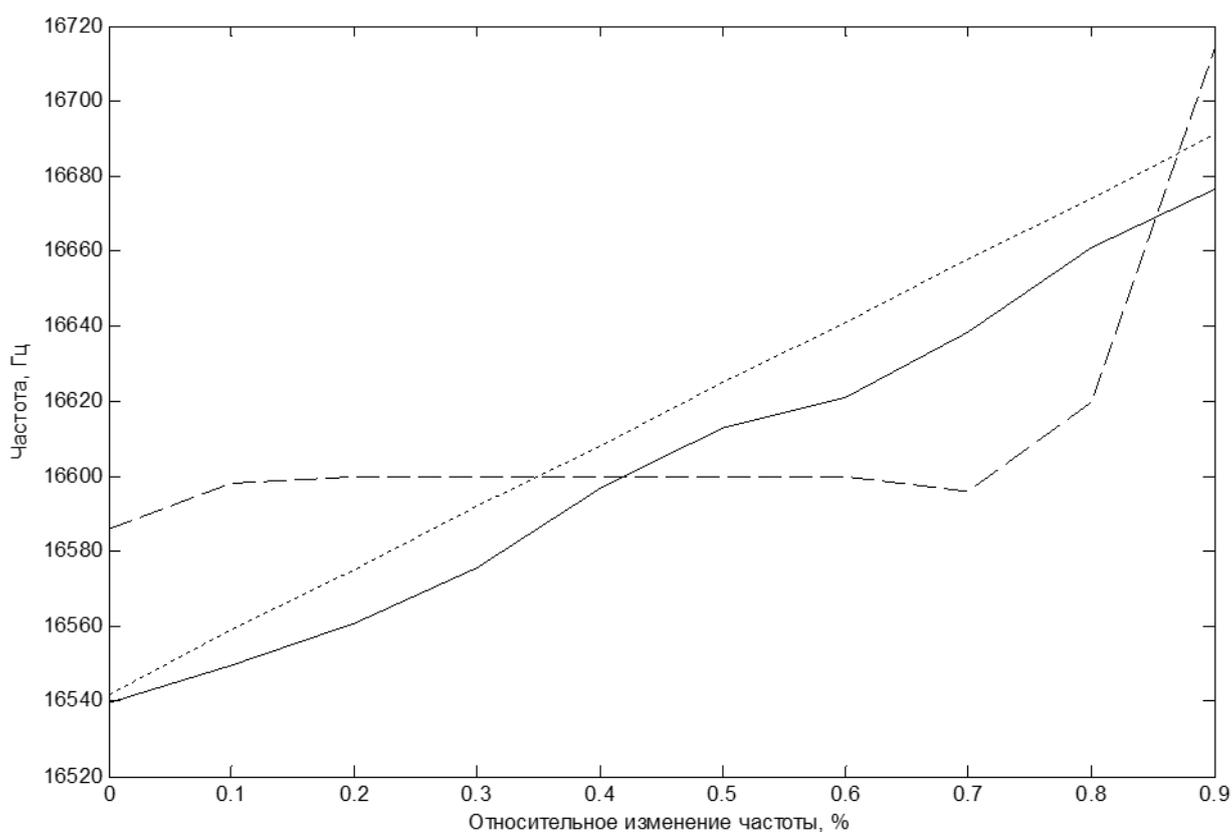


Рис. 4.3.3. Результаты оценки изменения частоты 16542 Гц в реальном сигнале на 0,9% разработанным численным методом (сплошная линия) и с помощью БПФ (штриховая линия). Пунктирная линия – искомое значение частоты.

Результаты оценок позволяют сделать вывод, что разработанный численный метод хорошо оценивает частоты и более чувствителен, чем обычный БПФ. Это имеет особенное значение при изменении частоты до 0,7% (см. рисунок 4.3.4) – в данном случае оценки БПФ не приведут к нужному результату. Следует отметить, что частотное разрешение БПФ выражается в абсолютных единицах и в данном случае составляет 200 Гц, поэтому ограниченность применения БПФ для оценки изменения конкретной частоты зависит от значения этой частоты, то есть для более высокой частоты в 44 кГц порог «видимости» в процентном отношении будет ниже и БПФ теоретически «увидит» изменение частоты более, чем на 0,4%.

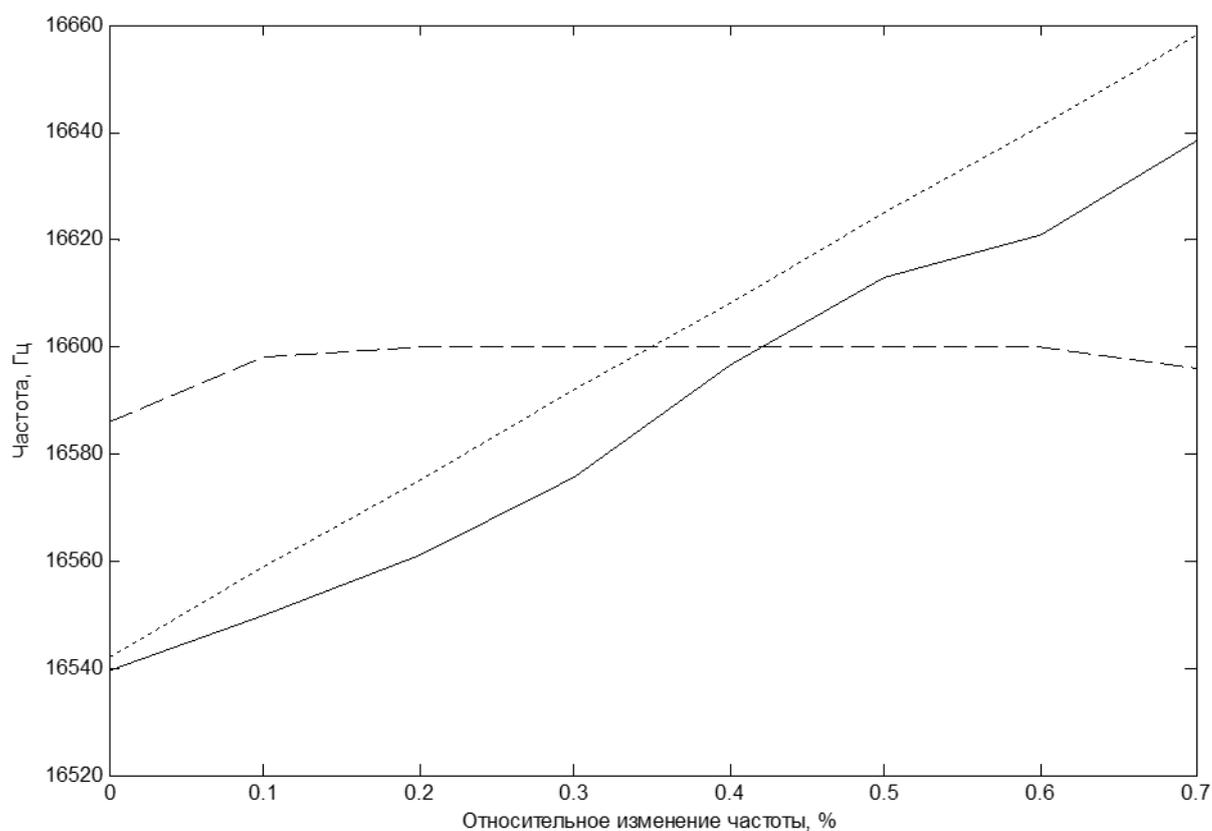


Рис. 4.3.4. Результаты оценки изменения частоты 16542 Гц в реальном сигнале на 0,7% разработанным численным методом (сплошная линия) и с помощью БПФ (штриховая линия). Пунктирная линия – искомое значение частоты.

Оценка влияния дефекта сварного шва «разделительная мембрана – корпус» на частоты преобразователя

Результаты моделирования разрушения сварного шва «разделительная мембрана – корпус» показали, что ожидаемое изменение большинства частот в данном случае составит 0,3-1,5%. Этим фактом может быть объяснено малоразличимое отличие спектров сигнала преобразователя, полученных с помощью БПФ, в опыте с дефектом сварного шва. Другие результаты может дать применение численного метода, разработанного в данном исследовании, который показал лучшие результаты на моделях сигналов преобразователя по сравнению с БПФ.

Экспериментальные данные, полученные при стачивании сварного шва «разделительная мембрана – корпус» преобразователя и описанные в разделе 4.2, были обработаны при помощи численного метода, описанного в главе 3. Значения параметров метода следующие: $eps=0.1$; $p=144$; $q=24$; $N_{samp}=300$. Значения параметров были определены путем проведения предварительного анализа экспериментального сигнала, в частности с помощью БПФ было установлено примерное количество максимумов АЧХ выходного сигнала преобразователя и соответствующие им грубые значения частот.

Значения частот позволили вычислить частоту дискретизации (125 кГц), при которой получают лучшие оценки метода Прони, чем при исходной частоте дискретизации (500 кГц). Далее была изменена частота дискретизации, выбраны сегменты для анализа и итоговые оценки были усреднены с учетом отношения сигнал/шум каждого сегмента. Для каждого состояния преобразователя (без дефекта и с дефектом) было обработано по 10 реализаций, каждая из которых содержит по 100 независимых откликов на возбуждающий импульс.

Результаты расчетов показывают, что разработанный численный метод более чувствителен к изменению частот, чем БПФ, и позволяет зафиксировать изменение значений частот вследствие разрыва сварного шва. Выявлено наличие изменения трех частот: 17643 Гц, 26878 Гц и 45440 Гц (таблица 4.3.1).

Таблица 4.3.1 – оценки изменения частот в сигнале до и после разрыва сварного шва, вычисленное разработанным численным методом

Значение частоты до возникновения дефекта	Значение частоты после возникновения дефекта	Относительное изменение (в %)
17643 Гц	17525 Гц	0,67 %
26878 Гц	26753 Гц	0,46 %
45440 Гц	45275 Гц	0,36 %

При этом в случае 17643 Гц преобразование Фурье «не видит» изменения частоты, поскольку оно составляет 0,67%. В случае 26878 Гц и 45440 Гц изменение составляет 0,46% и 0,36% соответственно, что определяют оба метода (получение удовлетворительных оценок с помощью БПФ в данном случае объяснимо более высокими значениями исходных частот). Максимальное отклонение от указанного среднего значения частоты в одном эксперименте составляет не более 0,2% для 17643 Гц и 0,06% для 26878 Гц и 45440 Гц. Таким образом, на основе анализа экспериментальных данных показано, что предложенный численный метод хорошо оценивает частоты в реальном сигнале и более чувствителен к их изменению, чем обычное БПФ, особенно для диапазона частот менее 20 кГц.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 4

1. Проведенные эксперименты подтверждают возможность оценки амплитудно-частотной характеристики преобразователя предложенным способом, заключающемся в воздействии на преобразователь ультразвуковым импульсом и обработке отклика в выходном сигнале преобразователя методами спектрального анализа.

2. Эксперименты, проведенные для выявления влияния дефектов конструкции преобразователя на параметры его амплитудно-частотной характеристики, подтверждают выводы компьютерного моделирования о наличии связи между техническим состоянием преобразователя и значениями частот, на которых расположены максимумы амплитудно-частотной характеристики.

Относительное изменение частот в случае воздействия давлением, превышающем предельно допустимое значение, составило от 1,8% до 6,8%, в случае разрыва сварного шва «разделительная мембрана – корпус» на 15% относительное изменение составило от 0,36% до 0,67%. Эти данные совпадают с оценками относительного изменения частот, полученными при моделировании соответствующих дефектов преобразователя, что подтверждает адекватность разработанной в данном исследовании системы компьютерного моделирования.

3. Обработка экспериментальных данных и расчеты с тестовым сигналом показали эффективность разработанного численного метода оценки частот в выходном сигнале преобразователя давления для анализа изменения АЧХ вследствие влияния внешних факторов и его большую чувствительность по сравнению с быстрым преобразованием Фурье.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационном исследовании решены следующие задачи.

1. Проведен анализ современных подходов к моделированию преобразователей давления и оценке изменения их технического состояния, на основе анализа была сформулирована цель исследования и уточнены задачи.

2. Разработана система компьютерного моделирования преобразователей давления, на ее основе проведено моделирование собственных колебаний преобразователя давления и исследовано влияние различных факторов на его амплитудно-частотную характеристику.

3. Разработан численный метод оценки частот в выходном сигнале преобразователя давления, который позволяет оценить значения частот в сигнале с низким отношением сигнал/шум (до 10 дБ) с точностью не менее 0,5%.

4. Разработан комплекс проблемно-ориентированных программ для регистрации и оценки параметров выходного сигнала преобразователя давления.

5. Проведены расчеты и натурные эксперименты, подтверждающие выводы исследования и эффективность разработанного численного метода для анализа реальных сигналов.

Основные результаты и выводы, которые были получены в ходе диссертационного исследования, следующие.

1. Разработана система компьютерного моделирования преобразователя давления, включающая в себя создание отдельных деталей конструкции преобразователя, объединение элементов посредством связей в единый объект и получение на основе расчетов оценок частот собственных колеба-

ний конструкции преобразователя. Данная система применима для моделирования других объектов, дефекты и неисправности которых влияют на их частотные характеристики.

2. Теоретически и экспериментально установлено, что существует связь между значениями частот максимумов амплитудно-частотной характеристики, определяемыми путем анализа выходного сигнала преобразователя, и состоянием его конструкции. Частоты собственных колебаний преобразователя связаны с параметрами его конструкции и могут служить в качестве признаков его технического состояния. Дефекты и неисправности конструкции оказывают влияние на АЧХ преобразователя, но большинство дефектов вызывают относительное изменение частот в пределах 0,5-1,5%, что требует использования точных методов спектрального анализа при исследовании реальных сигналов.

3. Предложены и реализованы способы увеличения точности оценки частот в выходном сигнале преобразователя давления, что достигается за счет предварительной обработки сигнала, выбора оптимального значения частоты дискретизации и учета отношения сигнал/шум анализируемого отрезка сигнала при вычислении итоговой оценки. Разработан численный метод оценки частот в выходном сигнале преобразователя давления, который позволяет оценить значения частот в сигнале с точностью не менее 0,5%. Этот алгоритм позволяет отследить изменение частоты с большим разрешением по частоте, которое не обеспечивает обычное преобразование Фурье.

5. Разработаны и зарегистрированы программы для ЭВМ, включающие в себя программные модули для регистрации и обработки электрических сигналов первичных измерительных преобразователей давления, модули для оценки частот в выходном сигнале преобразователей давления и вспомогательные программы для вычисления необходимых параметров метода оценки частот в выходном сигнале преобразователей.

6. Обработка экспериментальных данных и расчеты с тестовым сигналом показали эффективность разработанного численного метода для оценки изменения частот вследствие влияния внешних факторов и его большую чувствительность по сравнению с быстрым преобразованием Фурье. Относительное изменение частот в случае воздействия давлением, превышающем предельно допустимое значение, составило от 1,8% до 6,8%, в случае разрыва сварного шва «разделительная мембрана – корпус» на 15% относительное изменение составило от 0,36% до 0,67%.

7. Результаты работы были внедрены при выполнении ПНИР «Разработка и исследования методов оценки состояния преобразователя давления в ходе технологического процесса» (гос. контракт №П465) и «Исследование влияния внешних условий и технического состояния первичного измерительного преобразователя давления на его частотную характеристику» (соглашение №14.132.21.1601 от 01 октября 2012 года). Также результаты работы внедрены в деятельности предприятия ФГУП «Завод «Прибор» (г. Челябинск), вошли в учебную программу курса повышения квалификации «Современное состояние и перспективы развития интеллектуальных самоаттестующихся средств измерения» и используются в учебном процессе подготовки бакалавров и магистров по направлению «Приборостроение».

Направления дальнейшего развития проведенного исследования состоят в следующем.

1. Исследование влияния различных теплофизических параметров технологического процесса (давление, температура) на параметры АЧХ преобразователей давления.

2. Установление связи между неисправностями (дефектами конструкции) датчика давления и его метрологическими характеристиками, установление критических составляющих погрешности и их причин.

3. Моделирование и экспериментальное исследование преобразователей давления, работающих на различных физических принципах (емкостные, пьезорезисторные и другие).

4. Исследование возможности использования технологических шумов для определения изменения частотного спектра выходного сигнала преобразователя давления.

5. Классификация неисправностей преобразователя давления и определение признаков для каждой из них на основе разработанного метода оценки частот в выходном сигнале преобразователя давления.

6. Создание алгоритмов обработки информации, в том числе для электронного блока обработки измерительной информации датчиков давления.

7. Разработка и исследование различных новых конструкций преобразователя давления с потенциальной возможностью самодиагностики и/или метрологического самоконтроля на основе предложенного метода.

Главным результатом вышеупомянутых научно-исследовательских работ станет разработка и опытные испытания образцов интеллектуальных датчиков давления нового поколения с возможностью метрологического самоконтроля и/или самодиагностики в процессе эксплуатации.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

БПФ – быстрое преобразование Фурье

ДХ – динамические характеристики

КНС – «кремний-на-сапфире»

МКЭ – метод конечных элементов

МНК – метод наименьших квадратов

СИ – средство измерения

СКО – среднеквадратичное отклонение

С/Ш – отношение сигнал/шум

ТП – тензопреобразователь

ЧД – частота дискретизации

ЧЭ – чувствительный элемент

Мнимая единица обозначается символом i .

Для обозначения дискретных отсчетов используются квадратные скобки, пример: $x[n]$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

Нормативные документы

1. ГОСТ 8.009-84 ГСИ. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений.
2. ГОСТ Р 8.673-2009 ГСИ. Датчики интеллектуальные и системы измерительные интеллектуальные. Основные термины и определения.
3. ГОСТ Р 8.734-2011 ГСИ. Датчики интеллектуальные и системы измерительные интеллектуальные. Методы метрологического самоконтроля.
4. МИ 1951-88 ГСИ. Динамические измерения. Термины и определения.
5. МИ 2021-89 ГСИ. Метрологическое обеспечение гибких производственных систем. Основные положения. М., 1991.

Источники на русском языке:

6. Алексеев, К.А. Вейвлет-ряды в задаче оценивания собственных частот датчиков // Датчики и системы. – 2001. – №12
7. Алексеев, К.А. Задача идентификации полных и частных динамических характеристик высокочастотных пьезоэлектрических датчиков переменных давлений // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2000. – №7.
8. Андреева, Л.Е. Упругие элементы прибора. М.: Машгиз, 1962.
9. Багдатьян, Е.Е. Идентификация преобразователей переменных давлений / Е.Е. Багдатьян, А.А. Ефимова // Измерительная техника. – 1986. – №6.

10. Багдатьяев, Е.Е. Импульсная установка для идентификации датчиков переменных давлений / Е.Е. Багдатьяев, А.А. Ефимова, Э.Б. Санина // Измерительная техника. – 1989. – №3.
11. Бакшеева, Ю.В. Резистивные датчики температуры с метрологическим самоконтролем / Ю.В. Бакшеева, К.В. Сапожникова, Р.Е. Тайманов // Датчики и системы. – 2011. – №4. – с. 62-70.
12. Бакшеева, Ю.В. Организация метрологического самоконтроля в датчиках с упругими чувствительными элементами [Электронный ресурс] / Ю.В. Бакшеева, К.В. Сапожникова, Р.Е. Тайманов // Девятая международная научная школа «Фундаментальные и прикладные проблемы надежности и диагностики машин и механизмов», 26-30 октября 2009 г. – СПб.: электронное издание.
13. Белозубов, Е.М. Моделирование деформаций мембран датчиков давления / Е.М. Белозубов, В.А. Васильев, П.С. Чернов // Измерительная техника. – 2009. – №3. – с. 33-36.
14. Беляков, А.О. Определение моментов инерции крупногабаритных тел по колебаниям в упругом подвесе, Диссертация на соискание ученой степени к.ф.-м.н., Москва, 2005.
15. Бендат, Дж. Прикладной анализ случайных данных / Дж. Бендат, А. Пирсол. М.: Мир, 1989. – 540 с.
16. Богущ, М.В. Проектирование пьезоэлектрических датчиков с использованием конечно-элементных математических моделей // Приборы. – 2007. – №8. – с. 32-39.
17. Богущ, М.В. Анализ функции преобразования пьезоэлектрических датчиков давления методом конечных элементов / М.В. Богущ, Э.М. Пикалев // Известия ЮФУ. Технические науки.- 2008. - №2.- с. 74-84.
18. Браилов, Э.С. Определение погрешности измерения температуры встроенными термоэлектрическими термометрами / Э.С. Браилов,

Ю.А. Скрипник, Г.В. Юрчик // Измерительная техника. – 1986. – №5. – стр. 20-22.

19. Бушев, В.В. Серия микроэлектронных датчиков давления МИДА / В.В. Бушев, О.Л. Николайчук, В.М. Стучебников // Датчики и системы. – 2000. – №1. – с. 21.

20. Васильев, В.А. Принципы построения моделей измерительных приборов и систем // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2003. – №6. – с. 40-45.

21. Воронин, В.В. Множество возможных дефектов и виды технических состояний // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2002. – №6. – с. 41-44.

22. Генкин, М.Д. Виброакустическая диагностика машин и механизмов / Генкин М.Д., Соколова А.Г. М.: Машиностроение, 1987. – 288 с.

23. Генри, М. Самоаттестующиеся датчики // Датчики и системы. – 2002. – №1.

24. Дружинин, И.И. Контроль метрологических характеристик, встраиваемых в агрегаты вихретоковых преобразователей / И.И. Дружинин, В.В. Кочугуров // Измерительная техника. – 1988. – N11. – с.37-38.

25. Дружинин, И.И. Метрологический самоконтроль в интеллектуальных датчиках удельной электрической проводимости жидкости // Материалы II российской конференции с международным участием «Технические и программные средства систем управления, контроля и измерения (теория, методы, алгоритмы, исследования и разработки)». Тезисы докладов. ИПУ РАН. – М., 2010. С. 422-429.

26. Евтюшенков, А.М. Исследование метрологических характеристик преобразователя давления «САПФИР-22Д» / А.М. Евтюшенков, Ю.Ф. Кияченко, А.В. Крюков // Измерительная техника. – 1989. – №2.

27. Зенкевич О. Метод конечных элементов в технике / О. Зенкевич. – М.: Мир, 1975. – 541 с.

28. Ибряева, О.Л. Оптимизация частоты дискретизации сигнала при использовании метода Прони / О.Л. Ибряева, А.С. Семенов, А.Л. Шестаков // Доклады 13-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2011», Москва. – 2011. – Вып. XIII, т. 1. – с. 108-110.
29. Иванов, Ю.В. Установка для анализа ударного спектра виброударных импульсов / Ю.В. Иванов, В.П. Трофимов // Измерительная техника. – 1985. – №3.
30. Измерительный преобразователь температуры с контролем метрологической исправности: заявка на пат. 2010142833 Рос. Федерация: МПК G01D 3/00 / Ю.В. Бакшеева, К.В. Сапожникова, Р.Е. Тайманов. – заявл. 07.10.2010.
31. Инженерный анализ в ANSYS Workbench: Учеб.пособ. / В.А. Бруйка и др. – Самара: Самар, гос. техн. ун-т, 2010. - 271 с.: ил.
32. Иосифов, В.П. Алгоритм Берга в задачах спектрального оценивания коротких откликов датчиков / В.П. Иосифов, К.А. Алексеев // Приборы и системы управления. – 1999. – №7.
33. Исмибейли, Р.Э. Моделирование магнитных элементов и устройств методом конечных элементов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2004. – №4. – с. 21-27.
34. Каюков, И.В. Сравнительный анализ различных методов оценки частоты сигнала / И.В. Каюков, В.Б. Манелис // Радиоэлектроника. – 2006. – №7.
35. Кирюшин, О.В. Управление техническими системами: курс лекций. – Уфа: Изд-во УГНТУ, 2003. – 80 с.
36. Козлов, А.И. Моделирование тензопреобразователей давления на основе структур КНС. Одномембранные преобразователи / Козлов А.И., Пирогов А.В., Стучебников В.М. // Датчики и системы. – 2008. – №1. – С. 6-11.

37. Козлов, А.И. Моделирование тензопреобразователей давления на основе структур КНС. Двухмембранные преобразователи / Козлов А.И., Пирогов А.В., Стучебников В.М. // Датчики и системы. – 2009. – № 8. – С. 50-53.
38. Комаров, А. Возможности ANSYS 15.0: геометрия, сетки, конструкционный анализ / А. Комаров, О. Новаковская, А. Клявлин // САПР и графика. – 2014. – №2. – С. 64-69.
39. Кухаренко, Б.Г. Технология спектрального анализа на основе быстрого преобразования Прони / Б.Г. Кухаренко // Информационные технологии. – 2008. – №4. – С. 38-42.
40. Лукашев А.П., Карпов П.А. и Беяков А.Е. Датчик давления // SU 1117472 A G01 L 9/10, 07.10.1984.
41. Маергойз, Л. С. Об одной модификации метода Прони / Л.С. Маергойз, Б.Н. Варава // Сиб. журн. индустр. матем. – 2007. – том 10. – №2.
42. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990.
43. Мартыненко, В.Т. Исследование причин, влияющих на погрешность преобразования датчиков разности давлений «Сапфир-22» // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2005. – №6. – с. 31-34.
44. Михайлов, П.Г. Разработка и исследование методов и средств диагностики элементов и структур микроэлектронных датчиков // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2002. – №10. – с. 45-47.
45. Мулев, Ю.В. Манометры. М.: Изд-во МЭИ, 2003. – 280 с.
46. Мясникова М. Г. Измерение параметров электрических сигналов на основе метода Прони : дис. – Диссертация на соискание ученой степени к. т. н., Пенза, 2007.

47. Печук, В.И. Определение динамических характеристик бесклевых тензометрических преобразователей давления / В.И. Печук, В.М. Захаренков, В.Ю. Скрипчук, А.Ю. Швец // Измерительная техника. – 1989. – №1.
48. Пинчук, Р. Три составляющих успеха «Данфосс» в области контроля давления // Компоненты и технологии. – 2010. – №1. – с. 20-23
49. Пирогов, А.В. Экспериментальное определение собственных частот двухмембранных тензопреобразователей давления / А.В. Пирогов, В.М. Стучебников // Датчики и системы. – 2006. – №4.
50. Сапожникова, К.В. Метрологический диагностический контроль // Метрологическая служба в СССР. – 1991. – N2.
51. Сапожникова, К.В. Метрологический контроль как компонент диагностики гибких производственных систем и робототехнических комплексов/ К.В. Сапожникова, Р.Е. Тайманов, В.В. Кочугуров // Испытания, контроль и диагностирование гибких производственных систем (по материалам семинара 1985 г. в ИМАШ АН им. Благоднарова). – М.: Наука. – 1988. – с. 269-273.
52. Сапожникова, К.В. Метрологическое обеспечение встраиваемых средств измерений/ К.В. Сапожникова, Р.Е. Тайманов // Измерительная техника. – 1992. – N6. – с. 59-60.
53. Сапожникова, К.В. Потребность в стандартах по самодиагностируемой и самоаттестуемой аппаратуре / К.В. Сапожникова, М. Генри, Р.Е. Тайманов // Датчики и системы. – 2006. – N6. – с. 51-57.
54. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
55. Способ контроля исправности измерительного преобразователя: пат. 2187831 Рос. Федерация: МПК G05B23/02 / Р.Е. Тайманов, К.В. Сапожникова, Н.П. Моисеева; заявитель и патентообладатель ЗАО

"Инновационный центр ВНИИМ-Ижорские заводы". - №2000130755/09; заявл. 04.12.2000, опубл. 20.08.2002.

56. Способ контроля метрологической исправности измерительного преобразователя неэлектрической величины и устройство для его осуществления: пат. 2321829 Рос. Федерация: МПК G01D3/00 / Л.П. Горохов, К.В. Сапожникова, Р.Е. Тайманов; заявитель и патентообладатель ЗАО "Инновационный центр ВНИИМ-Ижорские заводы". - №2006109390/28; заявл. 21.03.2006, опубл. 10.04.2008, Бюл. №10. – 6 ил.

57. Стрелков, С.П. Введение в теорию колебаний. М.: Наука, 1964.

58. Стучебников, В.М. Структуры «кремний-на-сапфире» как материал для тензопреобразователей механических величин //Радиотехника и электроника. – 2005. – том 50. – №6. – с. 678-696.

59. Стучебников В. М. Тензорезисторные преобразователи на основе гетероэпитаксиальных структур «кремний на сапфире» //Измерения, контроль, автоматизация/Н.-т сборник. – 1982. – №. 4. – С. 44.

60. Тайманов, Р.Е. Бездемонтажный метрологический контроль многоканальных средств измерений / Р.Е. Тайманов, К.В. Сапожникова // Измерительная техника. – 1987. – №4. – с.16-17.

61. Тайманов, Р.Е. Метрологический самоконтроль датчиков / Р.Е. Тайманов, К.В. Сапожникова // Датчики и системы. – 2011. – №2. – с. 58-66.

62. Тайманов, Р.Е. Проблемы создания нового поколения интеллектуальных датчиков / Р.Е. Тайманов, К.В. Сапожникова // Датчики и системы. – 2004. – N11. – с.50-58.

63. Терехина А.В. Исследование влияния параметров регистрации и обработки данных на погрешность восстановления сигнала при использовании метода декомпозиции на эмпирические моды / Терехина А.В. // Метрологическое обеспечение измерительных систем: сб. докл. VII науч.-техн. Всерос. конф. - Пенза: Изд-во ПГУ, 2012. - с. 5-8.

64. Трофимов, В.П. Измерение динамических характеристик анализатора ударных спектров / В.П. Трофимова, Ю.В. Иванов // Измерительная техника. – 1987. – №4.
65. Фетисов, А.В. Этапы развития датчиков давления компании «Метран» за последние два десятилетия / А.В. Фетисов, Г.В. Черкашина // Датчики и системы. – 2012. – №8. – с. 7-11.
66. Цыпин, Б.В. Преобразование Прони в задаче измерения параметров гармонических сигналов в шумах / Б.В. Цыпин, П.Г. Михайлов, М.Г. Мясникова // Датчики и системы. – 2007. – №4.
67. Цыпин, Б.В. Применение метода спектрального оценивания Прони для измерения параметров цепей переменного тока. // Датчики и системы. – 2003. – №1.
68. Чернявский, А.О. Анализ деформирования мембран датчиков давления / А.О. Чернявский, И.Г. Маркелов // Датчики и системы. – 2000. – №11-12.
69. Чигарев, А.В. ANSYS для инженеров: Справочное пособие / А.В. Чигарев, А.С. Кравчук, А.Ф. Смалюк.- М.: Машиностроение-1, 2004. - 512 с.
70. Шестаков, А.Л. Оценка несущей частоты случайной последовательности импульсов методом Прони / А.Л. Шестаков, А.С. Семенов, О.Л. Ибряева // Вестник ЮУрГУ. Серия «Математическое моделирование и программирование», вып. 3. – 2009. – №17 (150).
71. Шестаков, А.Л. Оценка числа обусловленности матрицы в методе Прони / А.Л. Шестаков, А.С. Семенов, О.Л. Ибряева // Известия Челябинского научного центра. – 2010. - Вып. 2 (48).
72. Шипунов, А.В. Определение динамических характеристик пьезоэлектрических датчиков давления: сравнительный анализ методов // Приборы и системы управления. – 1999. – №7.

73. Amadi-Echendu, J.E. Analysis of signals from vortex flowmeters / J. E. Amadi-Echendu, H. Zhu, E. H. Higham // *Flow Meas. Instrum.*, 1993. Vol. 4 No 4, pp. 225-231.
74. Amadi-Echendu, J.E. Signal analysis applied to detect blockages in pressure and differential pressure measurement systems / J.E. Amadi-Echendu, H. Zhu, E.H. Higham // IMTC '94 May 10-12, Hamamatsu, 1994 IEEE, pp. 741-744
75. Baksheeva, Y. Metrological self-check of pressure sensors / Baksheeva Y., Sapozhnikova K. and Taymanov R. // CM 2010 and MFPT 2010 The Seventh International Conference on Condition Monitoring and Machinery Failure Prevention Technologies, Stratford-upon-Avon, England, 22-24 June 2010.
76. Baksheeva, Yu. Metrological Self-Check of Platinum Resistance Thermometer / Yu. Baksheeva, K. Sapozhnikova, R. Taymanov.// The 8th International Conference on Measurement, Smolenice, Slovakia, 27-30 April, 2011. – pp.141-144.
77. Barberree D. Dynamically self-validating contact temperature sensors. // *Temperature: Its Measurement and Control in Science and Industry. AIP Conference Proceedings*. Ripple D. C. et al (Eds.). New York, Melville, Vol 7, 2003, P. 1097-2001.
78. Beard, R.V. Failure accommodation in linear systems through self-reorganisation: Technical Report. Cambridge: Man Vehicle Lab, 1971.
79. Beeby, S.P. Microprocessor implemented self-validation of thick-film PZT/silicon accelerometer / S. P. Beeby, N. J. Grabham, N. M. White // *Sensors and Actuators A: Physical*. – 2001. – Vol. 92.
80. Bernhard F., Boguhn D., Augustin S., Mammen H., Donin A. Application of self-calibrating thermocouples with miniature fixed-point cells in a temperature range from 500oC to 650oC in steam generators // *Proceedings of*

XVII IMEKO World Congress. Dubrovnik, Croatia, June 22-27 2003, P. 1604 – 1608.

81. BS7986:2005, Specification for Data Quality Metrics of Industrial Measurement and Control Systems, British Standards Institute, London, 2005.

82. Buimistriuck G. Y. and Rogov A. M. Intelligent fiber optic pressure sensor for measurements in extreme conditions // 1st International Conference ‘Advancements in Nuclear Instrumentation, Measurements Methods and Applications’. ANIMMA, Marseille, France, 7 - 10 June 2009, pp. 224 – 229.

83. Clark R. A simplified instrument detection scheme// IEEE Trans. Aerospace Electron. Systems. – 1990. – №14 (3).

84. Clarke, D.W. Model-based validation of a DO_x sensor / D.W. Clarke, P.M.A. Fraher // Control Engineering Practice, Vol. 4, No. 9, pp. 1313-1320, 1996.

85. Ding, E.L. Model-based diagnosis of sensor faults for ESP systems / E.L. Ding, H. Fennel, S.X. Ding // Control Engineering Practice. – 2004. – Vol. 12.

86. Ding, S. X., Jeinsch, T., Frank, P. M., and Dind, E. L. (2000). A unified approach to the optimisation of fault detection systems. Int. J. of Adaptive Control and Signal Processing, 14(7):725-745.

87. Du, Z. Detection and diagnosis for sensor fault in HVAC systems / Z. Du, X. Jin // Energy Conversion and Management. – 2007. – Vol. 48.

88. Du, Z. Fault diagnosis for temperature, flow rate and pressure sensors in VAV systems using wavelet neural network / Z. Du, X. Jin, Y. Yang // Applied Energy. – 2009. – Vol. 86. – PP. 1624-1631.

89. Du, Z. Multiple faults diagnosis for sensors in air handling unit using Fisher discriminant analysis / Z. Du, X. Jin // Energy Conversion and Management. - 2008. - Vol. 49.

90. Edwards, C. Sensor fault tolerant control using sliding mode observers / C. Edwards, C. P. Tan // Control Engineering Practice. – 2006. – Vol. 14.

91. Feng, Z. A review of self-validating sensor technology / Z. Feng, Q. Wang, K. Shida // *Sensor Review*, vol. 27, no. 1, pp. 48–56, Jan. 2007.
92. Feng, Z. Design and implementation of a self-validating pressure sensor / Z. Feng, Q. Wang, K. Shida // *IEEE SENSORS JOURNAL*, VOL. 9, NO. 3, MARCH 2009, pp. 207-218.
93. Frank, P. M., Ding, S. X., and Kopper-Seliger, B. (2000). Current Developments in the Theory of FDI. In *SAFEPROCESS'00: Preprints of the IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*, volume 1, pages 16-27, Budapest, Hungary.
94. Frank, P.M. Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy a survey and some new results. *Automatica*, №26, p. 459, 1990.
95. Frank, P. M. (1991). Enhancements of robustness in observer-based fault detection. *IFAC/IMACS Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*, Baden-Baden.
96. Gertler, J. (1991). Analytical redundancy methods in fault detection and isolation. *IFAC/IMACS Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes*, Baden-Baden.
97. Gurevich, V. Metrological Self-check of a Transit-time Ultrasonic Flowmeter // V. Gurevich, K. Sapozhnikova and R. Taymanov // *Proceedings of the 10th International Symposium on Measurement Technology and Intelligent Instruments (ISMTH-2011)*, Daejeon, Korea, 29 June – 2 July, 2011, D5-4, p. 6.
98. Hans V. and Ricken O. Self-monitoring and self-calibrating gas flow meter // *Proceedings of 8th International Symposium on Measurement Technology and Intelligent Instruments*. Sendai, September 2007, P 285-288.
99. Henry, M. The self-validating sensor: rationale, definitions and examples / M.P. Henry, D.W. Clarke // *Control Engineering Practice*, Vol. 1, No. 4, pp. 585-610, 1993.

100. Henry, M.P. Self-validating digital coriolis mass-flow meter // *Comput. Control Eng. J.*, vol. 11, no. 5, pp. 219–227, Oct. 2000.
101. Higham, E.H. Predictive maintenance of pumps based on signal analysis of pressure and differential pressure (flow) measurements / E.H. Higham, S. Perovic // *Transactions of the Institute of Measurement and Control* 23,4 (2001) pp. 226–248
102. Himmelblau, D. Fault detection and diagnosis in chemical and petrochemical processes. – New York: Elsevier, 1978.
103. Himmelblau, D. M. (1992). Use of artificial neural networks to monitor faults and for troubleshooting in the process industries. IFAC Symposium on Online Fault Detection and Supervision in the Chemical Process Industries, Newark.
104. Hoskins, J. C., K. M. Kaliyur, and D. M. Himmelblau (1991). Fault diagnosis in complex chemical plants using artificial neural networks. *AIChEJ.*, 37, 137-142.
105. Jevtic, M.M. Diagnostic of silicon piezoresistive pressure sensors by low frequency noise measurements / M.M. Jevtic, M.A. Smiljanic // *Sensors and Actuators A: Physical*. – 2008. – Vol. 144.
106. Jones, H. L. Failure detection in linear systems: PhD thesis. - Cambridge, 1973.
107. Isermann, R. (1991). Fault diagnosis of machines via parameter estimation and knowledge processing. IFAC/IMACS Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes, Baden-Baden.
108. Isermann, R. Model-based fault-detection and diagnosis – status and applications // *Annual Reviews in Control*. – 2005. – Vol. 29. – PP. 71–85.
109. Isermann, R. *Fault-Diagnosis Systems* / R. Isermann. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2006.

110. Istratov, A.A. Exponential analysis in physical phenomena / A.A. Istratov, O.F. Vyvenko // Review of scientific instruments. – 1999. – Vol. 70. – №2. – pp. 1233-1257.
111. Kulp, R.W. An Optimum Sampling Procedure for Use with the Prony Method // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-23, No. 2, May 1981.
112. Kumaresan, R. Estimating the Parameters of Exponentially Damped Sinusoids and Pole-Zero Modeling in Noise / R. Kumaresan, D.W. Tufts // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol. ASSP-30, pp. 833-840, December 1982.
113. Lee, J.J. Damage diagnosis of steel girder bridges using ambient vibration data / J.J. Lee, C.B. Yun // Engineering Structures. – 2006. – Vol. 28.
114. Magberg, W. and H.-J. Seifert (1991) Petri net based system for monitoring, diagnosis and therapy of failures in complex manufacturing systems. IFAC/IMACS Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes, Baden-Baden.
115. Massoumnia, M., Verghese, G.C., and Willsky, A.S. (1989). Failure detection and identification. IEEE Trans. Automat. Contr., 34:316-321.
116. Patton, R., Willcox, S., and Winter, J. (1986). A parameter insensitive technique for aircraft sensor fault diagnosis using eigenstructure assignment and analytical redundancy. In Proc. of the AIAA Conference on Guidance, Navigation & Control, number 86-2029-CP, Williamsburg, VA.
117. Patton, R. J. and J. Chen (1991) Parity space approach to model-based fault diagnosis - A tutorial survey and some new results. IFAC/IMACS Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes, Baden-Baden.
118. Peng, Z.K. Nonlinear parameter estimation for multi-degree of freedom nonlinear systems using nonlinear output frequency-response functions /

Z.K. Peng, Z.Q. Lang, S.A. Billings // *Mechanical Systems and Signal Processing*. - 2008. - Vol. 22.

119. Rusinov, L.A. Real time diagnostics of technological processes and field equipment / L.A. Rusinov, I.V. Rudakova, V.V. Kurkina // *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*. – 2007. – Vol. 88.

120. Simani, S. Model-based fault diagnosis in dynamic systems using identification techniques / S. Simani, C. Fantuzzi, R.J. Patton. Springer-Verlag, 2002.

121. Steedly, W. Statistical Analysis of TLS-Based Prony Techniques / W.M. Steedly, C.J. Ying, R.L. Moses // *Automatica*. Special Issue on Statistical Signal Processing and Control. – 1994.

122. Steven, X. Model-based fault diagnosis techniques design: schemes, algorithms, and tools. – Berlin: Springer-Verlag, 2008

123. Taymanov, R. Automatic metrological diagnostics of sensors / R. Taymanov, K. Sapozhnikova // *Diagnostika*. – 2008. – N3 (47). – pp. 37-41.

124. Taymanov, R. Metrological Self-Check and Evolution of Metrology // *Measurement*. – 2010. – V. 43. – N7. – pp. 869-877.

125. Taymanov, R. Metrological Self-Check as an Efficient Tool of Condition Monitoring / R. Taymanov, K. Sapozhnikova // *The Seventh International Conference on Condition Monitoring and Machinery Failure Prevention Technologies*, 2010 June 22-24, Stratford-upon-Avon, England, 12 p.

126. Taymanov, R. Problems of Terminology in the Field of Intelligent Sensors and Systems / R. Taymanov, K. Sapozhnikova // *Key Engineering Materials*. – 2010. – Vol. 437. – pp. 434-438.

127. Taymanov R. and Sapozhnikova K. Problems of terminology improvement in metrology // *Proceedings of XIX IMEKO World Congress Fundamental and Applied Metrology*. Lisbon, Portugal, September 6-11, 2009, P. 1080 - 1085.

128. Taymanov, R. Sensor Devices with Metrological Self-Check / R. Taymanov, K. Sapozhnikova, I. Druzhinin // *Sensors & Transducers journal*. – 2011. – Vol.10 (special issue). – N2. – pp. 30-44.
129. Theilliol, D. Sensor fault diagnosis based on energy balance evaluation: Application to a metal processing / D. Theilliol, H. Noura, D. Sauter, F. Hamelin // *ISA Transactions*. – 2006. – Vol. 45.
130. Tzafestas S. (1989). System fault diagnosis using the knowledge-based methodology. In *Fault Diagnosis in Dynamic Systems: Theory and Applications* (R. Patton, P. Frank and R. Clark, editors). Prentice Hall. 509-572.
131. Tzafestas S. (1991). Second generation expert systems: requirements, architectures and prospects. *IFAC/IMACS Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes, Baden-Baden*.
132. Vachkov, G. and H Matsuyama (1992). Identification of fuzzy rule based system for fault diagnosis in chemical plants. *IFAC Symposium on On-line Fault Detection and Supervision in the Chemical Process Industries*. Newark.
133. Venkatasubramanian, V. A review of process fault detection and diagnosis. Part I: Quantitative model-based methods / V. Venkatasubramanian, R. Rengaswamy, K. Yin, S. N. Kavuri // *Computers and Chemical Engineering*. – 2003. – Vol. 27.
134. Venkatasubramanian, V. A review of process fault detection and diagnosis. Part II: Qualitative models and search strategies / V. Venkatasubramanian, R. Rengaswamy, S. N. Kavuri // *Computers and Chemical Engineering*. – 2003. – Vol. 27.
135. Venkatasubramanian, V. A review of process fault detection and diagnosis. Part III: Process history based methods / V. Venkatasubramanian, R. Rengaswamy, S. N. Kavuri, K. Yin // *Computers and Chemical Engineering*. – 2003. – Vol. 27.
136. Wang, S. AHU sensor fault diagnosis using principal component analysis method / S. Wang, F. Xiao // *Energy and Buildings*. – 2004. – Vol. 36.

137. Willsky, A.S. A survey of design methods for failure detection in dynamic systems // *Automatica*. – 1976. – №12 (6).
138. Xu, X. Enhanced chiller sensor fault detection, diagnosis and estimation using wavelet analysis and principal component analysis methods / X. Xu, F. Xiao, S. Wang // *Applied Thermal Engineering*. – 2008. – Vol. 28.
139. Yang, J.C. A self-validating thermocouple / J.C. Yang, D.W. Clarke // *IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY, VOL. 5, NO. 2, MARCH 1997*, pp. 239-253
140. Yang, H. Sequential rule based algorithms for temperature sensor fault detection in air handling units / H. Yang, S. Cho, C.S. Tae, M. Zaheeruddin // *Energy Conversion and Management*. - 2008. - Vol. 49.
141. Zarnik, M.S. Finite-element model-based fault diagnosis, a case study of a ceramic pressure sensor structure / M.S. Zarnik, D. Belavic, F. Novak // *Microelectronics Reliability*. – 2007. – Vol. 47.
142. Zhang, J.Q. A self-validating differential-pressure flow sensor/ J.Q. Zhang, Y. Yan // *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*. – 2001. – 5. – pp. 21-23.
143. Zhang, J.Q. Detecting the blockage of the sensing lines of a differential-pressure flow sensor in a dynamic process using wavelet transform techniques / J.Q. Zhang, Y. Yan // *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*. – 2006. – Vol. 55. – №4. – pp. 1443-1448.
144. Zhang, P. A frequency domain approach to fault detection in sampled-data systems / P. Zhang, S.X. Ding, G.Z. Wang, D.H. Zhou // *Automatica*. – 2003. – Vol. 39. – PP. 1303-1307.
145. Zhang, R.R. Dynamic response of the Trinity River Relief Bridge to controlled pile damage: modeling and experimental data analysis comparing Fourier and Hilbert–Huang techniques / R.R. Zhang, R. King, L. Olson, Y.L. Xu // *Journal of Sound and Vibration*. – 2005. – Vol. 285.

146. Zhu, H. Assessing Plant Condition from Analysis of Pressure and Differential Pressure Measurement Signals / H. Zhu, E. H. Higham, J. E. Amadi-Echendu // IMTC '94 May 10-12, Hamamatsu.

147. Zhu, H. Identification of the transfer characteristic of a differential pressure transmitter using non-parametric methods / H. Zhu, D. Takaona, E. H. Higham, J. E. Amadi Echendu // CONTROL'94.21-24 March 1994. Conference Publication No. 389, IEE 1994, pp. 681-686.

Работы автора диссертации

148. Бушуев, О.Ю. Экспериментальная оценка динамических характеристик тензопреобразователей давления / О.Ю. Бушуев, А.С. Семенов, А.Л. Шестаков // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». – 2011. – №1. – с. 88-97.

149. Bushuev, O. Choosing an optimal sampling rate to improve the performance of signal analysis by Prony's method / O.Yu. Bushuev, O.L. Ibryaeva // 35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Prague, Czech Republic. – July 3-4, 2012. – pp. 634-639 (*представлена в SCOPUS*).

150. Бушуев, О.Ю. Применение метода Прони для анализа выходных сигналов преобразователей давления // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2012. – №23(282). – вып. 16. – с. 219-221.

151. Бушуев, О.Ю. Экспериментальное исследование возможности диагностики состояния тензометрического преобразователя давления на основе анализа его выходного сигнала / О.Ю. Бушуев, А.С. Семенов // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2012. – №35(294). – вып. 17. – с. 65-68.

152. Бушуев, О.Ю. Моделирование влияния дефектов мембраны тензопреобразователя давления на его частотные характеристики / О.Ю. Бушуев, И.И. Григорьев, Е.С. Коровченко, А.С. Семенов // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2013. – том 13. – №2. – с. 74-81.

153. Бушуев, О.Ю. Анализ возможных неисправностей, источников погрешности и выхода из строя тензопреобразователя давления // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2013. – том 13. – №4. – с. 118-122.

154. Бушуев, О.Ю. Исследование статистических характеристик сигнала двухмембранного тензопреобразователя давления // НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ: материалы всероссийской научной конференции молодых ученых (Новосибирск, 4-6 декабря). – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. С. 7-9.

155. Бушуев, О.Ю. Модель выходного сигнала тензопреобразователя давления / О.Ю. Бушуев, Д.О. Андреев // НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ: материалы всероссийской научной конференции молодых ученых (Новосибирск, 3-5 декабря). - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. С. 7-9.

156. Бушуев, О.Ю. Автоматизация обработки данных при разработке лабораторного макета самодиагностирующегося датчика давления // Научный поиск: материалы третьей научной конференции аспирантов и докторантов (апрель 2011 г.). Технические науки. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2011. – Т. 2. – с. 94-97.

157. Бушуев, О.Ю. Исследование возможности диагностики состояния тензометрического преобразователя давления на основе анализа его выходного сигнала // ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ И ПРИКЛАДНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ И ИНФОРМАТИКИ: сборник научных трудов по

материалам XIV международной научно-практической конференции (Сочи, 3-7 октября). – М.: МГУПИ, 2011. – с. 27-32.

158. Bushuev, O. Yu. A Pressure Transducer Signal Analysis By Prony's Method // International Conference on Wavelets and Applications. Abstracts. – St. Petersburg, Russia. – July 8-15, 2012. – pp. 15-17.

159. Способ и устройство диагностики технологического устройства с использованием сигнала датчика технологического параметра: пат. 2444039 Рос. Федерация: МПК G05B 11/32 / А.С. Семенов, А.Л. Шестаков, О.Л. Ибряева, О.Ю. Бушуев; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «ЮУрГУ». – №2010135603/08; заявл. 25.08.10; опубл. 27.02.2012, Бюл. №6. – 10 с., 2 ил.

160. Способ определения динамических характеристик тензометрического преобразователя давления (варианты): пат. 2466368 Рос. Федерация: МПК G01L27/00 / Семенов А.С., Бушуев О.Ю.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «ЮУрГУ». – №2011113018/28; заявл. 04.04.2011; опубл. 10.11.2012, Бюл. №31. – 13 с., 8 ил.

161. Датчик давления с разделительной диафрагмой с функцией метрологического самоконтроля: пат. 145163 Рос. Федерация: МПК G01L9/00 / А.С. Семенов, В.В. Синицин, О.Ю. Бушуев; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «ЮУрГУ (НИУ)». – №2014102137/28; заявл. 22.01.2014; опубл. 10.09.2014, Бюл. №25 – 2 с., 1 ил.

162. Программный модуль для регистрации и обработки электрических сигналов первичных измерительных преобразователей давления: программа для ЭВМ №2012618476 / О.Ю. Бушуев, С.М. Алдакушев; правообладатель ФГБОУ ВПО «ЮУрГУ» (НИУ). Зарегистрировано 19.09.2012.

163. Программный модуль для автоматизации исследований амплитудно-частотной характеристики первичных измерительных преобразовате-

лей давления: программа для ЭВМ №2012618475 / О.Ю. Бушуев, Е.С. Коровченко; правообладатель ФГБОУ ВПО «ЮУрГУ» (НИУ). Зарегистрировано 19.09.2012.

164. Программа для оценивания параметров сигнала на основе метода Прони, модифицированного для улучшения оценок: программа для ЭВМ №2014616698 / О.Ю. Бушуев; правообладатель ФГБОУ ВПО «ЮУрГУ» (НИУ). Зарегистрировано 02.07.2014.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1. Акт о внедрении

 ПРИБОР WWW.PRIBORPLANT.RU	МИНИСТЕРСТВО ПРОМЫШЛЕННОСТИ И ТОРГОВЛИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ Федеральное государственное унитарное предприятие «Завод «Прибор»	
Комсомольский пр., 29, г. Челябинск, Россия, 454138 тел. +7(351) 741-82-01, факс +7(351) 741-46-72 pribor@priborplant.ru; www.priborplant.ru		
12 10 2015 № 489		
На № _____ от _____		
АКТ О ВНЕДРЕНИИ результатов диссертационного исследования		
<p>Настоящим удостоверяется, что результаты научно-исследовательской работы Бушуева Олега Юрьевича, в частности способ определения динамических характеристик преобразователя давления и метод оценки отклонения характеристик сенсора от эталонных значений, внедрены в деятельности предприятия ФГУП «Завод «Прибор» (г. Челябинск) в качестве технологической инструкции по виброакустическому методу контроля сборки тензометрических сенсоров датчиков давления до проведения монтажа электронного блока и операций характеризации.</p>		
Главный инженер	 Пономарев Ю.Г.	
		
Лицензии на конструирование и изготовление оборудования для атомных станций	 Сертификат соответствия ГОСТ Р ИСО 9001-2008 (ИСО 9001:2008)	 Сертификат соответствия ГОСТ РВ 15.002-2003 (ГОСТ Р ИСО 9001-2008) в системе добровольной сертификации «Военный регистр»

Приложение 2. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ
№2012618476

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации программы для ЭВМ
№ 2012618476

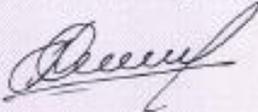
**Программный модуль для регистрации и обработки
электрических сигналов первичных измерительных
преобразователей давления**

Правообладатель(ли): *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего профессионального
образования «Южно-Уральский государственный
университет» (национальный исследовательский
университет) (ФГБОУ ВПО «ЮУрГУ (НИУ)») (RU)*

Автор(ы): *Бушуев Олег Юрьевич,
Алдакушев Сергей Михайлович (RU)*

Заявка № **2012616591**
Дата поступления **2 августа 2012 г.**
Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ
19 сентября 2012 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*
 **Б.П. Симонов**

Приложение 3. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ
№2012618475

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации программы для ЭВМ
№ 2012618475

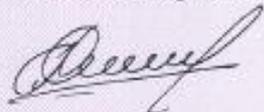
**Программный модуль для автоматизации исследований
амплитудно-частотной характеристики первичных
измерительных преобразователей давления**

Правообладатель(ли): *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего профессионального
образования «Южно-Уральский государственный
университет» (национальный исследовательский
университет) (ФГБОУ ВПО «ЮУрГУ (НИУ)» (RU)*

Автор(ы): *Бушуев Олег Юрьевич,
Коровченко Евгений Сергеевич (RU)*

Заявка № **2012616590**
Дата поступления **2 августа 2012 г.**
Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ
19 сентября 2012 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*
 **Б.П. Симонов**

Приложение 4. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ
№2014616698

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации программы для ЭВМ
№ 2014616698

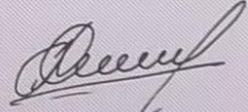
**Программа для оценивания параметров сигнала на основе
метода Прони, модифицированного для улучшения оценок**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего профессионального
образования «Южно-Уральский государственный университет»
(национальный исследовательский университет) (ФГБОУ ВПО
«ЮУрГУ» (НИУ)) (RU)*

Автор: *Бушуев Олег Юрьевич (RU)*

Заявка № **2014614213**
Дата поступления **07 мая 2014 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **02 июля 2014 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности


Б.П. Симонов



2014-28

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2466368

**СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ
ХАРАКТЕРИСТИК ТЕНЗОМЕТРИЧЕСКОГО
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДАВЛЕНИЯ (ВАРИАНТЫ)**

Патентообладатель(ли): *Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Южно-Уральский государственный университет" (RU)*

Автор(ы): *Семенов Александр Сергеевич (RU), Бушуев Олег Юрьевич (RU)*

Заявка № 2011113018

Приоритет изобретения 04 апреля 2011 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 10 ноября 2012 г.

Срок действия патента истекает 04 апреля 2031 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов