

Министерство науки и высшего образования Республики Казахстан
НАО «Евразийский национальный университет им. Л. Н. Гумилева»

Әбдірашев Ә. Қ., Ергалиев Д. С.

**СИСТЕМАТИЧЕСКИЕ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ
ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ В ИНФОРМАЦИОННО-
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ**

Монография

Астана, 2024

УДК
ББК
А98

Рассмотрено и рекомендовано к печати решением Ученого Совета Евразийского национального университета им. Л.Н. Гумилева, протокол №6 от «24» октября 2024 г.

Рецензенты:

Усербаев М.Т. – заведующий кафедрой «Технологические машины и оборудование» НАО «Казахский агротехнический исследовательский университет имени С. Сейфуллина»

Нурбаева Ф.К. – кандидат технических наук, и.о. ассоциированный профессор кафедры «Экологии и геологии» каспийского университета технологий и инжиниринга им. Ш. Есенова

Султанов Т.Т. – кандидат технических наук, заведующий кафедрой «Организация перевозок, движения и эксплуатация транспорта» Евразийского национального университета им. Л.Н. Гумилева

Ө.К. Әбдірашев, Д.С. Ергалиев

Систематические погрешности измерения линейных перемещений в информационно-измерительных системах с электромагнитными преобразователями: Монография. – Астана: Изд-во Евразийского национального университета имени Л.Н. Гумилева, 2023. – 235 стр.

ISBN

В монографии изложены вопросы информационно-измерительной и управляющей системы контроля и управления датчиковой аппаратурой в системах роботизации при автоматизированном управлении с применением принципиально-новой и оригинальной конструкции электромагнитной системы.

ISBN

© Әбдірашев Ө. К., Ергалиев Д. С., 2024
© Изд-во ЕНУ им. Л.Н. Гумилева, 2024.

Оглавление

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	7
ВВЕДЕНИЕ	9
1 АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН С ПОМОЩЬЮ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	17
1.1. Основные направления развития измерительных систем механических величин	17
1.2. Простейший электромагнитный преобразователь малых механических перемещений	35
1.3. Классический электромагнитный фазовращатель и его принцип действия	37
1.4. Электромагнитный фазовращатель с неоднородным магнитопроводом в качестве средства улучшения метрологических характеристик измерительной системы линейных перемещений	48
Выводы по главе 1	54
2 ФУНКЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ С УЛУЧШЕННЫМ АЛГОРИТМОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ	55
2.1. Электрические параметры и основные соотношения электрических и магнитных величин электромагнитной системы с неоднородным магнитопроводом с распределенными параметрами	55
2.1.1. Индуктивность равномерной обмотки	55
2.1.2. Индуктивность синусной обмотки	58
2.1.3. Индуктивность косинусной обмотки	60
2.1.4. Определение коэффициента взаимной индукции синусной и равномерной обмоток	62
2.1.5. Определение коэффициента взаимной индукции косинусной и равномерной обмоток	65

2.1.6.	Определение коэффициента взаимной индукции синусной и косинусной обмоток	67
2.1.7.	Параметры элементов обобщенной системы уравнений электрического состояния измерительного электромагнитного преобразователя	70
2.2.	Вычисление токов обмоток электромагнитного преобразователя, работающего в однофазном режиме	72
2.3.	Функция преобразования измерительной системы линейных перемещений в однофазном режиме работы	79
2.4.	Функция преобразования измерительной системы линейных перемещений при питании электромагнитного преобразователя от источника двухфазного напряжения	80
2.5.	Математическая основа разработки алгоритма измерительной системы линейных перемещений на базе неоднородного магнитопровода с распределенными параметрами	87
2.6.	Ввод геометрических размеров электромагнитного преобразователя, параметров материалов и предварительные вычисления	93
2.7.	Анализ электрического состояния измерительной системы линейных перемещений с электромагнитным преобразователем с помощью компьютерной модели	94
2.8.	Анализ результатов расчета токов обмоток. Электрическое состояние электромагнитного преобразователя.	95
	Выводы по главе 2	101
3	ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ИИС ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ	103
3.1.	Имитационная модель ИИС линейных перемещений	103
3.2.	Структурная схема ИИС линейных перемещений	105
3.3.	ИИС для измерения линейных перемещений	107
3.4.	Некоторые соотношения для фазового датчика линейных перемещений	123
3.5.	Блок геометрических размеров и физических параметров	129
3.6.	Блок имитации функционирования ИИС	130

3.7.	Блок параметров выходного сигнала	132
3.8.	Блок определения погрешности ИИС	135
3.9.	Анализ полученных результатов и рекомендации по применению имитационной модели	136
	Выводы по главе 3	137
4	МЕТОДИКА АНАЛИЗА ИСТОЧНИКОВ СИСТЕМАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НЕОДНОРОДНЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ	138
4.1.	Основные причины возникновения систематических погрешностей измерительной системы линейных перемещений	138
4.2.	Анализ амплитудной погрешности измерительной системы линейных перемещений	146
4.3.	Анализ фазовой погрешности измерительной системы линейных перемещений	149
4.4.	Влияние округления числа витков обмоток электромагнитного преобразователя до целочисленного значения на погрешность измерительной системы	151
4.5.	Анализ влияния дискретности количества зубцов на абсолютную погрешность измерительной системы	154
4.6.	Анализ влияния балансировки электрических параметров синусной и косинусной обмоток электромагнитного преобразователя на погрешность измерительной системы	160
4.7	Анализ влияния длины шунта на погрешность ИИС	162
4.8.	Анализ влияния стабильности частоты генератора на погрешность измерительной системы	164
	Выводы по главе 4	167
5	СТРУКТУРА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ С НЕОДНОРОДНЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ.	170
5.1.	Конструкция измерительного фазовращателя на базе неоднородного магнитопровода с распределенными	170

параметрами	
5.2. Структура измерительной системы линейных перемещений на базе электромагнитного фазовращателя с неоднородным магнитопроводом с распределенными параметрами	173
5.3. Анализ магнитной системы фазовращателя с неоднородным магнитопроводом с распределенными параметрами для измерительной системы линейных перемещений	176
5.4. Схема замещения измерительной системы линейных перемещений на базе электромагнитного преобразователя с неоднородным магнитопроводом с распределенными параметрами	181
5.5. Вопросы проектирования измерительной системы линейных перемещений с заданными метрологическими характеристиками	183
5.6. Многомерное пространство и взаимодействие факторов	186
5.7. Вычисление допустимых погрешностей параметров влияющих факторов из условия равенства весов влияющих факторов	199
5.8. Определение стандартных отклонений однофакторных зависимостей из условия неравенства весов	200
5.9. Пример анализа систематической погрешности информационно-измерительной системы линейных перемещений	202
Выводы по главе 5	207
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	209
ЛИТЕРАТУРА	210
Приложение А. Модель измерительной системы линейных перемещений	221
Приложение Б. Программа вычисления коэффициентов взаимного влияния факторов	231

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

ГИ - генератор импульсов

ДУ - дифференциальное уравнение

ИИС - информационно-измерительная система

ИИУС - информационно-измерительные и управляющие системы

ИК - измерительный канал

ИКС - информационно-коммуникационная система

ИНС - идеальный низкочастотный сигнал

ИОН - источник опорного напряжения

ИП - измерительный преобразователь

ИПС - идеальный полосовой сигнал

ИС - измерительная система

КПДП - контроллер прямого доступа к памяти

КС - компьютерная система

КСВН - коэффициент, указывающий на условия образования стоячей волны (КСВН)

МО - метрологическое обеспечение

МОПТ - металл-окись-полупроводниковый полевой транзистор

МП - микропроцессор

ОЗУ - оперативное запоминающее устройство

ООС - отрицательная обратная связь

ОУ - операционный усилитель

ПАВ - поверхностные акустические волны

ПЗУ - постоянное запоминающее устройство

ПИП - первичный измерительный преобразователь

ПК - персональный компьютер

ПНЧ - преобразователь напряжения-частоты

ПО - программное обеспечение

ПП - приемопередатчик

ППП - преобразователь профиля поверхности

ПИИС - полиметрическая информационно-измерительная система

РОН - регистр общего назначения

РПП - регистр последовательного приближения

РСИ - реверсивный счетчик импульсов

СД - система диагностики

СИ - система идентификации

СИТ - средства измерительной техники

СК - система контроля

СКО - среднеквадратическое отклонение

СЛАУ - система линейных алгебраических уравнений

СРО - система распознавания образов

ССД - система сбора данных

СТМ - сканирующий туннельный микроскоп

СУ - система управления

ТЗ - техническое задание

ТИИС - телеметрическая информационно-измерительная система

ТС - термометр сопротивления

ЭМП - электромагнитных преобразователей

ЭМФ - электромагнитный фазовращатель

ВВЕДЕНИЕ

В целях развития информационно-измерительных и управляющих систем (ИИУС), необходимо широкое использование датчиков. Датчики информации являются первичным звеном в любой измерительной системе, они определяют ее метрологические характеристики. При конструировании сложных систем управления и контроля, включающих в себя большое количество датчиков различных параметров, возникают некоторые проблемы. Датчики, которые используются в подобных системах могут иметь различные принципы работы, а также требуют наличия индивидуальных источников питания и устройств обработки данных. При многообразии входных измеряемых параметров возникает необходимость создания типовых рядов датчиков, которые можно использовать для того, чтобы удовлетворить те или иные запросы при сборе первичной измерительной информации.

Теоретические основы информационно-измерительных систем (ИИС) используют методы и результаты исследований естественных и технических наук, включая современную математику и физику, для решения широкого круга измерительных задач.

Теоретические основы системы можно условно разделить на два направления.

- Основы разработки и создания информационных-измерительных систем как технических систем.
- Основы функциональности ИИС как аппаратного, так и программного обеспечения.
- Измерения, отражающие характерные особенности и характеристики общности и детализации процесса измерений.

Данное издание в основном содержит материалы второго направления исследований функционирования информационных измерительных систем.

Процесс измерения – это совместная реализация теории, методологии и практики с использованием измерительного оборудования, интеллектуальных ресурсов исследователя при постановке проблемы измерения, обосновании метода измерения, проведении измерительных экспериментов, разработке информации, алгоритмов и программного обеспечения для обработки данных

измерений, получении результатов и определении погрешностей измерений.

Классическая операция процесса измерения дополняется операцией защиты измерительных данных и тем самым отражает современную тенденцию к обеспечению достоверности измерительной информации.

Классические операции процесса измерений базируются на двух основных видах измерительных данных: физических мерах (единицах или шкалах) для экспериментального сравнения значений измеряемых величины нормированных вероятностных мерах для статистической оценки результатов измерений и их качества (характеристик точности).

ИИС является продуктом научно-технических, информационных, интеллектуальных, производственных, экономических и других ресурсов и отражает общий уровень развития и возможности информационно-измерительных технологий для решения научных и прикладных задач метрологии.

Современная ИИС может быть реализована следующим образом:

- реальные аппаратно-программные средства измерений;
- виртуальные ИИС, использующие различные виды современных методов информационно-измерительного моделирования-имитационного, математического, физического ит.д., позволяют широко использовать вычислительные мощности для проведения имитационных измерительных экспериментов.

Виртуальные ИИС имеют множество преимуществ перед реальными ИИС, реализация которых требует меньших временных, производственных и финансовых затрат. Однако во многих случаях из-за неопределенности измеряемой информации такие ИИС не могут дать объективно достоверных результатов, поэтому необходимо проводить полномасштабные измерительные эксперименты с использованием реальных систем.

Потенциал современных систем на этапе информационного развития общества значительно возрос, что способствует как расширению областей их применения, так и их использованию для повышения известной эффективности и решения новых научных и прикладных задач в метрологии.

Дальнейшее развитие ИИС и их использование в различных областях науки и техники, включая квантовую метрологию и нанотехнологии, будет во многом зависеть от разработки новых функциональных принципов и создания на их основе новых типов сенсоров.

Большое количество электромагнитных преобразователей (ЭМП) обычно используется при построении информационных систем измерения и управления, таких как системы мониторинга и управления сенсорными устройствами, роботизации и автоматического управления. Кроме того, каждый электромагнитный преобразователь имеет собственный источник питания и вторичное преобразовательное оборудование. Для преобразования преобразователей механических рабочих параметров в электрические сигналы используются различные физические явления, наиболее распространенным из которых является использование взаимного влияния обмоток переменными электромагнитными полями.

Для измерения механических параметров работы электромагнитных преобразователей используют эффект изменения взаимной электромагнитной связи за счет взаимного механического смещения обмоток.

В этом случае в качестве информационного символа электрического выходного сигнала можно использовать амплитуду выходного сигнала, его частоту или изменение фазы выходного напряжения.

В данной работе представлена информационно-измерительных и управляющих системах для контроля и управления датчиковой аппаратурой в системах роботизации при автоматизированном управлении с применением принципиально новой и оригинальной конструкции электромагнитной системы (ЭМС), которое имеет свойство изменения выходного напряжения при прямом и обратном движении неоднородного распределенного магнитопровода (шунта). ЭМС представляет собой датчик линейного перемещения с вращающимися фазами – электромагнитный фазовращатель (ЭМФ).

Поэтому актуальной задачей является снижение систематических погрешностей ИИУС датчиков линейного перемещения на основе ЭМФ.

Труды Е. А. Ломтева, Е. А. Мокрова, А. И. Мартяшина, В. А. Грановского, Л. Ф. Куликовского, В. С. Мелентьева, В. М. Шляндина,

Э. И. Цветкова и др. посвящены проблемам создания современных информационно-измерительных систем. Большой вклад в теорию организации и оптимизации современных ИИС внесли В. Ю. Артемьев, А. А. Романов, Е. А. Нестеров, С. А. Федотов, А. С. Селиванов, Г. Г. Ступак, В. А. Селин, В. М. Ватутин, В. Г. Алыбин, Н. В. Карутин и др. Наиболее эффективные решения по синтезу ИИС на основе электромагнитных преобразователей предлагают научно-производственная организация «Измерительная техника» (г.Королев), а также компании Turck Industrial Automation, Balluff, MTS Sensors Temposonics (Германия) и АО «НИИФИ». [1-11]

Для анализа существующих информационно-измерительных и управляющих систем с датчиками линейных перемещений на основе ЭМФ используется теория электромагнитного взаимодействия обмоток, которая положена в основу трудов А. А. Батоврина и Ахметжанова А.А. [94-95] Однако использование обобщенного магнитного потока в качестве основного положения в теории ЭМФ не позволяет учесть влияние большинства конструктивных параметров магнитопровода на погрешности датчика.

Отметим, что методы, используемые для проектирования датчиков, ориентированы на получение параметров элементов конструкции на основе их энергетических характеристик.

Кроме того, полная теория многофакторного эксперимента позволяет выработать рекомендации по проведению многофакторных испытаний. Это говорит о том, что влияние факторов конструкторского воздействия на погрешности ИИУС по количеству машин изучено недостаточно. В теории проектирования измерительных систем машинных величин практически полностью отсутствуют условия получения заданных метрологических характеристик измерительной системы. Она отклоняется от условий получения заданных метрологических характеристик измерительной системы.

Для достижения поставленной цели, необходимо снизить уровень систематической погрешности в информационно-измерительной системе динамических перемещений, используя для этого улучшение метрологических характеристик электромагнитных преобразователей, которые основаны на электромагнитных фазовращателях с неоднородным магнитопроводом.

Для того чтобы достичь поставленной цели, необходимо решить следующие задачи:

1) провести анализ конструкции ЭМФ с неоднородным распределённым магнитопроводом для изучения возможных системных ошибок в информационно-измерительных и управляющих системах;

2) проанализировать источники систематических погрешностей измерений ЭМФ на основе неоднородно распределенных магнитопроводов для датчиков линейных перемещений;

3) скорректировать функцию преобразования систем, на основе неоднородно распределенных магнитопроводов с использованием ЭМФ для уменьшения систематических погрешностей информационно-измерительных и управляющих систем;

4) разработать алгоритмы для улучшения функциональности систем измерения линейных перемещений и оценки систематических погрешностей для проектирования ИИУС измерения механических перемещений;

5) разработать методики анализа систематической погрешности измерения с учетом абсолютной погрешности измерения по осям многомерного ортогонального пространства с целью повышения надежности датчиков линейных перемещений;

6) разработать структурные схемы информационно-измерительных и управляющих систем динамических перемещений на основе датчиков перемещений с неоднородно распределенными магнитопроводами ЭМФ;

7) Провести внедрение разработанной методики и информационно-измерительные и управляющие системы в процесс создания датчиковой аппаратуры для роботизированных и автоматизированных систем управления.

Теоретическое исследование используемых ЭМС проводилось с использованием определенной системы первичных параметров, что позволило получить достаточно точную формулу для расчета электрических параметров разработанных датчиков.

В качестве инструментов для исследования электрических параметров датчиков взяты базовые имитационные модели информационно-измерительных и управляющих систем, учитывающие дискретный характер распределения электромагнитных параметров, что позволяет изучать их свойства с

высокой степенью точности. Имитационная модель позволила провести так называемые однофакторные испытания и определить влияние большинства конструктивных параметров на погрешности информационно-измерительной и управляющей системы.

Для анализа погрешности информационно-измерительных и управляющих систем с фазовыми датчиками и определения требований к параметрам элементов ИИУС может быть использована традиционная модель погрешности в форме многочлена, широко применяемая в теории многофакторного эксперимента. Для моделирования системы измерения линейных перемещений используются компьютерные среды MathCAD и MatLAB.

Теоретические и практические результаты, полученные при реализации ИИУС динамического смещения на основе ЭМП с фазовращателем новой конструкции и неоднородным распределенным магнитопроводом, позволяют улучшить метрологические характеристики электромагнитных преобразователей до 5%. В совокупности с методикой анализа систематической погрешности ИИУС линейных перемещений позволяет повысить надежность автоматизированных и роботизированных систем на 2 %. Усовершенствование функциональных алгоритмов системы измерения линейных перемещений позволяет в 1,5 раза точнее оценивать систематические погрешности измерений по осям многомерного ортогонального пространства, а скорректированная функция преобразования измерительной системы позволит до 4 % снизить систематические погрешности измерений ИИУС.

Монография состоит из введения, пяти глав, выводов по главам, заключения, списка литературы и двух приложений.

В главе 1 были проанализированы современные методы измерения механических величин с помощью электромагнитных измерительных преобразователей, показаны основные направления развития механических измерительных систем, простейший электромагнитный преобразователь малых механических перемещений, классический электромагнитный фазовращатель и принцип его работы, а также в системе измерения линейного перемещения предусмотрен электромагнитный фазовращатель с неоднородным магнитопроводом как средство улучшения ее метрологических характеристик.

В главе 2 определены коэффициенты взаимной индуктивности синусоидальных, косинусных и однородных обмоток. Также разработана математическая основа для создания алгоритма системы измерения линейных перемещений на основе неоднородной магнитной цепи с распределенными параметрами. Анализ электрического состояния системы измерения линейных перемещений с электромагнитным преобразователем проводился с использованием компьютерной модели, а также был проведен анализ результатов расчета токов обмоток.

В главе 3 анализируется имитационная модель информационных систем линейного движения и ее структурная схема. Также рассмотрены блоки геометрических измерений и физических параметров, блок имитации функционирования ИИС, блок параметров выходного сигнала, блок определения погрешностей ИИС. Также в 3 главе были проанализированы полученные результаты и даны рекомендации по использованию имитационной модели.

В 4 главе определены основные причины возникновения систематических погрешностей измерительной системы линейных перемещений, сделан анализ амплитудной и фазовой погрешностей измерительной системы линейных перемещений. Выявлены влияния округления числа витков обмоток электромагнитного преобразователя до целочисленного значения на погрешность измерительной системы. По результатам этих исследований проведен анализ влияния дискретности количества зубцов на абсолютную погрешность измерительной системы, Анализ влияния балансировки электрических параметров синусной и косинусной обмоток электромагнитного преобразователя на погрешность измерительной системы, анализ влияния длины шунта на погрешность ИИС и анализ влияния стабильности частоты генератора на погрешность измерительной системы.

В 5 главе проанализированы магнитная система фазовращателя с неоднородным магнитопроводом с распределенными параметрами для измерительной системы линейных перемещений, а также схема замещения измерительной системы линейных перемещений на базе электромагнитного преобразователя с неоднородным магнитопроводом с распределенными параметрами. Рассмотрены вопросы проектирования измерительной системы линейных

перемещений с заданными метрологическими характеристиками. Определены стандартные отклонения однофакторных зависимостей из условия неравенства весов. Приведен пример анализа систематической погрешности информационно-измерительной системы линейных перемещений.

В заключении перечислены основные результаты исследования.

1 АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН С ПОМОЩЬЮ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

1.1. Основные направления развития измерительных систем механических величин

Измерительный преобразователь – это техническое средство с нормированными метрологическими характеристиками, служащее для преобразования измеряемой величины в другую величину или измерительный сигнал, удобный для обработки, хранения, дальнейшего преобразования, индикации и передачи, но не воспринимаемый непосредственно оператором. Измерительный преобразователь входит в состав средства измерений (измерительного оборудования, измерительной системы) или используется совместно с ним.

По характеру преобразования различают следующие преобразователи [16]:

Аналоговые измерительные преобразователи - это измерительные преобразователи, которые преобразуют одну аналоговую величину (аналоговый измерительный сигнал) в другую аналоговую величину (измерительный сигнал);

Аналого-цифровые измерительные преобразователи - это измерительные преобразователи, предназначенные для преобразования аналоговых измерительных сигналов в числовой код;

Цифро-аналоговые измерительные преобразователи - это измерительные преобразователи, предназначенный для преобразования цифровых кодов в аналоговую величину.

По месту в измерительной цепи различают следующие преобразователи:

Первичные измерительные преобразователи - это измерительные преобразователи, на которые непосредственно воздействует измеряемая физическая величина. Первичные преобразователи являются первыми преобразователями в измерительной цепи средства измерений;

Датчики - это конструктивно обособленные первичные измерительные преобразователи;

Детектор - датчики в области измерения ионизирующего излучения;

Промежуточные преобразователи - это преобразователи, которые занимают место в измерительной цепи после первичного преобразователя.

Передающий измерительный преобразователь - измерительный преобразователь, предназначенный для дистанционной передачи сигнала измерительной информации;

Масштабный измерительный преобразователь - измерительный преобразователь, предназначенный для изменения размера величины или измерительного сигнала в заданное число раз.

По принципу действия преобразователи делятся на генераторные и параметрические.

Генератор - это преобразователь, который вырабатывает электрическую энергию (выходное значение напряжения или тока) под действием входной величины. Генераторные преобразователи могут быть включены в измерительные схемы без источника питания. Примерами генераторных преобразователей являются термоэлектрические и фотоэлектрические преобразователи.

Параметрические преобразователи - это такие преобразователи, которые под действием измеряемой величины изменяют значение выходной величины в соответствии со своим принципом действия (выходная величина зависит от значения входной величины в виде изменения сопротивления, емкости).

Все измерительные преобразователи делятся на следующие группы в зависимости от физической закономерности, лежащей в основе действия преобразователя [15]:

- резистивные;
- тепловые;
- электромагнитные;
- электростатические;
- электрохимические;
- пьезоэлектрические;
- фотоэлектрические;
- электронные;
- квантовые.

Рассмотрим некоторые группы измерительных преобразователей более подробно.

Преобразователи сопротивления на сегодняшний день являются наиболее распространенными. Принцип их действия основан на изменении электрического сопротивления при изменении входной величины.

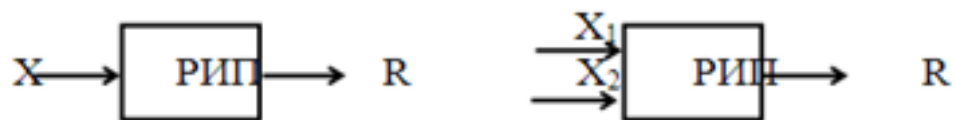


Рисунок 1.1 — Схема резистивного измерительного преобразователя [17]

При настройке измерительного преобразователя сопротивления ставится задача изменения сопротивления R под воздействием одной (реже двух) входных величин.

Для этого влияние других входных величин, выступающих в качестве паразитных, снижается до необходимого минимума техническими, конфигурационными или схемными средствами. Простейшая схема такого преобразователя показана на рисунке 1.1.

Достоинствами такого преобразователя являются: простота конструкции, малые габариты и вес, высокая чувствительность, высокое разрешение при использовании низкоуровневых входных сигналов, токоизмерительные контакты не перемещаются, высокое быстродействие, требуемый закон преобразования может быть получен выбором соответствующих конструктивных параметров, входная цепь не оказывает влияния на измерительную цепь.

Недостатки: низкая выходная мощность сигнала, нестабильность характеристик при изменении параметров окружающей среды, влияние паразитной емкости, контур настраивается в резонанс для уменьшения потерь мощности выходного сигнала. Реактивное сопротивление нагрузки выбирается равным внутреннему сопротивлению датчика, но с противоположным знаком.

Электрические измерительные преобразователи представляют собой большую группу устройств для измерения различных физических величин. В зависимости от способа работы они делятся на два вида: параметрические и генераторные.

Преобразователи, преобразующие выходное механическое воздействие в изменение параметров магнитной цепи, называют параметрическими. К ним относят преобразователи с преобразованием выходного механического воздействия на магнитную цепь - магнитной проницаемости, магнитного сопротивления R_M , индуктивность обмотки L .

К генераторным относят преобразователи индукционного типа, которые используют закон электромагнитной индукции для получения сигнала, который можно назвать выходным сигналом. Их можно создать на базе трансформаторов или электрических машин. Последняя группа - это тахогенераторы, сельсины, поворотные трансформаторы.

Значения L и M могут быть изменены путем уменьшения или увеличения воздушного зазора, изменения положения якоря, изменения сечения S магнитного потока, поворота якоря относительно неподвижной части магнитной цепи, введения ферромагнитных пластин в воздушный зазор и уменьшения магнитного сопротивления θ и зазора соответственно.

Измерительные преобразователи, которые преобразуют естественную входную величину перемещения в изменение индуктивности, называются индуктивными преобразователями.

Преобразователи, которые преобразуют перемещение в изменение взаимной индуктивности M , называются трансформаторными преобразователями.

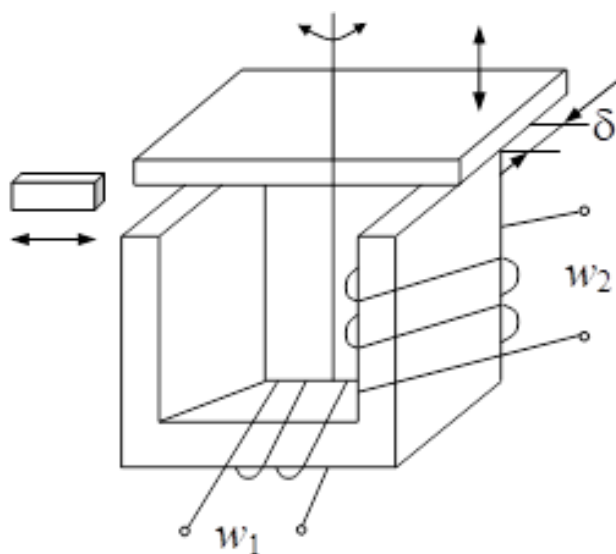


Рисунок 1.2 - Схема измерительного преобразователя, которая основана на изменении магнитного сопротивления

$$R_M = 1/\mu_a S \quad (1.1)$$

$$R_s = \delta/\mu_0 S \quad (1.2)$$

В трансформаторных преобразователях, изменение взаимоиндуктивности M может быть достигнуто не только путем изменения магнитного сопротивления, но также путем перемещения одной из обмоток вдоль или поперек магнитной цепи.

Если к замкнутой магнитной цепи преобразователя прикладываются сжимающие, растягивающие или скручивающие усилия, то под их воздействием меняется магнитная проницаемость μ сердечника, что приводит к изменению магнитного сопротивления сердечника и соответственно изменяется L или M .

$$R_M \approx 1/\mu_a S \quad (1.3)$$

Преобразователи, основанные на изменении магнитосопротивления за счет изменения проницаемости ферромагнитного сердечника под действием механической деформации, называются магнитоупругими. Они широко используются для измерения сил, давлений и моментов. Схема измерительного преобразователя, которая основана на изменении магнитного сопротивления показана на рисунке 1.2.[18]

Когда постоянный магнит или электромагнит перемещается через зазор в обмотке, по которой течет постоянный ток, в обмотке возникает электродвижущая сила.

Поскольку скорость изменения магнитного потока определяется скоростью движения обмоток в воздушном зазоре, преобразователь имеет естественную входную величину - линейную или угловую скорость, и выходную величину - в виде индуцируемой ЭДС. Такие преобразователи называются индукционными.

Пьезоэлектрические преобразователи - принцип работы датчиков, основанных на пьезоэлектрических преобразователях, заключается в использовании прямого и обратного пьезоэлектрического эффекта.

Прямой эффект - это способность некоторых материалов образовывать электрический заряд на поверхности при воздействии механической нагрузки.

Обратный эффект - в изменении геометрических размеров или механического напряжения образует материал под воздействием электрического поля.

В качестве пьезоэлектрических материалов используются природные материал - кварц, турмалин, а также искусственная поляризованная керамика на основе титанита бария, титанита свинца и цирконата свинца.

Количественно пьезоэффект оценивается пьезомодулем K_d , который устанавливает зависимость между генерируемым зарядом Q и приложенной силой F , что можно выразить формулой:

Рассмотрим еще один тип измерительного преобразователя - тепловой.

Принцип его работы основан на использовании тепловых процессов (нагрева, охлаждения, теплообмена), а входной величиной таких датчиков является температура.

Однако они также используются в качестве преобразователей не только температуры, но и теплового потока, скорость потока газа, влажность, уровень жидкости.

При построении тепловых преобразователей наиболее часто используются такие явления, как возникновение термо-ЭДС, и температурная зависимость сопротивления вещества.

Термопара – это чувствительный элемент, состоящий из двух различных проводников или полупроводников, электрически соединенных между собой, и преобразующий контролируемую температуру в ЭДС.

Принцип действия термоэлектрического преобразователя основан на использовании термо-ЭДС, возникающей в контуре из двух разнородных проводников, места соединения (спаи) которых нагреты до различных температур. Общий вид термоэлектрического преобразователя показан на рисунке 1.3. [20]

Знак и величина термо-ЭДС в цепи зависят от типа материала и разницы температур в местах спаев.

Если разница температур между спаями мала, термоЭДС можно считать пропорциональной разнице температур:

С помощью термопары можно определять температуру.

В качестве материалов для термопар используются различные благородные металлы (платина, золото, иридий, родий и их сплавы) и недрагоценные металлы (сталь, никель, хром, нихромовые сплавы).

Термопары из кремния и селена (полупроводники) применяются относительно редко. Он имеет низкую механическую прочность и высокое внутреннее сопротивление, но обладает высокой по сравнению с металлом термоэлектродвижущей силой.

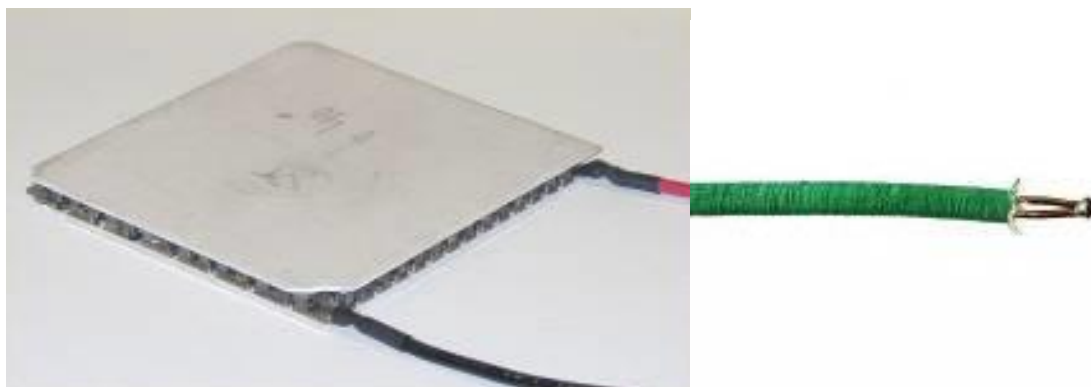


Рисунок 1.3 - Общий вид термоэлектрического преобразователя

Термо-ЭДС возникает только при соединении разных материалов.

При сравнении различных материалов в качестве эталона используют термо-ЭДС платины и относительно нее определяют термо-ЭДС других материалов.

Для увеличения выходной ЭДС термопары соединяются последовательно, образуя термобатарею.

Преимущества термопар – широкий диапазон температур, простота устройства и высокая надежность работы.

Недостатки – низкая чувствительность, высокая инерционность, необходимость поддержания постоянной температуры свободного соединения.

Терморезисторные преобразователи основаны на свойстве проводников или полупроводников, электрическое сопротивление которых изменяется в ответ на изменения температуры.

Для таких датчиков используются материалы, которые обладают высокой стабильностью, высокой воспроизводимостью электрического сопротивления при заданной температуре, большим удельным сопротивлением, стабильностью химических и физических свойств при нагревании, а также инертностью к воздействию исследуемой среды.

Эти материалы в основном включают платину, медь, никель и вольфрам. Наиболее распространены платиновые и медные терморезисторы.

Платиновые терморезисторы используются в диапазоне от 0 до 6500 С; от 0 до - 2000 С. Недостатками платиновых терморезисторов являются ухудшение стабильности их свойств и повышение хрупкости при высоких температурах.

Медные терморезисторы используются в диапазоне температур от 50 до 1800С, они устойчивы к коррозии, также недорогие.

Недостатки: легко окисляется при нагревании; используется в относительно узком диапазоне температур в среде с низкой влажностью и отсутствием агрессивных газов.

Полупроводниковые терморезисторы меньше по размеру и обладают меньшей инерционностью, чем металлические. Недостатком является нелинейная зависимость сопротивления от температуры.

Терморезисторы часто используются для измерения температуры. Это означает, что нагрузочный ток, который проходит через них должен быть небольшим. В случае если этот ток будет велик, тогда перегрев терморезистора относительно окружающей среды может стать значительным. Установившаяся величина перегрева и соответственно сопротивления при этом определяется условиями теплоотдачи поверхности терморезистора.

Если нагретый терморезистор поместить в среду с переменными теплофизическими свойствами, можно измерить ряд физических величин: скорость потока жидкости и газов, плотность газов.

Чувствительность проволочных медных терморезисторов постоянна, в то время как чувствительность платиновых изменяется в зависимости от температуры. При одном и том же значении R_0 чувствительность медных терморезисторов выше.

Терморезисторами с платиновыми и медными чувствительными элементами имеют диапазон измеряемых температур от - 200 до + 1100 С.

При измерении высоких температур используются бесконтактные средства измерений - пирометры, температуру которых измеряют по тепловому излучению. Серийно выпускают пирометры, позволяющие измерять температуру в диапазоне от 20 до 6000 °С.

Бесконтактный метод измерения температур основан на температурной зависимости излучения абсолютно черного тела, то есть тела, который способен полностью поглощать падающее на него излучение любой длины волны.

Электромагнитные измерительные преобразователи

В электромагнитном преобразователе измеряемая неэлектрическая величина преобразуется в пропорциональную электрическую величину путем изменения магнитных свойств материала. Среди электромагнитных преобразователей наиболее распространены индукционные, индуктивные и магнитоупругие преобразователи.

Индукционные преобразователи. В индукционных преобразователях (рис. 1.4) линейная или угловая скорость (частота вращения) исследуемого объекта преобразуется в пропорциональную ЭДС. Принцип работы индукционных преобразователей основывается на явлении электромагнитной индукции. Входной величиной данного преобразователя является линейная или угловая скорость перемещения (вращения) исследуемого объекта. По конструкции индукционные преобразователи выполняются с подвижной катушкой и неподвижным магнитом (рис. 6.4, а, б) или с неподвижной катушкой и неподвижным постоянным магнитом (рис. 6.4, в).

Как видно из рисунка 1.4, индукционные преобразователи - это электрические машины постоянного или переменного тока, которые называются тахогенераторами [27].

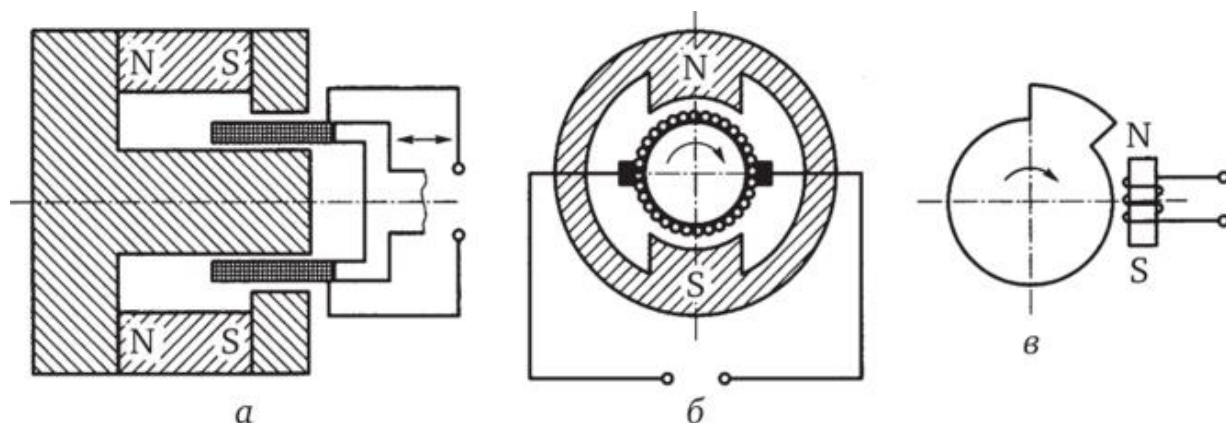


Рисунок 1.4. - Индукционный преобразователь неэлектрических величин с подвижной катушкой и неподвижным магнитом (а,б) и с неподвижными катушкой и магнитом (в)

Характерной особенностью тахогенератора постоянного тока является зависимость его выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от скорости вращения якоря в [1.4]:

$$U_{\text{вых}} \omega = k\omega, \quad (1.4)$$

Где k - статический коэффициент преобразования, или постоянная тахогенератора.

Эта зависимость справедлива для идеальных тахогенераторов постоянного тока. В реальных преобразователях на величину выходного напряжения влияет реакция якоря, которая ослабляет основной магнитный поток машины, тогда падение напряжения на переходном сопротивлении щеточного контакта. [1.5] В связи с этим реальные характеристики тахогенератора постоянного тока являются нелинейными:

$$U_{\text{вых}} = \frac{k\omega - U_{\text{щ}}}{1 + R_{\text{я}} / R_{\text{из}}}, \quad [1.5]$$

где $U_{\text{щ}}$ — падение напряжения на переходном сопротивлении щеточного контакта, В; $R_{\text{я}}$ — сопротивление цепи якоря, Ом; $R_{\text{из}}$ — сопротивление измерительной цепи, содержащий тахогенератор, Ом.

Погрешности преобразования скорости тахогенераторов постоянного тока вызваны нагревом его обмоток, асимметрией выходного напряжения и нестабильности переходного сопротивления щеточных контактов.

Основное преимущество тахогенераторов постоянного тока заключается в том, что качество преобразования скорости не зависит от характера нагрузки. Поэтому в таких преобразователях отсутствует фазовая погрешность. Однако наличие в тахогенераторах подвижных электрических контактов (щеток-коллекторов), приводящих к низкочастотным пульсациям выходного напряжения, а также сложность конструкции ограничивают их применение по сравнению с тахогенераторами переменного тока.

Трехфазные синхронные машины являются наиболее распространенным типом тахогенераторов переменного тока.

Частота электродвижущей силы, генерируемой такими преобразователями, зависит от частоты вращения его ротора [1.5]:

$$E = k\Phi \frac{pn}{60}, \quad (1.6)$$

где Φ — основной магнитный поток, Вб; p — число пар полюсов машины; n — частота вращения ротора, с⁻¹.

Характеристики преобразователя являются нелинейными, так как параметры тахогенератора в большинстве случаев измерительной схемы зависят от частоты. При использовании таких преобразователей в сочетании с выпрямителем на выходе могут возникать высокочастотные пульсации ЭДС. Данные преобразователи имеют высокую надёжность, так как они не имеют подвижного электрического контакта и обладают высокой устойчивостью. Это позволяет использовать тахогенераторы переменного тока для изменения угловых скоростей и ускорений в широком диапазоне. В целях изменения осевых (линейных) перемещений вращающихся объектов, используются индукционные преобразователи.

Сигнал, который выходит из такого преобразователя, изменяется во времени в соответствии с законом изменения положения его подвижной катушки.

В случае если измеряемая величина изменяется в соответствии с законом $x = x_m \sin(\omega t)$, то на выходе преобразователя будет отображаться значение ЭДС, соответствующее данному закону (1.7).

$$e = \omega x_m B w l_{cp} \sin(\omega t), \quad (1.7)$$

Где x_m - амплитуда измеряемого перемещения, которая равна м; B - индукция в зазоре преобразователя, которая равна Тл; w - количество витков катушки преобразователя; l_{cp} - средняя длина витка катушки преобразователя, м.

Пожалуй, главный недостаток индукционных преобразователей - это нелинейность их характеристик. Благодаря рациональному выбору геометрии магнитопровода и правильному размещению

катушки удается достичь минимальных погрешностей. Кроме того, на ошибки преобразователя влияют изменения магнитного потока во времени и температуре.

Тахогенераторы переменного тока промышленного производства имеют допуск от 0,2 до 0,5%.

Индуктивные преобразователи. Принцип работы индуктивного преобразователя основан на преобразовании входной величины в соответствующее изменение индуктивности путем изменения параметров магнитной цепи. Измерительные цепи с индуктивными преобразователями должны включать источник питания.

Наиболее распространенные конструкции индуктивных преобразователей показаны на рисунке 1.5 [94]. В преобразователе, показанном на рис. 6.5, а, малый воздушный зазор δ_3 изменяется за счёт перемещения части магнитопровода под воздействием измеряемой величины. В практических преобразователях этого типа перемещение подвижных частей обычно не превышает 10 мм. У преобразователей с разомкнутым магнитопроводом, представляющим собой катушку со стальным сердечником (рис. 1.5, б), рабочий ход может достигать 100 мм. В случае, показанном на рис. 1.5, в, индуктивность зависит от магнитного сопротивления воздушного зазора, изменяется движущимся немагнитным сердечником. Подбирая форму сердечника, можно добиться зависимости индуктивности от движения сердечника. С помощью такого преобразователя можно измерять углы до 180° .

Процессы, которые происходят в индуктивном преобразователе под действием измеряемой величины x , можно выразить в виде зависимости: $x \rightarrow \delta_3 \rightarrow R_M \rightarrow \psi \rightarrow L \rightarrow Z$.

Изменение зазора (или положения сердечника) магнитной цепи преобразователя δ_3 влияет на магнитное сопротивление R_M (1.8), которое связывает величину воздушного зазора (входящего в длину магнитопровода l) и величину магнитной проницаемости μ зависимостью:

$$R_M = \frac{l}{\mu_0 \mu S}, \quad [1.8]$$

где μ_0 - магнитная проницаемость воздуха; S - площадь поперечного сечения магнитопровода.

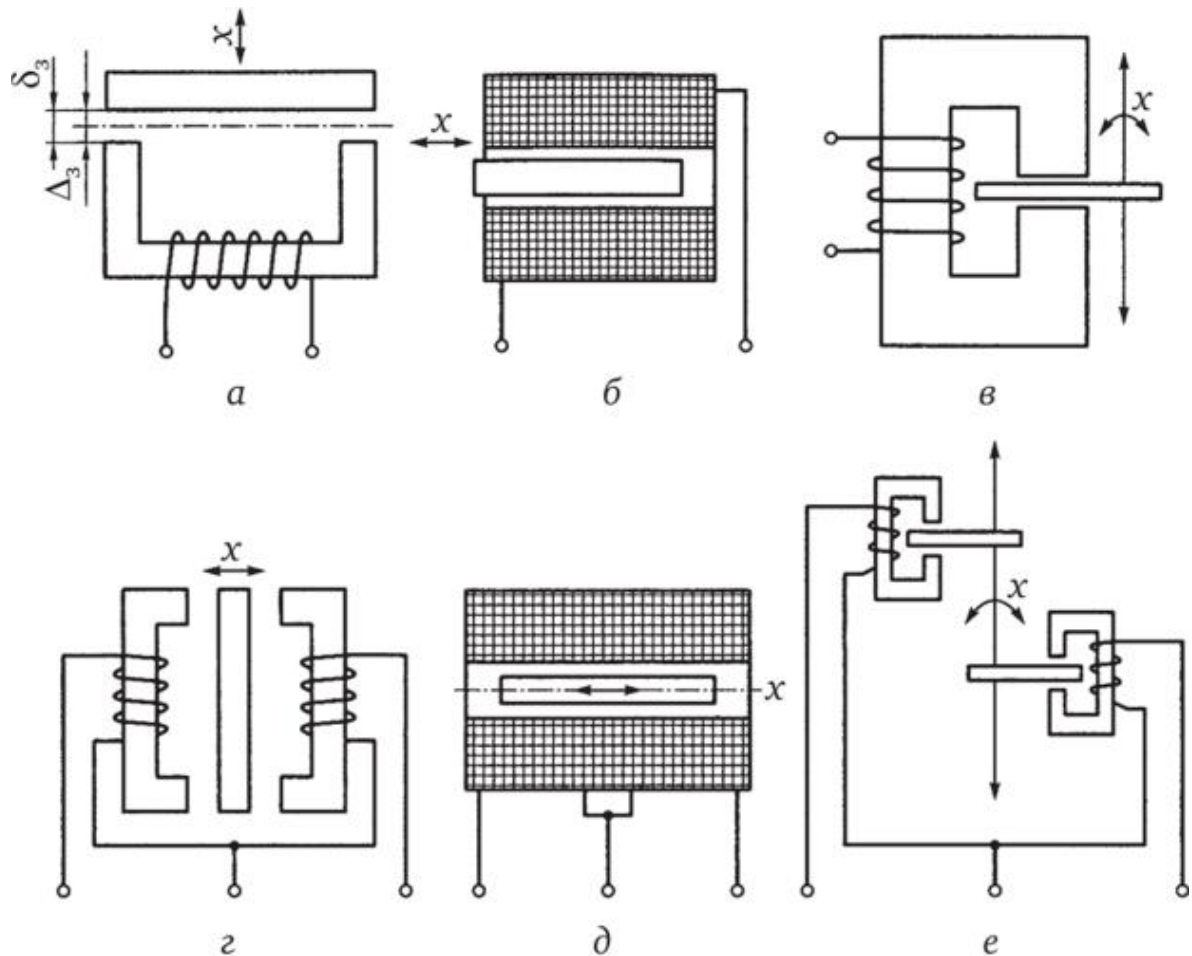


Рисунок 1.5. - Конструкции индуктивных преобразователей неэлектрических величин:

- а) с воздушным зазором;
- б) с разомкнутым магнитопроводом;
- в) с подвижным немагнитным сердечником;
- г...е) аналогичные дифференциальные преобразователи [94].

Индуктивность преобразователя определяется соотношением полного магнитного потока к силе тока, протекающему через катушку (1.9):

$$L = \frac{w\Phi}{I},$$

или

$$L = \frac{\mu S w^2}{l} \quad [1.9]$$

где w - представляет собой количество витков в катушке преобразователя.

Полное электрическое сопротивление преобразователя при наличии бесконечно малого воздушного зазора вычисляется с использованием следующей формулы (1.10):

$$Z = R + j \frac{\omega w^2}{R_m} + j x_m, \quad [1.10]$$

Где R - активная составляющая сопротивления катушки; x_m — реактивная составляющая магнитного сопротивления.

На рисунке 1.6, а, представлен график зависимости полного сопротивления преобразователя от величины воздушного зазора. Одной из особенностей этой зависимости является значительная нелинейность. При практическом применении таких преобразователей линейный участок характеристики ограничивается определенным диапазоном.

$$\delta_3 = (0,10 \dots 0,15) \delta_{30},$$

где δ_{30} — значение начального зазора.

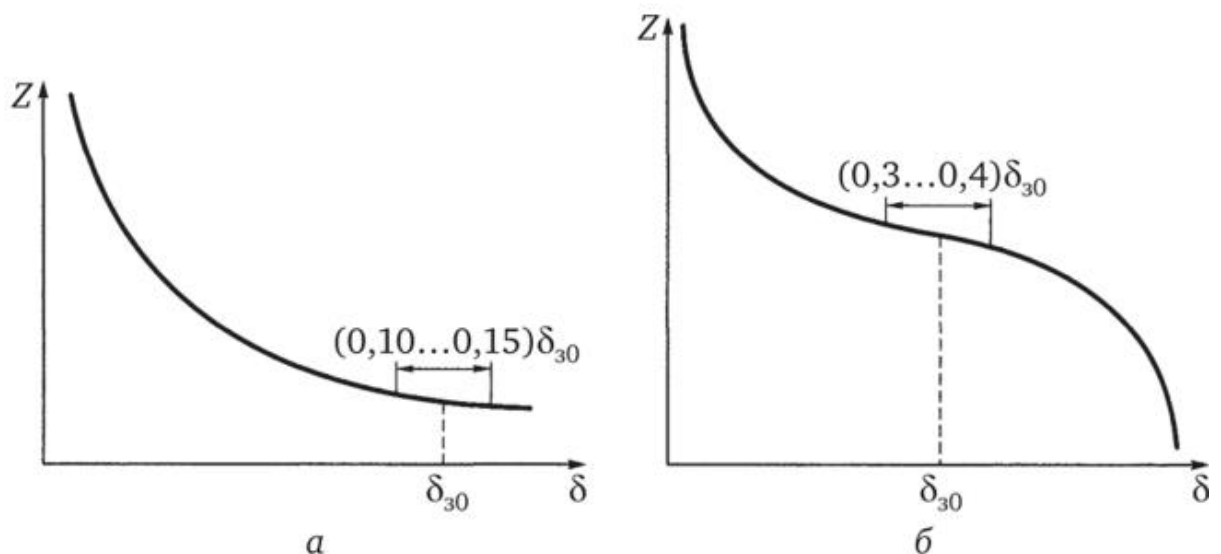


Рисунок 1.6 - Характеристики индуктивных преобразователей:

а) График, отражающий зависимость полного сопротивления индуктивного преобразователя от величины воздушного зазора;

б) Характеристика дифференциального индуктивного преобразователя [создано авторами]

Основными недостатками преобразователя являются нелинейность его характеристики и подверженность влиянию температурных изменений параметров.

Значительно более высокие характеристики проявляют преобразователи, структуры которых представлены на рисунке 1.5, г...е. Характеристика дифференциального преобразователя линейна в более широком диапазоне изменения воздушного зазора по сравнению с обычным преобразователем (рисунок 1.6, б). Рабочее изменение зазора в таких преобразователях ограничивается величиной 0,3...0,4 от начального значения. При этом влияние изменения температуры на их параметры является менее существенным.

Индуктивные преобразователи дифференциального типа стали широко используемыми в промышленности для измерения линейных и угловых перемещений, а также для определения уровней жидкостей и других параметров.

Магнитоупругие преобразователи. В магнитоупругих преобразователях изменение магнитной цепи (магнитопровода) под воздействием механической силы приводит к модификации собственной индуктивности. Действие таких преобразователей основано на изменении магнитной проницаемости ферромагнитных материалов при наличии в них механических напряжений. Процессы, которые происходят в преобразователе в результате этого, могут быть представлены следующим образом:

$$x \rightarrow \sigma \rightarrow \mu \rightarrow R_m \begin{matrix} \nearrow e \\ \searrow z \end{matrix}$$

Магнитоупругий эффект может проявляться разнообразными способами. В некоторых материалах под воздействием механического напряжения в одном и том же направлении магнитная проницаемость может увеличиваться, в то время как в других материалах она может уменьшаться. На рисунке 1.7 представлена

зависимость магнитной проницаемости ферромагнитного материала от степени его механической деформации.

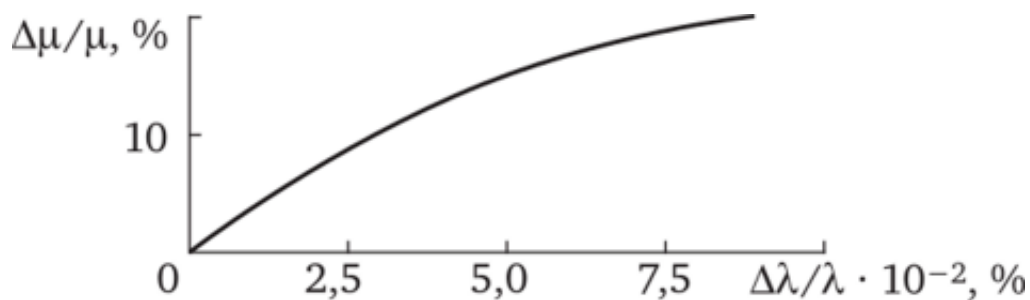


Рисунок 1.7 - Зависимость магнитной проницаемости ферромагнитного материала от его механической деформации представляет собой ключевой аспект. [создано авторами]

Конструкции магнитоупругих преобразователей обладают значительным разнообразием. Эти преобразователи можно классифицировать на две основные группы. Первая группа включает в себя устройства, в которых изменение магнитной проницаемости материала происходит в одном направлении (см. рисунок 1.8, а). Вторая группа включает преобразователи, где происходит взаимное перпендикулярное изменение магнитной проницаемости (см. рисунок 1.8, б). [25]

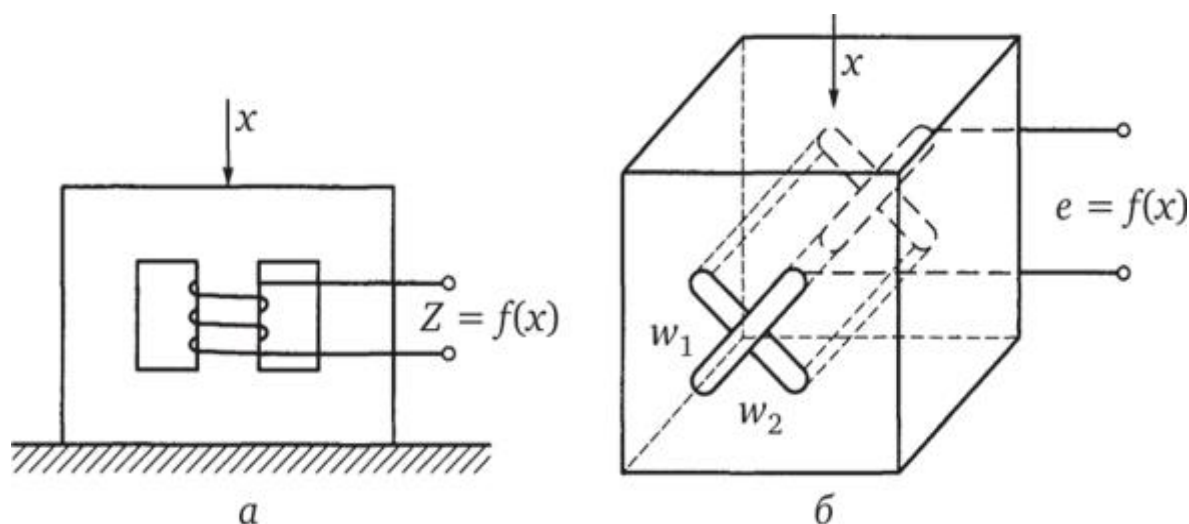


Рисунок 1.8 - Типы магнитоупругих преобразователей:

- а) с изменением магнитной проницаемости в одном направлении;
- б) с взаимно перпендикулярным изменением магнитной проницаемости. [25]

Магнитопровод преобразователя, изображенного на рисунке 1.8, а, представляет собой комплект листовой стали. Это решение применяется с целью снижения потерь при перемагничивании при подаче переменного тока в измерительную цепь. Для достижения максимальной чувствительности преобразователя важно, чтобы ток, создающий магнитное поле в его катушке, был максимальным.

В трансформаторных магнитоупругих преобразователях с взаимно перпендикулярным расположением двух катушек, как изображено на рисунке 1.8, б, магнитный поток в катушке остается неизменным. Следовательно, при сцеплении с витками катушки w_1 , магнитный поток не вызывает индуцированной ЭДС. Однако при воздействии механической силы на преобразователь, магнитное поле катушки деформируется в направлении с более высокой проницаемостью, что приводит к сцеплению с витками второй катушки w_2 . ЭДС, возникающая во второй катушке, пропорциональна механической силе воздействия, а её фаза определяется направлением этого воздействия.

Погрешности в работе магнитоупругих преобразователей обусловлены несколькими факторами, включая магнитный гистерезис материала, нелинейность зависимостей $\mu = f(Da)$ и $Z = f_2(\mu)$, нестабильность во времени (из-за старения) магнитоупругой чувствительности и воздействие температуры. В результате комбинированного влияния этих факторов обычно отмечается погрешность магнитоупругих преобразователей, составляющая не менее 2%.

Магнитоупругие преобразователи успешно применяются в различных устройствах для измерения механических усилий, давлений, вибраций, моментов и других параметров.

Электромагнитные измерительные преобразователи активно применяются в разнообразных робототехнических системах, что делает их востребованными в автоматизированных системах управления и контроля. Опыт использования этих устройств подтвердил их надежность и безопасность. Стоит отметить разнообразие величин, измерение которых обеспечивает эффективное функционирование сложных автоматических систем. Особенно важным является измерение механических величин, таких как линейные и угловые перемещения, скорости и ускорения. В этой области измерений электромагнитные измерительные

преобразователи проявили свою неотъемлемую значимость, обеспечивая высокую точность измерений при сохранении высокой степени надежности и простоты конструкции.

Уникальные характеристики электромагнитных преобразователей, которые превращают механические перемещения в информационные параметры электрических сигналов, всегда привлекали внимание и продолжают привлекать разработчиков робототехнических комплексов и систем.

Для создания электромагнитных преобразователей механических величин были разработаны различные электромагнитные системы. Значительный вклад в область измерительных электромагнитных преобразователей внесли К. Л. Куликовский и Л. Ф. Куликовский [20, 21], чьи преобразователи базируются на электромагнитной системе с подвижными элементами. Разработки В.Я. Горячева [23, 24] основаны на электромагнитных системах с косинусным и комбинированным сопряжением. Работы В.Я. Горячева. Шатова Ю. А. [49-53], например, использовали блок-схемы и настройки ИИС крутящих моментов.

А. А. Батоврин [54] и В.Я Горячев [55-59] использовали электромагнитную систему асинхронных двигателей для создания измерительных электромагнитных преобразователей угловых перемещений. Эта электромагнитная система послужила основой для разработки фазовращателей, которые на определенном этапе развития измерительной техники обладали высокой надежностью, высокой разрешающей способностью и небольшой погрешностью измерений. Однако следует отметить несколько недостатков в конструкции фазовращателей данного типа.

Первый недостаток связан с принципом действия фазовращателя, поскольку изменение магнитной связи между входными и выходными обмотками зависит от изменения взаимного расположения этих обмоток в пространстве. Это приводит к тому, что одна группа обмоток расположена на подвижной части фазовращателя, и для обеспечения электрической связи этой группы обмоток со статором применяют гибкие проводники, что может снизить надежность электромагнитного преобразователя.

Вторым недостатком является отсутствие универсальности такой электромагнитной системы, что ограничивает ее использование

для измерения линейных перемещений без использования дополнительного преобразователя линейного в угловое перемещение.

1.2. Простейший электромагнитный преобразователь малых механических перемещений

Конструкция примитивных электромагнитных преобразователей не обеспечивала необходимой точности измерений линейных перемещений и, совмещенная с последующими устройствами обработки информации, не соответствовала требованиям, предъявляемым к проектированию автоматизированных систем управления и контроля.

На рисунке 1.9 изображена конструкция базового параметрического электромагнитного преобразователя для измерения небольших перемещений путем изменения индуктивности измерительной катушки [62].

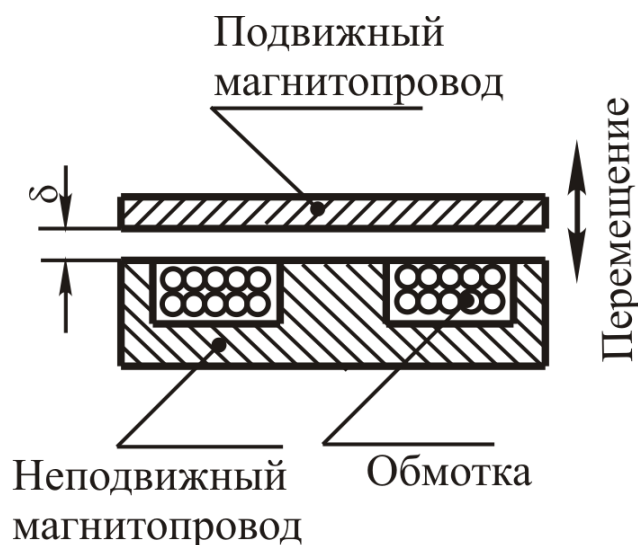


Рисунок 1.9 - Простейшая конструкция параметрического электромагнитного преобразователя [62]

Преобразователь представляет собой структуру с неподвижным Ш-образным магнитопроводом, в который встроена обмотка. Объект, позиция которого требуется контролировать, твердо связан с подвижным магнитопроводом, имеющим форму круглой пластины определенной толщины и изготовленной из магнитного материала. Согласно принципу электротехники, индуктивность катушки

пропорциональна магнитной проводимости эквивалентного магнитопровода и квадрату количества витков катушки (1.11):

$$L = Y_M W^2 \quad (1.11)$$

Если магнитопровод имеет длину средней линии магнитного поля, обозначенную как l_{cp} , и в нем присутствует воздушный зазор длиной δ , то эквивалентное магнитное сопротивление магнитопровода может быть выражено как сумма этих длин (1.12):

$$R_M = \frac{l_{cp}}{\mu \cdot \mu_0 \cdot S_M} + \frac{2 \cdot \delta}{\mu_0 \cdot S_M} = \frac{1}{\mu \cdot \mu_0 \cdot S_M} (l_{cp} + \mu \cdot 2 \cdot \delta) \quad (1.12)$$

где L – индуктивность катушки преобразователя;

Y_M – магнитная проводимость магнитопровода;

W – количество витков катушки;

μ_0 – абсолютная магнитная проницаемость вакуума;

μ – относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода преобразователя;

S_M – эквивалентная площадь магнитопровода.

Относительная магнитная проницаемость имеющихся магнитных материалов находится в пределах нескольких тысяч, что позволяет предположить, что магнитное сопротивление практически пропорционально длине воздушного зазора δ (1.13):

$$R_M = \frac{2 \cdot \delta}{\mu_0 \cdot S_M}. \quad (1.13)$$

Магнитная проводимость представляет собой обратную величину магнитного сопротивления. При условии, что частота источника питания, который подает энергию на катушку, составляет ω , а напряжение – U , ток в катушке определяется уравнением (1.14):

$$I = \frac{U}{\omega \cdot L} = \frac{U \cdot 2 \cdot \delta}{\omega \cdot \mu_0 \cdot S_M} \quad (1.14)$$

Следовательно, ток, проходящий через электромагнитный преобразователь, пропорционален длине воздушного зазора. Важно отметить, что данная формула справедлива лишь в том случае, если пренебречь сопротивлением провода обмотки, упущениями в магнитопроводе и при условии, что относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода приравнена к бесконечности, что, естественно, не соответствует реальным условиям. Такие электромагнитные преобразователи обладают достаточно высокой степенью измерительной погрешности.

1.2. Классический электромагнитный фазовращатель и его принцип действия

Среди высокоточных измерительных преобразователей выделяются информационные электрические машины, которые структурно аналогичны электрическим машинам. В отличие от основной функции электрических машин, которая заключается в преобразовании электрической энергии в механическую и обратно, информационные электромашинные преобразователи призваны обеспечивать соответствие между угловым перемещением ротора и параметрами выходного напряжения или тока. В большинстве случаев в качестве информационного признака для выходного сигнала используется начальная фаза выходного напряжения. Именно поэтому такие устройства получили название "фазовращатели".

Фазовращатель представляет собой устройство в сфере автоматики, преобразовательной и измерительной техники, предназначенное для изменения фазы электромагнитных колебаний. Конструкция фазовращателя подчинена требованиям диапазона частот, для которого он предназначен, а также ограничений по изменению фазы и точности ее установки. На низких частотах и в диапазоне радиочастот (до нескольких МГц) чаще всего используются четырехполюсники в качестве фазовращателя, состоящие из сопротивлений, индуктивностей и емкостей. Простейший тип фазовращателя - это фазосдвигающая цепь, состоящая из резистора и конденсатора или резистора и катушки индуктивности. Такие фазовращатели часто используются для создания постоянного фазового сдвига в пределах от 0 до 90°. Более совершенными являются фазовращатели, построенные в форме мостовой цепи,

состоящей из трех резисторов и одного конденсатора, которые обеспечивают регулируемый сдвиг в пределах от 0 до 180° (при малоизменяющейся амплитуде выходного сигнала). Транзисторные (или ламповые) мостовые фазовращатели с фазоинвертором и разделенной нагрузкой также применяются, обеспечивая сдвиг фазы на 180° . Фазовый сдвиг, внесенный перечисленными фазовращателями, зависит от частоты. Этот недостаток устраняется в фазовращателях, где параметры автоматически корректируются для уменьшения отклонения фазового сдвига от заданного значения. В целях регулирования фазы в сетях переменного тока промышленной частоты применяют вращающиеся трансформаторы, сельсины и трехфазные асинхронные электродвигатели с тормозным ротором. В диапазоне дециметровых и более коротких волн используют фазовращатели, собранные из отрезков коаксиальных линий и волноводов. Погрешность установки фазы в электромеханических фазовращателях составляет $0,5\text{--}1^\circ$, а в электронных — $0,05\text{--}0,1^\circ$. [67]

Фазовые вращатели, также известные как круговые преобразователи, представляют собой специальные электронные схемы, предназначенные для осуществления смещения фазы сигнала на 180 или 360 градусов. Они позволяют управлять фазой изменения данного параметра при узкополосных сигналах с несущей f или для фиксированной частоты, где величина сдвига пропорциональна времени задержки.

Различные виды фазовращателей могут отличаться по нескольким характеристикам, включая тип управления процессом, характер изменения фазы и способ включения в тракт. Полная классификация этих устройств может быть затруднительной из-за неполной информации, предоставленной производителями в описаниях своих продуктов. Однако даже с учетом ограниченной доступной информации они представляют собой широкий спектр разнообразных устройств.

Существуют несколько основных видов преобразователей фазы в зависимости от метода управления, включая:

- преобразователи с ручной настройкой;
- электромеханические фазовращатели;
- преобразователи с электронным управлением.

Ко второй группе принадлежат схемы, использующие ферритовые, сегнетоэлектрические элементы или небольшие

электромеханические устройства. К последней категории можно отнести устройства, созданные на основе высокоскоростных диодов и транзисторов с соответствующей структурой.

Существуют следующие виды фазовращателей, выделяемые по их прямому назначению:

- фазовращатели с подстройкой параметров;
- измерительные фазовращатели (малогабаритные);
- проходные и отражательные фазовращатели.

Первые из них предоставляют конкретную шкалу значений для выходного сигнала и обычно настраиваются окончательно лишь в исключительных случаях. Их измерительные аналоги обладают широким диапазоном регулировки фазы, который достигает 360 градусов на рабочей частоте. Проходные и отражательные фазовращатели выполняют функции, указанные в их наименованиях [68].

В зависимости от того, как они интегрируются в электронный тракт, преобразователи фаз разделяются на коаксиальные и волноводные. По характеру изменения фазы все они делятся на устройства с плавной перестройкой и с пошаговым регулированием.

Основные характеристики фазовращающих систем включают следующие параметры:

- входную и выходную мощность;
- потери полезного сигнала в устройстве;
- коэффициент, определяющий условия формирования стоячей волны (КСВН).

Отношение между входной и выходной мощностью, независимо от того, какое из них выбрано в числителе, отражает уровень невосполнимых потерь в системе. Коэффициент стоячей волны (КСВН) представляет собой соотношение максимальной амплитуды поля стоячей волны к ее минимальному значению. При выборе конкретной конфигурации фазовращающей схемы этот показатель играет решающую роль.

С увеличением температуры и уменьшением давления окружающей среды предельная допустимая мощность сокращается. Для устройств, работающих на открытом воздухе, важно, чтобы фазовый сдвиг оставался в пределах допустимых значений во всем диапазоне частотных колебаний.

В ходе эксплуатации фазовращателей, работающих в режиме перестройки или переключения, особое внимание уделяется ключевому параметру — степени износа электромеханических компонентов. Обычно производитель в документации для изделия указывает количество переключений или настроек, которые оно может выдержать, с обязательным условием сохранения этих характеристик в пределах установленных стандартов.

Еще одним важным параметром фазовращателя, построенного на основе линии задержки, является его крутизна ФЧХ, определяемая $S_f = dj/df$ (где второй член обозначает скорость изменения во времени). Для устройств, использующих задержку сигнала в воздушной линии, крутизна ФЧХ пропорциональна диапазону изменения этого параметра. В технической документации, предоставленной производителем, этот параметр измеряется в процентах на гигагерц (проценты/ГГц).

Фазовращатели представляют собой важный компонент современных систем сверхвысоких частот (СВЧ), применяемых в измерительной технике и передаче данных. Их параметры сильно различаются в зависимости от конкретного применения и диапазона частот обрабатываемых сигналов [70].

При использовании фазовращателей в линиях задержки определенного типа следует учесть следующие аспекты: Из-за линейной зависимости фазы сигнала от его частоты точная установка возможна только в случае монохроматического сигнала.

Ошибка при установке фазовых характеристик на краях частотного диапазона возрастает пропорционально ширине диапазона.

У коаксиальных устройств с линией задержки наблюдается широкая полоса пропускания.

Верхний предел частот таких устройств ограничен появлением высших гармоник и особенностями конструкции соединителей. Волновое сопротивление линий, содержащих эти фазовращатели, обычно равно 50 Ом.

Фазовращатель в идеальных условиях на выходе всегда предоставляет точное значение фазы, установленное в техническом описании. Однако реальные фазовращатели, из-за изменчивости климатических условий и конструктивных недостатков, обеспечивают фазовые параметры с небольшим разбросом. Величина

этой погрешности определяет возможность массового производства описываемых устройств, способных выполнять свою предназначенную функцию.

Для определенного диапазона частот предусмотрены различные разновидности и модели фазовращателей, созданные производителями. Наименее затратные и простые в конструкции предназначены для низкочастотного диапазона, при этом с увеличением рабочей частоты возрастают требования, а, следовательно, и стоимость.

Коаксиальные устройства с ручным управлением.

Фазовращатели с ручным управлением и коаксиальным исполнением. Модели этого типа работают на основе ручного изменения длины коаксиальной линии. Их габариты прямо связаны с электрическими характеристиками, что обеспечивает простое механическое управление. Фазовращатели с воздушной коаксиальной линией характеризуются минимальными потерями и низким значением коэффициента стоячей волны (КСВН), близким к единице.

Существуют и другие варианты таких устройств, такие как телескопические и тромбонные конструкции. В телескопических изделиях центральный проводник и внешняя коаксиальная часть соединены согласно принципу секций антенны "телескоп". В тромбонных модификациях, в отличие от того, основой является расширяемый петлеобразный шлейф с фиксированным положением отдельных соединителей. Одной из особенностей этих видов фазовращателей является линейная зависимость сдвига фазы от частоты, проявляющаяся во всем диапазоне.

Для коррекции фазы в узкой частотной полосе эффективны отражательные системы, основанные на квадратурных мостовых схемах с реактивными элементами в роли нагрузки. Эти устройства классифицируются как узкополосные фазовращатели, и при оценке их производительности ширина полосы частот измеряется в процентах от аналогичного значения для основной гармоники.

Электронные фазовращатели предназначены для изменения временного параметра обрабатываемого сигнала, известного как "фаза". Это необходимо, например, при работе с измерительными цепями или при настройке диаграммы направленности радиопередающей антенны.

Электромагнитный фазовращатель представляет собой электрическую машину, состоящую из статора и ротора, изготовленных из ферромагнитных материалов и оборудованных зубцами и обмотками. Данная конструкция машины позволяет ротору вращаться, изменяя взаимное расположение обмоток статора и ротора. В зависимости от своего назначения электромагнитные фазовращатели делятся на энергетические и информационные.

Информационные электромагнитные фазовращатели устанавливают связь между углом поворота ротора и фазой выходного напряжения, которое представляет собой носитель информации. Эти ЭМФ могут быть классифицированы как контактные и бесконтактные, а также как ЭМФ с вращающимся и пульсирующим полем. В зависимости от количества фаз они подразделяются на однофазные, трехфазные и двухфазные. Труды таких авторов, как А. А. Батоврин [54] и другие, внесли значительный вклад в разработку теории и практики применения информационных электромагнитных фазовращателей.

В информационных электромагнитных фазовращателях происходят те же электромагнитные процессы, что и в энергетических ЭМФ. Тем не менее, при проектировании и эксплуатации информационных ЭМФ основное внимание уделяется не столько достижению максимального значения КПД, сколько обеспечению лучших метрологических характеристик. Теория информационных ЭМФ опирается на концепции, заложенные в теории асинхронных двигателей, которые не предоставляют возможности для анализа метрологических характеристик. Предложенный Батовриным А.А. метод анализа погрешности информационных ЭМФ является довольно сложным и не учитывает влияния множества конструктивных параметров на погрешность этих ЭМФ.

Существует дизайн контактного многополюсного электромагнитного фазовращателя, который называется индуктосин [71]. В отличие от других систем, в нем отсутствуют магнитопроводы и традиционные проволочные обмотки. Индуктосин включает в себя два диска из изоляционного материала, размещенных соосно с небольшим зазором. Синусоидальное изменение взаимной индуктивности между обмотками статора и ротора в индуктосине достигается выбором соотношения между линейными размерами

проводников ротора и статора. Из-за отсутствия магнитопровода электромагнитная связь между обмотками является очень слабой, и, следовательно, выходное напряжение индуктосина обычно тысячи раз меньше питающего напряжения. Это представляет собой основной недостаток индуктосина.

Преимуществом данного вида фазовращателя является большое количество пар полюсов и высокое передаточное отношение электрической редукции при небольших размерах.

Интересным вариантом бесконтактного электромагнитного фазовращателя является редуктосин. На его статоре и роторе обычно располагается большее количество зубцов и пазов по сравнению с традиционным электромагнитом. Обычно отношение числа зубцов статора и ротора составляет $4/3$ или $4/5$. В пазах статора размещены три обмотки, в то время как ротор является безобмоточным. При повороте ротора на одно зубцовое деление фаза выходного напряжения изменяется на 360 градусов. Форма кривых электродвижущих сил выходных обмоток в значительной степени зависит от конфигурации зубцов статора и ротора, размеров воздушного зазора и соотношения числа зубцов подвижной и неподвижной частей. С электромагнитной точки зрения редуктосин представляет собой многополюсную электромагнитную систему с использованием редукции. Повышение коэффициента редукции достигается увеличением числа пар полюсов в электромагнитной системе.

Основным преимуществом электромагнитных фазовращателей является их высокая разрешающая способность при одновременной устойчивости к воздействию внешних факторов. Кроме того, благодаря простой конструкции, электромагнитные фазовращатели обладают повышенной надежностью по сравнению с предыдущими моделями электромагнитных систем.

На сегодняшний момент теория электромагнитных фазовращателей как элемента интегральных информационных систем разработана недостаточно.

Главным направлением в развитии электромагнитных фазовращателей является поиск методов для расширения области их применения и снижение погрешности за счет более эффективного распределения индукции в зазоре в пределах полюсного деления.

Исторически одной из ранних электромагнитных систем, используемых в датчиках, была система с распределенными параметрами. Зарипов М.Ф. опубликовал материал по теории и расчету отдельных конструкций электромагнитных систем с распределенными параметрами [110-112].

Авторы рассматривают электромагнитные системы с распределенными параметрами как длинные магнитные линии и описывают их как неоднородные линии с распределенными нелинейными параметрами, где коэффициент распространения и характеристическое сопротивление линии меняются из-за наличия подвижной части [45-48].

Теория строится на предположении о неделимости электрических и магнитных линий из-за взаимодействия электрических и магнитных полей. Традиционно электрическая линия представляет собой проводник, по которому течет ток, вокруг которого формируется магнитное поле, распределенное в пространстве. Намагничивающая сила таких линий равна току проводника, а распределение магнитного потока в пространстве определяется как геометрическими характеристиками, так и электрическими параметрами среды. Таким образом, электрическая линия с распределенными параметрами является обычной магнитной линией с распределенными параметрами. Отличие заключается в том, что в электрической линии с распределенными параметрами магнитные силовые линии поля расположены в плоскости, перпендикулярной оси линии.

В традиционных электромагнитных системах с распределенными параметрами уровень выходного сигнала служит информационным носителем. Это вводит дополнительные погрешности, поскольку амплитуда выходного напряжения зависит от напряжения питания обмотки возбуждения датчика. Кроме того, точность изготовления элементов конструкции электромагнитной системы (ЭМС) влияет на уровень выходного напряжения, определяя распределение индукции в рабочем зазоре датчика.

Электрические параметры обмоток датчика во всех конструкциях ЭМС являются сложными функциями координаты подвижного ферромагнитного сердечника и геометрических размеров магнитопровода. Нелинейность кривой намагничивания материала магнитопровода оказывает влияние на параметры электромагнитной

системы. Большая эквивалентная длина силовых линий магнитного поля является фактором, усиливающим влияние характеристик материала магнитопровода на погрешность датчика. При таком соотношении длины воздушного зазора и магнитопровода влияние магнитного сопротивления линии становится значительным.

Указанные факторы ограничивают возможности применения датчиков, построенных на основе электромагнитных систем с распределенными параметрами.

Следует отметить выполненные указанными авторами исследования датчиков с подвижными электромагнитными элементами в ограниченном объеме. Однако с увеличением потребности в комплексных исследованиях электромагнитных систем с распределенными параметрами и разработке методологии их расчета, учитывающей критерии экономической эффективности, надежности и повышения точности измерений, возникает необходимость в более обширных исследованиях. Методика расчета, предложенная Зариповым М.Ф. [110-112] и Куликовским Л.Ф. [115-116], учитывает магнитное сопротивление стали и рассеянные магнитные потоки. Те же исследователи также провели анализ различных характеристик электромагнитных систем с распределенными параметрами.

Отметим, что конструкция датчиков с распределенными электромагнитными параметрами отличается простотой. Тем не менее, использование амплитуды выходного напряжения в роли информационного признака не обеспечивает достижение высокой разрешающей способности в интегральных измерительных системах (ИИС). Теория электромагнитных систем с распределенными параметрами получила глубокое изучение. Однако метрологическим характеристикам этого класса систем уделяется недостаточное внимание.

Для измерения механических величин наилучшие результаты достигаются при использовании электромашинных фазовращателей (ЭМФ). В таких датчиках механических величин информацию предоставляет фаза выходного напряжения. Практика подтверждает, что фаза является наиболее стабильным информационным параметром выходного напряжения этих датчиков.

Принцип функционирования основной электромагнитной системы фазовращателя с продольным магнитным полем базируется

на изменении потокоцепления обмоток при изменении их взаимного положения. Это предполагает наличие обмотки на вращающейся части датчика. Связь с подвижной частью фазовращателя осуществляется при помощи щеток в контактных системах или с использованием кольцевых трансформаторов в бесконтактных системах. Все эти факторы влияют на снижение надежности датчиков.

Фазовращатели широко применяются в различных отраслях промышленности из-за своей высокой разрешающей способности, превосходных метрологических характеристик, повышенной надежности и простой конструкции. Однако их использование ограничивается измерением параметров угловых перемещений.

На рисунке 1.10 наглядно изображена структура электромагнитного преобразователя, который может быть использован для построения системы измерения угловых перемещений.

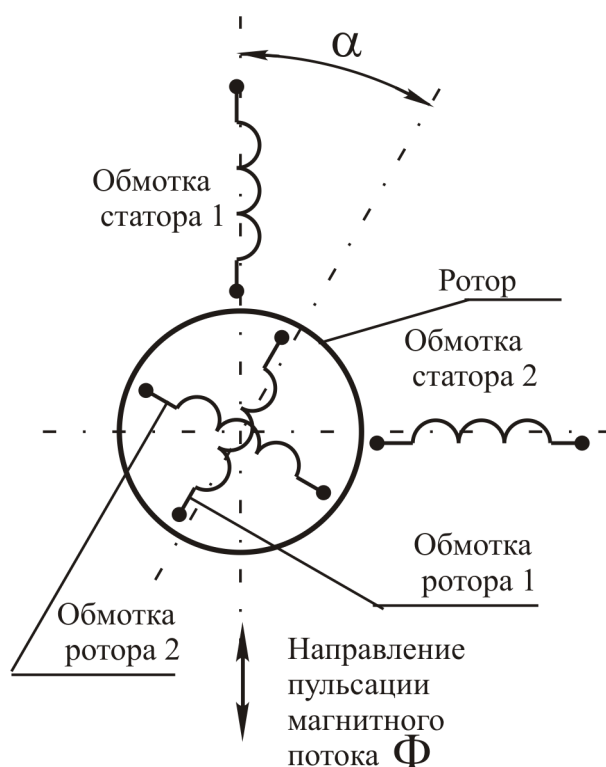


Рисунок 1.10 - Конструкция электромагнитного преобразователя [113]

Обмотки фазовращателя изображены условными индуктивностями. В пазах статора магнитопровода размещены две обмотки (обмотка статора 1 и обмотка статора 2), их оси симметрии

смещены пространственно на 90 градусов. В пазах ротора также установлены две обмотки (обмотка ротора 1 и обмотка ротора 2), при этом одна обмотка ротора сдвинута относительно другой на 90 градусов. Механическая конструкция этой микромашины обеспечивает возможность вращения ротора на 360 градусов относительно статора. Для обеспечения подключения к обмоткам ротора, статор и ротор соединены гибкими проводами [113-114].

Рассмотрим определённый режим работы описанного преобразователя, в котором переменное напряжение источника подается на первую обмотку статора. Ток, протекающий через витки этой обмотки, которые распределены по внутренней поверхности статора в соответствии с синусоидальным законом, порождает пульсирующее магнитное поле в магнитопроводе машины. Направление колебаний магнитного потока показано стрелкой на рисунке 1.2. Если бы оси первой обмотки статора и первой обмотки ротора совпадали, то в обмотке ротора возникла бы электродвижущая сила, чья амплитуда была бы пропорциональна амплитуде магнитного потока Φ_m . Частота ЭДС всегда соответствует частоте напряжения источника питания. Допустим, что изменение магнитного потока во времени происходит по синусоидальному закону (1.15):

$$\Phi = \Phi_m \sin(\omega t) \quad (1.15)$$

В таком случае, электродвижущая сила, индуцированная потоком в первой обмотке ротора, будет пропорциональна временной производной от магнитного потока (1.16):

$$e_1(t) = k \cdot \Phi_m \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (1.16)$$

Тем не менее, при вращении ротора на угол α относительно статора, амплитуда электродвижущей силы изменится и будет колебаться во времени в соответствии с следующим законом (1.17):

$$e_1(t) = k \cdot \Phi_m \cdot \cos(\alpha) \cdot \sin(\omega t - 90^\circ) = -k \cdot \Phi_m \cdot \cos(\alpha) \cdot \cos(\omega t) \quad (1.17)$$

В случае равного положения ротора, электродвижущая сила, возбуждаемая во второй обмотке, также будет изменяться во времени согласно следующему закону (1.18):

$$e_2(t) = k \cdot \Phi_m \cdot \sin(\alpha) \cdot \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (1.18)$$

Изменив начальную фазу ЭДС второй обмотки с использованием вспомогательных устройств на 90° , мы получим (1.19):

$$e'_2(t) = k \cdot \Phi_m \cdot \sin(\alpha) \cdot \sin(\omega t) \quad (1.19)$$

Суммируя ЭДС $e_1(t)$ и $e'_2(t)$, мы получим результирующую электродвижущую силу (1.20), равную:

$$e(t) = k \cdot \Phi_m \cdot \sin(\alpha) \cdot \sin(\omega t) - k \cdot \Phi_m \cdot \cos(\alpha) \cdot \cos(\omega t) = k \cdot \Phi_m \cdot \cos(\omega t - \alpha) \quad (1.20)$$

Таким образом, при изменении угла поворота ротора, начальная фаза выходной электродвижущей силы измерительного устройства соответствует этому углу. Ранее были выделены недостатки данного фазовращателя, такие как:

- наличие электрической связи между обмотками ротора и статора;
- ограничение применения данной системы для измерения линейных перемещений без дополнительного преобразования линейного перемещения в угловое.

1.4. Электромагнитный фазовращатель с неоднородным магнитопроводом в качестве средства улучшения метрологических характеристик измерительной системы линейных перемещений

Теория электромагнитных измерительных фазовращателей проработана достаточно глубоко [117]. Точность соответствия параметров и характеристик реальных фазовращателей теоретическим представлениям зависит от того, насколько точно теоретические расчеты учитывают конструктивные особенности измерительных фазовращателей и качество изготовления их компонентов. Ранее были рассмотрены влияние погрешности

фазовращателей от частоты питающего сдвига, изменения электрических параметров фазовращателей при изменении положения магнитного шунта на информационной линейке, а также другие факторы [118].

Параметры фазовращателей с электромагнитной редукией представляют особый интерес для создателей измерительных систем, поскольку они позволяют значительно повысить чувствительность датчиков угловых перемещений [119].

Разработка информационно-измерительных систем для измерения механических величин остается актуальной и в настоящее время.

Разработан принцип построения электромагнитной системы, который дал возможность создать ряд преобразователей для измерения как угловых, так и линейных перемещений. Этот принцип основан на физических явлениях, происходящих в однородном распределенном магнитопроводе длиной l с уложенными тремя обмотками. Удельное количество витков этих обмоток на единицу длины определяется по определенным законам [120].

Удельное количество витков первой обмотки на участке, удаленном от начала магнитопровода на расстояние, определяется согласно выраженному уравнению закона (1.21):

$$W_{c0} = W_m \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot x}{l}\right) \quad (1.21)$$

Удельное количество витков второй обмотки на том же участке определяется с использованием следующей формулы:

$$W_{s0} = W_m \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot x}{l}\right) \quad (1.22)$$

Удельное количество витков третьей обмотки остаётся постоянным на всей длине магнитопровода и не зависит от координаты рассматриваемого участка (1.23):

$$W_r = W_0 \quad (1.23)$$

Все обмотки были обозначены условными терминами: "косинусная", "синусная" и "равномерная".

Значение удельной индуктивности двух обмоток пропорционально произведению удельного количества витков на данном участке, удаленном от начала магнитопровода на расстояние x .

Удельное значение взаимной индуктивности между синусной и косинусной обмотками (1.24):

$$M_{sc0} = W_m \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot x}{l}\right) \cdot W_m \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot x}{l}\right) = W_m^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \sin\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot x}{l}\right) \quad (1.24)$$

Интегрируя данную функцию по всей длине однородного магнитопровода с распределенными параметрами, получается результирующая взаимная индуктивность этих обмоток (1.25):

$$M_{sc} = \int_0^l W_m^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \sin\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot x}{l}\right) dx = 0 \quad (1.25)$$

Результирующая взаимная индуктивность синусной и равномерной обмоток может быть вычислена с использованием следующей формулы (1.26):

$$M_{sr} = \int_0^l W_m \cdot W_0 \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot x}{l}\right) dx = 0 \quad (1.26)$$

Следовательно, взаимное воздействие трех обмоток, размещенных на однородном магнитопроводе с распределенными параметрами, равно нулю.

Однако изменение удельного магнитного сопротивления на участке магнитопровода длиной Δ , отстоящем от его начала на расстояние x , нарушит однородность магнитопровода с распределенными параметрами, что приведет к ненулевой эквивалентной взаимной индуктивности обмоток. В случае подключения, например, равномерной обмотки к источнику переменного напряжения, на выходе синусной и косинусной обмоток

появятся напряжения, амплитуда колебаний которых будет определяться значением x .

Электродвижущая сила в косинусной обмотке будет колебаться во времени, следуя формуле (1.27):

$$u_c(t) = g \cdot U_m \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot x}{l}\right) \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (1.27)$$

Электродвижущая сила в синусной обмотке будет изменяться во времени в соответствии с формулой (1.28):

$$u_s(t) = g \cdot U_m \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot x}{l}\right) \cdot \sin(\omega t + \varphi) \dots \dots \dots (1.28)$$

Путем изменения начальной фазы синусного напряжения на 90° и сложения полученного напряжения с напряжением косинусной обмотки мы получим напряжение, где начальная фаза будет пропорциональна расстоянию от начала магнитопровода до места неоднородности в его распределении.

Принцип функционирования линейного фазовращателя с неоднородным магнитопроводом и распределенными параметрами можно разъяснить, проанализировав магнитную систему, изображенную на рисунке 1.11. В этой системе обмотки с синусным распределением витков (1), косинусным распределением витков (2) и равномерным распределением витков (3) вдоль информационной линейки в форме магнитопровода (4) являются ключевыми элементами, обеспечивающими определение местоположения подвижного элемента (5). Информационная линейка (4) представляет собой магнитопровод с выступами, количество которых всегда кратно четырем.

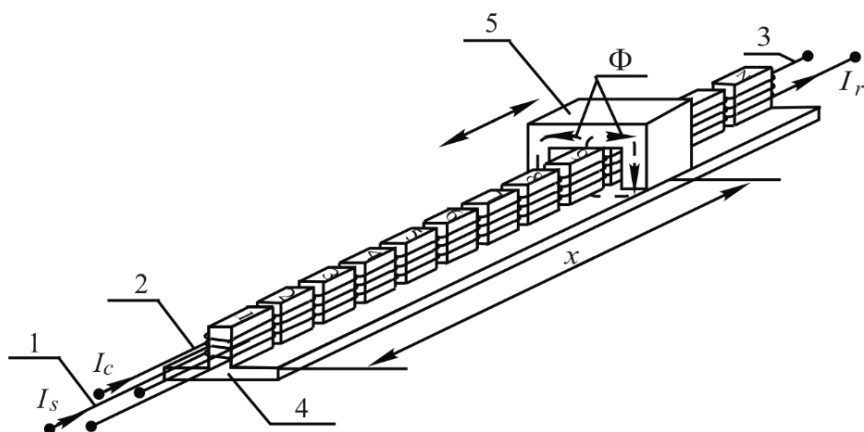


Рисунок 1.11 – Линейный фазовращатель с неоднородным магнитопроводом [59]

Количество витков на синусной обмотке пропорционально номеру выступа и определяется следующим образом:

- количество витков синусной обмотки:

$$W_s = W_m \cdot \sin \left[\frac{2 \cdot \pi}{n} (k - 0,5) \right] \quad (1.29)$$

- количество витков косинусной обмотки:

$$W_c = W_m \cdot \cos \left[\frac{2 \cdot \pi}{n} (k - 0,5) \right] \quad (1.30)$$

- количество витков равномерной обмотки:

$$W_r = W \quad (1.31)$$

где W_m – максимальное расчетное значение количества витков синусной и косинусной обмоток,

W – количество витков равномерной обмотки,

n – количество выступов информационной линейки,

$k = 1 \dots n$ – номер выступа информационной линейки.

Длина активной части распределенного магнитопровода соответствует произведению длины зубцового деления линейки на количество зубцов n .

В отсутствие подвижного магнитопровода 5 взаимная индуктивность всех обмоток равна нулю. Появление подвижного элемента из магнитного материала приводит к неоднородности распределенного магнитопровода. В области, где находится подвижный магнитопровод, удельное магнитное сопротивление резко снижается. Подключение равномерной обмотки к переменному источнику напряжения приводит к резкому увеличению магнитного потока в зоне подвижного магнитопровода. Это вызывает появление напряжения на выводах синусной и косинусной обмоток. Амплитуды напряжений в этих обмотках пропорциональны синусу и косинусу расстояния от начала распределенного магнитопровода до середины подвижного магнитопровода x . Таким образом, представленная магнитная система выполняет те же функции, что и классический фазовращатель. Описанный электромагнитный преобразователь позволяет создать систему измерения линейных перемещений. В отличие от классического фазовращателя, все обмотки в данной конструкции размещены на неподвижном магнитопроводе, что значительно повышает надежность электромагнитного преобразователя и измерительной системы.

Применение электромагнитных систем с движущимся плоским параллельным неоднородным магнитным полем существенно сокращает размеры информационной линейки и повышает её коэффициент использования в датчиках линейных перемещений.

Для применения электромагнитной системы необходимо:

- разработать теоретические основы анализа ЭМС в контексте информационно-измерительных систем линейных перемещений;
- решить вопрос согласования элементов информационно-измерительной системы;
- разработать методы определения метрологических характеристик.

Тем не менее, надежность измерительного преобразователя зависит не только от общей концепции электромагнитной системы, но также от конкретной конструкции фазовращателя. Поэтому разработка конструкции измерительного преобразователя, основанного на принципе использования неоднородного магнитопровода с распределенными параметрами, представляет собой критически важную задачу. В данной работе предлагается концепция электромагнитного измерительного преобразователя,

построенного на основе рассмотренной электромагнитной системы, что позволяет создать информационно-измерительную систему с повышенной надежностью и минимальной погрешностью измерений.

Выводы по главе 1

Развитие теории и практики использования датчиков механических величин, основанных на фазовращателях с бегущим магнитным полем, способствует созданию информационно-измерительных систем с повышенной точностью и быстродействием. Уникальные характеристики фазовращателей, такие как их компактные размеры, обусловленные небольшой эффективной длиной магнитопроводов, расширяют области их применения. Принцип локального взаимодействия обмоток дополнительно расширяет возможности использования бегущих магнитных полей.

1. Среди измерительных преобразователей электромагнитные преобразователи выделяются выдающейся надежностью.

2. Измерительные системы, основанные на классических фазовращателях, обладают лучшими метрологическими характеристиками.

3. Фазовращатели, использующие электромагнитную систему с неоднородным магнитопроводом и распределенными параметрами, проявляют выдающиеся свойства.

4. Теория электромагнитной системы с неоднородным магнитопроводом и распределенными параметрами достаточно разработана, однако анализ причин возникновения погрешностей в измерительных системах с такими фазовращателями требует дополнительного изучения.

5. Для проведения анализа погрешности в измерительных системах с фазовращателями, базирующимися на электромагнитной системе с неоднородным магнитопроводом и распределенными параметрами, необходимо использовать имитационную компьютерную модель.

6. Для эффективного проектирования измерительных систем с заранее заданными систематическими погрешностями требуется разработка базовой теории проектирования.

2 ФУНКЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ С УЛУЧШЕННЫМ АЛГОРИТМОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

2.1. Электрические параметры и основные соотношения электрических и магнитных величин электромагнитной системы с неоднородным магнитопроводом с распределенными параметрами

Анализ электрического состояния электромагнитного измерительного преобразователя становится возможным при известных значениях параметров элементов системы. Обычно величины внутренних сопротивлений источников питания, обозначенных как R'_s , R'_c и R'_r являются известными или могут быть определены экспериментальным путем. Сопротивления проводов обмоток R_s , R_c и R_r , и могут быть вычислены относительно легко, так как эти сопротивления пропорциональны длинам проводов обмоток. Длины проводов определяются геометрическими размерами информационной линейки, представляющей собой магнитопровод с распределенными параметрами.

Сопротивления нагрузок контуров обмоток $R_{нс}$, R_{nc} и R_{nr} , и подвержены влиянию режимов работы электронных блоков измерительной системы. Как было ранее продемонстрировано, функционирование электромагнитного преобразователя базируется на изменении параметров и взаимодействии обмоток при изменении положения подвижного магнитопровода на информационной линейке. Таким образом, речь идет о изменении собственных индуктивностей L_s , L_c и L_r , и обмоток и коэффициентов взаимных индуктивностей M_{sc} , M_{cr} и M_{sr} , и при изменении местоположения подвижного магнитопровода x .

2.1.1. Индуктивность равномерной обмотки

Индуктивность представляет собой абстрактный элемент электрической цепи, в котором происходит накопление энергии в магнитном поле. Она не подразумевает накопление энергии электрического поля или ее преобразование в другие формы энергии.

Идеализированный элемент, который наиболее близок к индуктивности, представлен реальным компонентом электрической цепи - индуктивной катушкой.

В отличие от идеализированной индуктивности, индуктивная катушка также характеризуется запасанием энергии в электрическом поле и преобразованием электрической энергии в другие формы, включая тепловую энергию.

Параметр, известный как индуктивность, количественно описывает способность как реальных, так и идеализированных элементов электрической цепи запасать энергию магнитного поля.

Таким образом, термин «индуктивность» используется для обозначения идеализированного элемента электрической цепи, параметра, который количественно описывает свойства этого элемента, а также основного параметра индуктивной катушки.

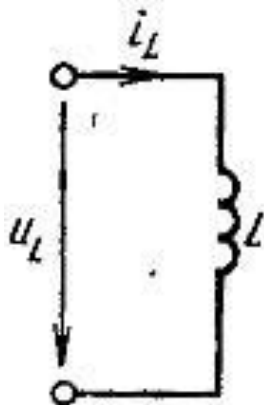


Рис. 2.1. Условное графическое обозначение индуктивности [94]

В системе единиц СИ, индуктивность измеряется в генри (Гн). При анализе электрических цепей обычно рассматривают напряжение на зажимах катушки, а не значение ЭДС, наведенной в ней. Положительное направление этого напряжения выбирают совпадающим с положительным направлением тока:

$$u_L = -e = L \frac{di_L}{dt} . \quad (2.1)$$

Элемент электрической цепи, идеализированный как индуктивность, представляет собой упрощенную модель индуктивной катушки и отражает способность катушки запасать энергию магнитного поля.

Для линейной индуктивности напряжение на ее зажимах пропорционально скорости изменения тока. Если через индуктивность протекает постоянный ток, то напряжение на ее зажимах равно нулю, что означает, что сопротивление индуктивности постоянному току также равно нулю.

Теория магнитных цепей устанавливает значение индуктивности обмотки, где количество витков изменяется в соответствии с функцией расстояния от начала магнитопровода по закону $W(x)$ при изменении удельной магнитной проводимости в зависимости от того же расстояния по закону $\underline{Y}_{0m}(x)$ (2.2):

$$\underline{L} = \int_0^l W(x)^2 \underline{Y}_{0m}(x) dx \quad (2.2)$$

где l — это длина информационной линейки или длина магнитопровода с распределенными параметрами.

Удельная магнитная проводимость в области нахождения подвижного магнитопровода представлена двумя компонентами:

$$\underline{Y}_{0m2} = \underline{Y}_{0m1} + \underline{Y}_{0mp} \quad (2.3)$$

Таким образом, удельную магнитную проводимость распределенного магнитопровода можно представить как сумму удельной проводимости $\underline{Y}_{0m1}$ в пределах всей длины магнитопровода l и удельной магнитной проводимости $\underline{Y}_{0mp}$ отражающей характеристики распределенного магнитопровода в пределах конкретного участка, ограниченного границами $(x_{пм} - 0,5 \cdot l_{пм})$ и $(x_{пм} + 0,5 \cdot l_{пм})$.

Индуктивность равномерной обмотки определяется суммой двух компонентов (2.4):

$$\begin{aligned} \underline{L}_r &= W_r^2 \cdot l \cdot \underline{Y}_{0m1} + W_r^2 \cdot l_{пм} \cdot \underline{Y}_{0mp} = \\ &= W_r^2 \cdot \underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h \left[\frac{l}{\underline{\mu} \cdot l_{ср} - l_{ст} \cdot (\underline{\mu} - 1)} + \frac{l_{пм} \cdot (l_{ср} - l_{ст} + 2 \cdot \delta)}{\frac{\underline{\mu} \cdot l_{ср}^2}{(\underline{\mu} - 1)} + \underline{\mu} \cdot 2 \cdot \delta \cdot (l_{ср} - l_{ст}) - l_{ср} \cdot l_{ст}} \right] \quad (2.4) \end{aligned}$$

Полученное уравнение позволяет сделать вывод о том, что индуктивность равномерной обмотки остается постоянной и не зависит от положения подвижного магнитопровода.

2.1.2. Индуктивность синусной обмотки

Витки синусной обмотки имеют распределение вдоль магнитопровода согласно закону синуса (2.5).

$$W_s(x) = W_m \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \quad (2.5)$$

Индуктивность синусной обмотки, учитывая закон распределения удельной проводимости в виде суммы двух составляющих, выражается как сумма $\underline{Y}_{0M1}$ и $\underline{Y}_{0MP}$:

$$\begin{aligned} \underline{L}_s &= \int_0^l W_m^2 \cdot \sin^2\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot \underline{Y}_{0M1} \cdot dx + \int_{x_{PM} - l_{PM}/2}^{x_{PM} + l_{PM}/2} W_m^2 \cdot \sin^2\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot \underline{Y}_{0MP} \cdot dx = \\ &= W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0M1} \cdot \int_0^l \sin^2\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot dx + W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0MP} \cdot \int_{x - l_{PM}/2}^{x + l_{PM}/2} \sin^2\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot dx = \\ &= W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0M1} \cdot \left[\frac{1}{2} x - \frac{1}{4 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{l}} \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \right]_0^l + W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0MP} \cdot \left[\frac{1}{2} x - \frac{1}{4 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{l}} \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \right]_{x - l_{PM}/2}^{x + l_{PM}/2} = \\ &= W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0M1} \cdot \left[\frac{1}{2} l - \frac{l}{8 \cdot \pi} \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot l\right) - 0 + \frac{l}{8 \cdot \pi} \cdot \sin(0) \right] + \\ &+ W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0MP} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot (x_{PM} + l_{PM}/2) - \frac{l}{8 \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot (x_{PM} + l_{PM}/2)\right) - \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{2} \cdot (x_{PM} + l_{PM}/2) + \frac{l}{8 \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot (x_{PM} + l_{PM}/2)\right) \right] = \\ &= W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0M1} \cdot \frac{1}{2} l + W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0MP} \cdot \left[\frac{l_{PM}}{2} - \frac{l}{4 \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} x_{PM}\right) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} l_{PM}\right) \right] = \\ &= W_m^2 \cdot \left\{ \underline{Y}_{0M1} \cdot \frac{1}{2} l + \underline{Y}_{0MP} \cdot \left[\frac{l_{PM}}{2} - \frac{l}{4 \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} x_{PM}\right) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} l_{PM}\right) \right] \right\} \quad (2.7) \end{aligned}$$

Окончательно получаем (2.8):

$$\underline{L}_s = W_m^2 \cdot \left\{ \underline{Y}_{0M1} \cdot \frac{1}{2} l + \underline{Y}_{0MP} \cdot \left[\frac{l_{PM}}{2} - \frac{l}{4 \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} x_{PM}\right) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} l_{PM}\right) \right] \right\} \dots \dots (2.8)$$

где

$$\underline{Y}_{0M1} = \frac{\underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h}{\underline{\mu} \cdot l_{cp} - l_{CT} \cdot (\underline{\mu} - 1)} \quad (2.9)$$

и

$$\underline{Y}_{0MP} = \underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h \cdot \left[\frac{l_{cp} - l_{CT} + 2 \cdot \delta}{\frac{\underline{\mu} \cdot l_{cp}^2}{(\underline{\mu} - 1)} + \underline{\mu} \cdot 2 \cdot \delta \cdot (l_{cp} - l_{CT}) - l_{cp} \cdot l_{CT}} \right] \quad (2.10)$$

Полученная формула указывает на то, что изменяемая составляющая индуктивности, определенная косинусом двойного угла $2 \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{l} x_{PM}\right)$ при постоянной величине $\sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} l_{PM}\right)$, существенно влияет на значение индуктивности синусной обмотки.

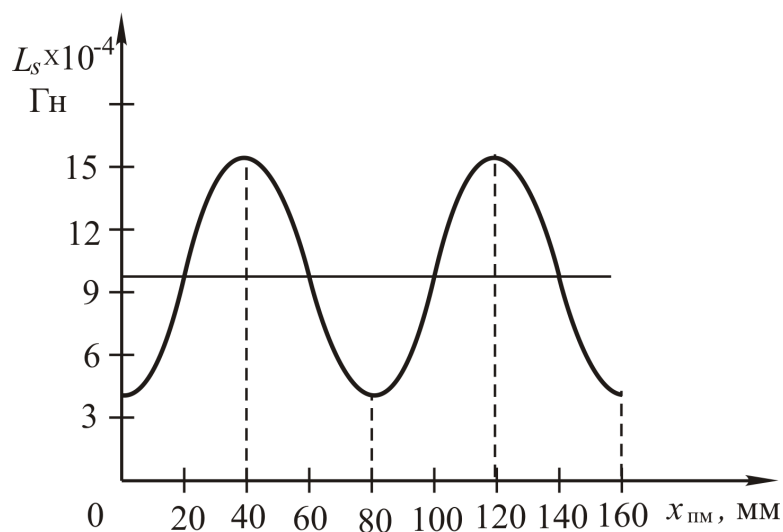


Рисунок 2.2 – На графике отображена зависимость индуктивности синусной обмотки [создано авторами]

На рисунке 2.2 представлен график зависимости индуктивности синусной обмотки $\underline{L}_s(x_{\text{пм}})$ от измеряемого перемещения $x_{\text{пм}}$.

2.1.3. Индуктивность косинусной обмотки

Витки косинусной обмотки размещены вдоль магнитопровода в соответствии с законом косинуса :

$$W_c(x) = W_m \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \quad (2.11)$$

Индуктивность косинусной обмотки с учетом закона распределения удельной проводимости в форме суммы двух составляющих $\underline{Y}_{0\text{м1}}$ (2.9) и $\underline{Y}_{0\text{мр}}$ (2.10) равна:

$$\begin{aligned} \underline{L}_c &= \int_0^l W_m^2 \cdot \cos^2\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot \underline{Y}_{0\text{м1}} \cdot dx + \int_{x_{\text{пм}} - l_{\text{пм}}/2}^{x_{\text{пм}} + l_{\text{пм}}/2} W_m^2 \cdot \cos^2\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot \underline{Y}_{0\text{мр}} \cdot dx = \\ &= W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0\text{м1}} \cdot \int_0^l \cos^2\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot dx + W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0\text{мр}} \cdot \int_{x - l_{\text{пм}}/2}^{x + l_{\text{пм}}/2} \cos^2\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot dx = \\ &= W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0\text{м1}} \cdot \left[\frac{1}{2} x + \frac{1}{4 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{l}} \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \right]_0^l + W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0\text{мр}} \cdot \left[\frac{1}{2} x + \frac{1}{4 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{l}} \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \right]_{x - l_{\text{пм}}/2}^{x + l_{\text{пм}}/2} = \\ &= W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0\text{м1}} \cdot \left[\frac{1}{2} l + \frac{l}{8 \cdot \pi} \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot l\right) - 0 - \frac{l}{8 \cdot \pi} \cdot \sin(0) \right] + \\ &+ W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0\text{мр}} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot (x_{\text{пм}} + l_{\text{пм}}/2) + \frac{l}{8 \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot (x_{\text{пм}} + l_{\text{пм}}/2)\right) - \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{2} \cdot (x_{\text{пм}} - l_{\text{пм}}/2) - \frac{l}{8 \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot (x_{\text{пм}} - l_{\text{пм}}/2)\right) \right] = \\ &= W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0\text{м1}} \cdot \frac{1}{2} l + W_m^2 \cdot \underline{Y}_{0\text{мр}} \cdot \left[\frac{l_{\text{пм}}}{2} + \frac{l}{4 \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} x_{\text{пм}}\right) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} l_{\text{пм}}\right) \right] = \\ &= W_m^2 \cdot \left\{ \underline{Y}_{0\text{м1}} \cdot \frac{1}{2} l + \underline{Y}_{0\text{мр}} \cdot \left[\frac{l_{\text{пм}}}{2} + \frac{l}{4 \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} x_{\text{пм}}\right) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} l_{\text{пм}}\right) \right] \right\} \quad (2.11) \end{aligned}$$

Окончательная индуктивность косинусной обмотки изменяется в соответствии с определенным законом при перемещении подвижного магнитопровода $x_{\text{пм}}$:

$$\underline{L}_c = W_m^2 \cdot \left\{ \underline{Y}_{0m1} \cdot \frac{1}{2} l + \underline{Y}_{0mp} \cdot \left[\frac{l_{\text{пм}}}{2} + \frac{l}{4 \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} x_{\text{пм}}\right) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} l_{\text{пм}}\right) \right] \right\} \quad (2.12)$$

На рисунке 2.3 представлен график зависимости индуктивности синусной обмотки $\underline{L}_c(x_{\text{пм}})$ от измеряемого перемещения $x_{\text{пм}}$. Уравнение, полученное в результате анализа, показывает, что переменная компонента индуктивности, выраженная косинусом двойного угла $2 \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{l} x_{\text{пм}}\right)$ при постоянной величине $\sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} l_{\text{пм}}\right)$, существенно влияет на значение индуктивности синусной обмотки.

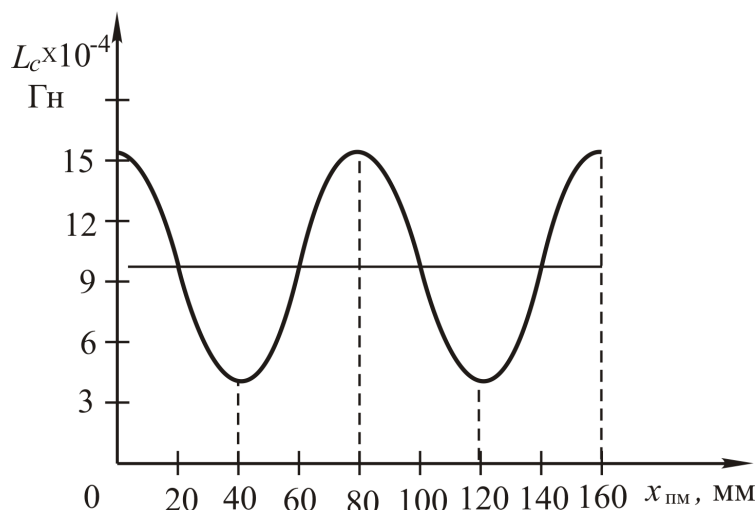


Рисунок 2.3 – Индуктивность синусной обмотки варьирует в зависимости от определенного фактора [создано авторами]

При сопоставлении формул, описывающих изменение индуктивности синусной $\underline{L}_s(x_{\text{пм}})$ (2.8) и косинусной обмоток $\underline{L}_c(x_{\text{пм}})$ (2.12) в зависимости от перемещения подвижного магнитопровода $x_{\text{пм}}$, можно отметить, что они различаются только знаком перед соответствующей компонентой.

$$\frac{l}{4 \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} x_{\text{пм}}\right) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} l_{\text{пм}}\right) \quad (2.10)$$

Для построения графиков были использованы результаты исследования электромагнитного измерительного преобразователя.

Параметры преобразователя включают диаметр информационной линейки $l_{\text{ст}}=10$ мм, длину информационной линейки $l=160$ мм, длину подвижного магнитопровода $l_{\text{пм}}=20$ мм, и толщину подвижного магнитопровода $h=2$ м. Длина воздушного зазора $\delta=0,1$ составила определенное количество миллиметров. Обмотка включает указанное количество $W_r=150$ витков для равномерной обмотки, а также максимальное расчетное количество витков для синусной и косинусной обмоток $W_m=100$. Количество зубцов на информационной линейке равно 16. Относительная погрешность рассматриваемого образца составила 0,1%.

2.1.4. Определение коэффициента взаимной индукции синусной и равномерной обмоток

Коэффициент взаимной индукции двух контуров (М) представляет собой магнитный поток, сцепленный с одним из контуров, при условии, что ток в другом контуре равен единице. Зависимость взаимной индуктивности определяется геометрической формой, размерами и взаимным расположением контуров, а также магнитными свойствами окружающей среды.

Коэффициент взаимоиндукции двух обмоток, чьи витки распределены вдоль магнитопровода с распределенными параметрами, зависит от законов распределения витков $W_1(x)$ и $W_2(x)$ и закона распределения удельной проводимости вдоль магнитопровода $\underline{Y}_{0\text{м}}(x)$.

Число витков в равномерной обмотке остается постоянным W_r .

Количество витков синусной обмотки находится по формуле (2.11):

$$W_s(x) = W_m \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} x\right) \quad (2.11)$$

Удельная проводимость электромагнитного преобразователя представлена двумя компонентами:

$$\underline{Y}_{0\text{м}}(x) = \underline{Y}_{0\text{м1}} + \underline{Y}_{0\text{мр}} \quad (2.12)$$

В данном случае, удельная магнитная проводимость $\underline{Y}_{0M1}$ распределена от 0 до l по всей длине магнитопровода преобразователя. Вторая компонента удельной магнитной проводимости $\underline{Y}_{0MP}$, активна в пределах местоположения передвижного магнитопровода от $x = (x_{\text{ПМ}} - l_{\text{ПМ}}/2)$ до $x = (x_{\text{ПМ}} + l_{\text{ПМ}}/2)$.

В общем, в качестве основной формулы используется:

$$\underline{M} = \int_0^l W_1(x) W_2(x) \underline{y}_M(x) dx \quad (2.13)$$

В нашем случае

$$\begin{aligned} \underline{M}_{rs} &= \int_0^l W_r \cdot W_m \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot \underline{Y}_{0M1} \cdot dx + \int_{x_{\text{ПМ}} - l_{\text{ПМ}}/2}^{x_{\text{ПМ}} + l_{\text{ПМ}}/2} W_r \cdot W_m \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot \underline{Y}_{0MP} \cdot dx = \\ &= W_r \cdot W_m \cdot \left[\underline{Y}_{0M1} \cdot \int_0^l \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) dx + \underline{Y}_{0MP} \cdot \int_{x_{\text{ПМ}} - l_{\text{ПМ}}/2}^{x_{\text{ПМ}} + l_{\text{ПМ}}/2} \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) dx \right] = \\ &= W_r \cdot W_m \cdot \left[-\underline{Y}_{0M1} \cdot \frac{l}{2 \cdot \pi} \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \Big|_0^l + \left[-\underline{Y}_{0MP} \cdot \frac{l}{2 \cdot \pi} \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \right]_{x_{\text{ПМ}} - l_{\text{ПМ}}/2}^{x_{\text{ПМ}} + l_{\text{ПМ}}/2} \right] = \\ &= W_r \cdot W_m \cdot \left[\underline{Y}_{0M1} \cdot \left[-\frac{l}{2 \cdot \pi} \cdot \cos(2 \cdot \pi) + \frac{l}{2 \cdot \pi} \cdot \cos(0) \right] - \right. \\ &\quad \left. - \underline{Y}_{0MP} \cdot \frac{l}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot (x_{\text{ПМ}} + l_{\text{ПМ}}/2)\right) - \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot (x_{\text{ПМ}} - l_{\text{ПМ}}/2)\right) \right] \right] = \\ &= W_r \cdot W_m \cdot \left\{ \underline{Y}_{0MP} \cdot \frac{l}{2 \cdot \pi} \cdot \left[2 \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x_{\text{ПМ}}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{l} \cdot l_{\text{ПМ}}\right) \right] \right\} \dots\dots\dots (2.14) \end{aligned}$$

Окончательно имеем:

$$\underline{M}_{rs} = W_r \cdot W_m \cdot \underline{Y}_{0MP} \cdot \frac{l}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x_{\text{ПМ}}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{l} \cdot l_{\text{ПМ}}\right) \quad (2.15)$$

На рисунке 2.4 представлен график, иллюстрирующий зависимость коэффициента взаимной индуктивности для равномерной и синусной обмоток $\underline{M}_{rs}$ от измеряемого перемещения $x_{\text{ПМ}}$. График демонстрирует синусоидальную зависимость, достигая максимального значения коэффициента взаимной индуктивности при

перемещении подвижного магнитопровода на четверть длины информационной линейки.

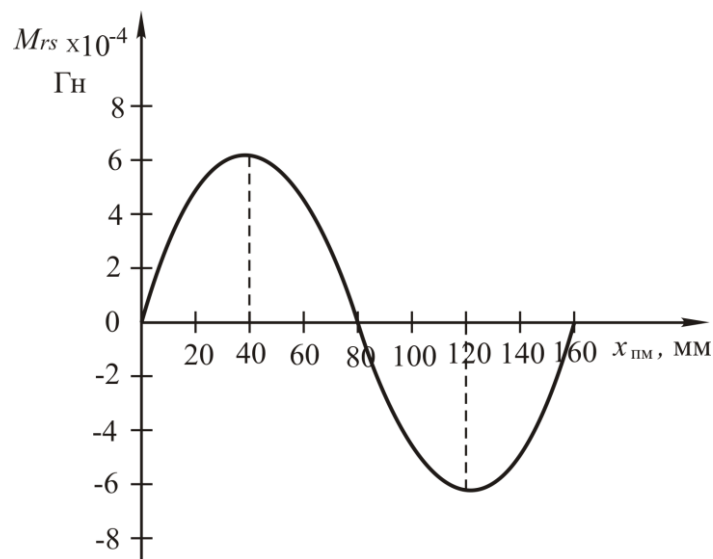


Рисунок 2.4 – График, отражающий зависимость коэффициента взаимной индуктивности для обмоток с равномерным и синусоидальным распределением витков [создано авторами]

Необходимо вспомнить о том, что

$$\underline{Y}_{0\text{мр}} = \underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h \cdot \left[\frac{l_{\text{ср}} - l_{\text{ст}} + 2 \cdot \delta}{\frac{\underline{\mu} \cdot l_{\text{ср}}^2}{(\underline{\mu} - 1)} + \underline{\mu} \cdot 2 \cdot \delta \cdot (l_{\text{ср}} - l_{\text{ст}}) - l_{\text{ср}} \cdot l_{\text{ст}}} \right] \quad (2.16)$$

Необходимо уточнить следующий момент. В реальных условиях пределы измерения перемещения ограничены длиной информационной линейки. Это обусловлено тем, что подвижный магнитопровод всегда должен находиться в пределах информационной линейки. Таким образом, фактический диапазон измерений электромагнитного преобразователя ограничивается длиной магнитопровода линейки плюс длина подвижного магнитопровода, то есть $l_u = l - l_{\text{пм}}$.

2.1.5 Определение коэффициента взаимной индукции косинусной и равномерной обмоток

Число витков в равномерной обмотке остается неизменным W_r .

Число витков косинусной обмотки находим по формуле (2.18):

$$W_c(x) = W_m \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} x\right) \quad (2.18)$$

Удельная проводимость электромагнитного преобразователя включает в себя два компонента:

$$\underline{Y}_{0M}(x) = \underline{Y}_{0M1} + \underline{Y}_{0Mp} \quad (2.19)$$

При этом удельная магнитная проводимость $\underline{Y}_{0M1}$ распределена по всей длине магнитопровода преобразователя от 0 до l . Вторая компонента удельной магнитной проводимости $\underline{Y}_{0Mp}$ активна в пределах местоположения подвижного магнитопровода от $x = (x_{\text{пм}} - l_{\text{пм}}/2)$ до $x = (x_{\text{пм}} + l_{\text{пм}}/2)$.

Коэффициент взаимной индуктивности для равномерной и косинусной обмоток определяется следующим соотношением:

$$\begin{aligned} \underline{M}_{rc} &= \int_0^l W_r \cdot W_m \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot \underline{Y}_{0M1} \cdot dx + \int_{x_{\text{пм}} - l_{\text{пм}}/2}^{x_{\text{пм}} + l_{\text{пм}}/2} W_r \cdot W_m \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot \underline{Y}_{0Mp} \cdot dx = \\ &= W_r \cdot W_m \cdot \left[\underline{Y}_{0M1} \cdot \int_0^l \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) dx + \underline{Y}_{0Mp} \cdot \int_{x_{\text{пм}} - l_{\text{пм}}/2}^{x_{\text{пм}} + l_{\text{пм}}/2} \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) dx \right] = \\ &= W_r \cdot W_m \cdot \left[\left| \underline{Y}_{0M1} \cdot \frac{l}{2 \cdot \pi} \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \right|_0^l + \left| \underline{Y}_{0Mp} \cdot \frac{l}{2 \cdot \pi} \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \right|_{x_{\text{пм}} - l_{\text{пм}}/2}^{x_{\text{пм}} + l_{\text{пм}}/2} \right] = \\ &= W_r \cdot W_m \cdot \left[\underline{Y}_{0M1} \cdot \left[\frac{l}{2 \cdot \pi} \cdot \sin(2 \cdot \pi) - \frac{l}{2 \cdot \pi} \cdot \sin(0) \right] + \right. \\ &\quad \left. + \underline{Y}_{0Mp} \cdot \frac{l}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot (x_{\text{пм}} + l_{\text{пм}}/2)\right) - \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot (x_{\text{пм}} - l_{\text{пм}}/2)\right) \right] \right] = \\ &= W_r \cdot W_m \cdot \left\{ \underline{Y}_{0Mp} \cdot \frac{l}{2 \cdot \pi} \cdot \left[2 \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x_{\text{пм}}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{l} \cdot l_{\text{пм}}\right) \right] \right\} \quad (2.20) \end{aligned}$$

В итоге получаем зависимость коэффициента взаимной индуктивности для равномерной и косинусной обмоток $\underline{M}_{rc}$ от измеряемого перемещения $x_{\text{пм}}$, которое определяется положением подвижного магнитопровода на информационной линейке.

$$\underline{M}_{rc} = W_r \cdot W_m \cdot \underline{Y}_{0\text{мр}} \cdot \frac{l}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x_{\text{пм}}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{l} \cdot l_{\text{пм}}\right) \quad (2.21)$$

На рисунке 2.5 представлен график зависимости коэффициента взаимной индуктивности для равномерной и косинусной обмоток $\underline{M}_{rc}$ от измеряемого перемещения $x_{\text{пм}}$.

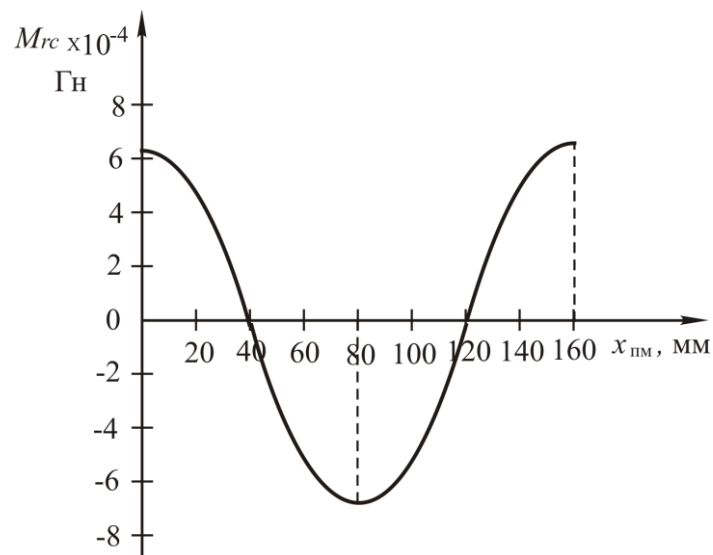


Рисунок 2.5 – График, иллюстрирующий взаимную индуктивность для обмоток с равномерным и косинусным распределением витков[создано авторами]

График демонстрирует косинусоидальную зависимость. Максимальное значение коэффициента взаимной индуктивности $\underline{M}_{rc}$ достигается при нулевом перемещении подвижного магнитопровода в середине и в конце длины информационной линейки.

2.1.6. Определение коэффициента взаимной индукции синусной и косинусной обмоток

Необходимо рассчитывать коэффициент взаимной индукции для синусной и косинусной обмоток в соответствии с уравнением:

$$\underline{M}_{sc} = W_s(x) \cdot W_c(x) \underline{Y}_{0m}(x) \quad (2.22)$$

В уравнении (2.22) количество витков синусной обмотки определено как:

$$W_s(x) = W_m \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} x\right). \quad (2.23)$$

В данной формуле количество витков косинусной обмотки составляет:

$$W_c(x) = W_m \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} x\right) \quad (2.24)$$

$$\underline{Y}_{0m}(x) = \underline{Y}_{0m1} + \underline{Y}_{0mp}.$$

При этом удельная магнитная проводимость $\underline{Y}_{0m1}$ распределена на всей длине магнитопровода преобразователя от 0 до l . Вторая компонента удельной магнитной проводимости активна в пределах местонахождения подвижного магнитопровода от $x = (x_{им} - l_{им}/2)$ до $x = (x_{им} + l_{им}/2)$:

$$\begin{aligned} \underline{M}_{sc} &= W_m^2 \cdot \left[\underline{Y}_{0m1} \cdot \int_0^l \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} x\right) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} x\right) dx + \right. \\ &\quad \left. + \underline{Y}_{0mp} \cdot \int_{x_{им} - l_{им}/2}^{x_{им} + l_{им}/2} \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} x\right) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} x\right) dx \right] = \\ &= W_m^2 \cdot \left[\underline{Y}_{0m1} \cdot \left| \frac{l}{4 \cdot \pi} \cdot \sin^2\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} x\right) \right|_0^l + \underline{Y}_{0mp} \cdot \left| \frac{l}{4 \cdot \pi} \cdot \sin^2\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} x\right) \right|_{x_{им} - l_{им}/2}^{x_{им} + l_{им}/2} \right] = \\ &= W_m^2 \cdot \frac{l}{4 \cdot \pi} \cdot \left[\underline{Y}_{0m1} \cdot \left| \sin^2\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} x\right) \right|_0^l + \underline{Y}_{0mp} \cdot \left| \sin^2\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} x\right) \right|_{x_{им} - l_{им}/2}^{x_{им} + l_{им}/2} \right] = \\ &= W_m^2 \cdot \frac{l}{8 \cdot \pi} \cdot \left[\underline{Y}_{0m1} \cdot \left| 1 - \cos\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} x\right) \right|_0^l + \underline{Y}_{0mp} \cdot \left| 1 - \cos\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} x\right) \right|_{x_{им} - l_{им}/2}^{x_{им} + l_{им}/2} \right] = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= W_m^2 \cdot \frac{l}{8 \cdot \pi} \cdot \left[\begin{aligned} &\underline{Y}_{0M1} \cdot (1 - \cos(4 \cdot \pi)) - \underline{Y}_{0M1} \cdot (1 - \cos(0)) \\ &+ \underline{Y}_{0MP} \cdot (1 - \cos(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot x_{\text{ПМ}} + \frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot l_{\text{ПМ}})) - \\ &- \underline{Y}_{0MP} \cdot (1 - \cos(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot x_{\text{ПМ}} - \frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot l_{\text{ПМ}})) \end{aligned} \right] = \\
&= W_m^2 \cdot \frac{l}{4 \cdot \pi} \cdot \underline{Y}_{0MP} \cdot \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot x_{\text{ПМ}}\right) \cdot \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot l_{\text{ПМ}}\right) \quad (2.25)
\end{aligned}$$

Таким образом, выражение для изменения взаимной индуктивности при перемещении подвижного магнитопровода может быть представлено в виде следующей формулы:

$$\underline{M}_{\text{sc}} = W_m^2 \cdot \frac{l}{4 \cdot \pi} \cdot \underline{Y}_{0MP} \cdot \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot x_{\text{ПМ}}\right) \cdot \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot l_{\text{ПМ}}\right) \quad (2.26)$$

На рисунке 2.6 изображен график данной функции.

Модуль коэффициента взаимной индуктивности синусной и косинусной обмоток подчиняется закону синуса угла, значение которого определено уравнением:

$$\varphi = \frac{4 \cdot \pi}{l} \cdot x_{\text{ПМ}} \quad (2.27)$$

Следовательно, период изменения коэффициента взаимной индуктивности укладывается в пределах изменения перемещения дважды.

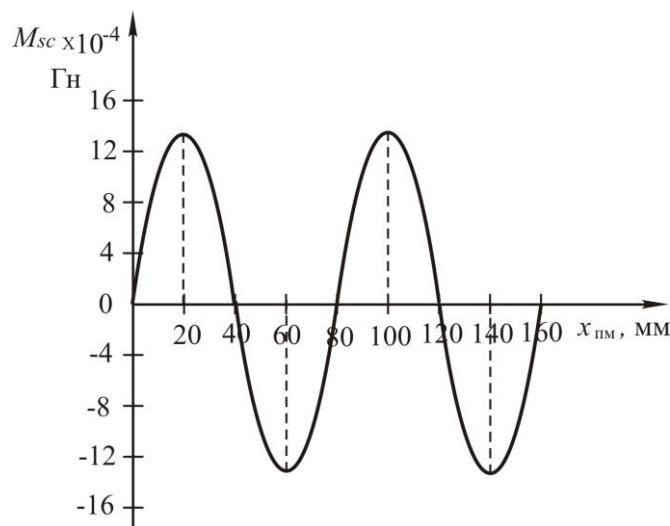


Рисунок 2.6 – График изменения взаимной индуктивности синусной и косинусной обмоток соответствует закону синуса угла [создано авторами]

Анализ зависимостей индуктивностей и взаимных индуктивностей от перемещения подвижного магнитопровода позволяет сделать следующие выводы:

Индуктивность равномерной обмотки не изменяется при перемещении подвижного магнитопровода.

Индуктивность синусной и косинусной обмоток изменяется периодически в зависимости от перемещения подвижного магнитопровода.

Коэффициенты взаимной индуктивности обмоток не зависят от удельной магнитной проводимости распределенного магнитопровода информационной линейки.

Коэффициенты взаимной индуктивности обмоток изменяются периодически при перемещении подвижного магнитопровода вдоль распределенного магнитопровода информационной линейки.

Период изменения коэффициента взаимной индуктивности синусной и косинусной обмоток укладывается в пределах изменения перемещения дважды.

Вычисленные зависимости являются неотъемлемой частью определения передаточной функции электромагнитного преобразователя линейных перемещений с неоднородным магнитопроводом.

2.1.7. Параметры элементов обобщенной системы уравнений электрического состояния измерительного электромагнитного преобразователя

Электрическая часть является ключевым компонентом измерительной системы механических величин в данном контексте. Она включает источник питания, электромагнитный преобразователь (описанный выше), а также сопротивления обмоток, представляющие нагрузку.

Для расчета токов в обмотках была сформулирована система уравнений (2.28). Полученные значения токов в обмотках позволяют определить выходные напряжения, которые в свою очередь служат входными данными для вычисления изменения фазы результирующего напряжения, пропорционального измеряемому напряжению.

$$\begin{cases} \underline{I}_r(R_r + R'_r + j\omega L_r) + j\omega \underline{I}_s \underline{M}_{rs} + j\omega \underline{I}_c \underline{M}_{rc} = \underline{E}_r, \\ j\omega \underline{I}_r \underline{M}_{rs} + \underline{I}_s(R_s + R'_s + j\omega L_s) + j\omega \underline{I}_c \underline{M}_{sc} = \underline{E}_s, \\ j\omega \underline{I}_r \underline{M}_{rc} + j\omega \underline{I}_s \underline{M}_{sc} + \underline{I}_c(R_c + R'_c + j\omega L_c) = \underline{E}_c. \end{cases} \quad (2.28)$$

Дадим обозначение:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_r &= (R_r + R'_r + j\omega L_r), \\ \underline{Z}_s &= (R_s + R'_s + j\omega L_s), \\ \underline{Z}_c &= (R_c + R'_c + j\omega L_c). \end{aligned} \quad (2.29)$$

В таком случае, уравнения системы будут представлены в следующем виде:

$$\begin{cases} \underline{Z}_r \cdot \underline{I}_r + j\omega \underline{M}_{rs} \cdot \underline{I}_s + j\omega \underline{I}_c \underline{M}_{rc} \cdot \underline{I}_c = \underline{E}_r, \\ j\omega \underline{M}_{rs} \cdot \underline{I}_r + \underline{Z}_s \cdot \underline{I}_s + j\omega \underline{M}_{sc} \cdot \underline{I}_c = \underline{E}_s, \\ j\omega \underline{M}_{rc} \cdot \underline{I}_r + j\omega \underline{M}_{sc} \cdot \underline{I}_s + \underline{Z}_c \cdot \underline{I}_c = \underline{E}_c. \end{cases} \quad (2.30)$$

Токи в обмотках зависят от ЭДС источников питания и определяются алгебраическими дополнениями и главным определителем системы. В связи с симметрией матрицы коэффициентов системы уравнений сразу становятся очевидными определенные соотношения:

$$\Delta_{13} = \Delta_{31}, \Delta_{12} = \Delta_{21}, \Delta_{32} = \Delta_{23} \quad (2.31)$$

Алгебраическое дополнение:

$$\underline{\Delta}_{11} = \begin{vmatrix} \underline{Z}_s & j\omega \underline{M}_{sc} \\ j\omega \underline{M}_{sc} & \underline{Z}_c \end{vmatrix} = \underline{Z}_s \underline{Z}_c - (j\omega)^2 \underline{M}_{sc}^2 \quad (2.32)$$

Для увеличения точности измерений параметры синусной и косинусной обмоток преобразователя выравниваются. В случае сбалансированного электромагнитного преобразователя $\underline{Z}_s = \underline{Z}_c$. В таком случае $\underline{\Delta}_{11} = (\underline{Z}_s)^2 - (j\omega)^2 \underline{M}_{sc}^2$.

Добавочные алгебраические элементы:

$$\underline{\Delta}_{21} = \begin{vmatrix} j\omega \underline{M}_{rs} & j\omega \underline{M}_{rc} \\ j\omega \underline{M}_{sc} & \underline{Z}_c \end{vmatrix} = j\omega \underline{Z}_c \underline{M}_{rs} - (j\omega)^2 \underline{M}_{rc} \underline{M}_{sc}$$

$$\underline{\Delta}_{31} = \begin{vmatrix} j\omega \underline{M}_{rs} & j\omega \underline{M}_{rc} \\ \underline{Z}_s & j\omega \underline{M}_{sc} \end{vmatrix} = (j\omega)^2 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} - j\omega \underline{Z}_s \underline{M}_{rc}$$

$$\underline{\Delta}_{22} = \begin{vmatrix} \underline{Z}_r & j\omega \underline{M}_{rc} \\ j\omega \underline{M}_{rc} & \underline{Z}_c \end{vmatrix} = \underline{Z}_r \underline{Z}_c - (j\omega)^2 \underline{M}_{rc}^2$$

$$\underline{\Delta}_{32} = \begin{vmatrix} \underline{Z}_r & j\omega \underline{M}_{rc} \\ j\omega \underline{M}_{rs} & j\omega \underline{M}_{sc} \end{vmatrix} = j\omega \underline{Z}_r \underline{M}_{sc} - (j\omega)^2 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{rc}$$

$$\Delta_{33} = \begin{vmatrix} \underline{Z}_r & j\omega \underline{M}_{rs} \\ j\omega \underline{M}_{rs} & \underline{Z}_s \end{vmatrix} = \underline{Z}_r \underline{Z}_s - (j\omega)^2 \underline{M}_{rs}^2 \quad (2.33)$$

В системе главный определитель определяется формулой:

$$\begin{aligned} \Delta &= \underline{Z}_r \Delta_{11} - j\omega \underline{M}_{rs} \Delta_{21} + j\omega \underline{M}_{rc} \Delta_{31} = \\ &= \underline{Z}_r (\underline{Z}_s^2 - (j\omega)^2 \underline{M}_{sc}^2) - j\omega \underline{M}_{rs} (j\omega \underline{Z}_c \underline{M}_{rs} - (j\omega)^2 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc}) + \\ &+ j\omega \underline{M}_{rc} ((j\omega)^2 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} - j\omega \underline{Z}_s \underline{M}_{rc}) \end{aligned} \quad (2.34)$$

Далее с преобразований получаем:

$$\begin{aligned} \Delta &= \underline{Z}_r \underline{Z}_s^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_r \underline{M}_{sc}^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_c \underline{M}_{rs}^2 + (j\omega)^3 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} \underline{M}_{rc} + \\ &+ (j\omega)^3 \underline{M}_{rc} \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} - (j\omega)^2 \underline{Z}_s \underline{M}_{rc}^2 = \underline{Z}_r \underline{Z}_s^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_r \underline{M}_{sc}^2 - \\ &- (j\omega)^2 \underline{Z}_c \underline{M}_{rs}^2 + 2(j\omega)^3 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} \underline{M}_{rc} - (j\omega)^2 \underline{Z}_s \underline{M}_{rc}^2. \end{aligned} \quad (2.35)$$

В случае сбалансированного преобразователя $\underline{Z}_s = \underline{Z}_c$, тогда

$$\Delta = \underline{Z}_r \underline{Z}_s^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_r \underline{M}_{sc}^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_s (\underline{M}_{rs}^2 - \underline{M}_{rc}^2) + 2(j\omega)^3 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} \underline{M}_{rc}. \quad (2.36)$$

Подставив значения индуктивностей обмоток и коэффициентов взаимной индуктивности в полученную формулу, мы получим уравнение, в котором отсутствует измеряемое перемещение $x_{\text{им}}$. Это свидетельствует о том, что значение главного детерминанта при сбалансированных параметрах синусной и косинусной обмоток не зависит от расположения подвижного магнитопровода на информационной линейке.

2.2. Вычисление токов обмоток электромагнитного преобразователя, работающего в однофазном режиме

Ранее было упомянуто о двух режимах работы электромагнитных фазовращателей:

1. Режим, при котором фазовращатель подается от равномерной обмотки, питаемой однофазным источником

переменного напряжения. В этом режиме на выходе электромагнитного преобразователя формируются два напряжения. Амплитуда одного из них изменяется по синусоидальному закону в зависимости от перемещения подвижного магнитопровода. Амплитуда второго напряжения меняется по косинусоидальному закону в зависимости от перемещения подвижного магнитопровода относительно информационной линейки, представленной распределенным магнитопроводом. Для получения изменения фазы выходного напряжения, пропорционального перемещению, требуется обработка выходных напряжений.

2. Режим работы электромагнитного преобразователя, при котором он питается от двухфазного источника переменного напряжения, известен как двухфазный режим. Важно отметить, что источник обеспечивает два напряжения с одинаковой амплитудой, но с фазовым сдвигом 90 градусов между ними. В этом режиме напряжение на выходе электромагнитного преобразователя по амплитуде постоянно, а начальная фаза изменяется пропорционально перемещению подвижного магнитопровода относительно информационной линейки.

Для анализа работы электрической части измерительной системы линейных перемещений в однофазном режиме следует использовать следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} \underline{I}_r(R_r + R'_r + j\omega L_r) + j\omega \underline{I}_s \underline{M}_{rs} + j\omega \underline{I}_c \underline{M}_{rc} = \underline{E}_r, \\ j\omega \underline{I}_r \underline{M}_{rs} + \underline{I}_s(R_s + R'_s + j\omega L_s) + j\omega \underline{I}_c \underline{M}_{sc} = 0, \\ j\omega \underline{I}_r \underline{M}_{rc} + j\omega \underline{I}_s \underline{M}_{sc} + \underline{I}_c(R_c + R'_c + j\omega L_c) = 0. \end{cases} \quad (2.37)$$

С применением ранее полученных отношений (2.37) можно вывести формулу для расчета тока в равномерной обмотке в случае сбалансированного электромагнитного преобразователя (2.38):

$$\underline{I}_r = \frac{\underline{E}_r \underline{\Delta}_{11}}{\underline{\Delta}} = \underline{E}_r \frac{\underline{Z}_s \underline{Z}_c - (j\omega)^2 \underline{M}_{sc}^2}{\underline{Z}_r \underline{Z}_s^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_r \underline{M}_{sc}^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_s (\underline{M}_{rs}^2 - \underline{M}_{rc}^2) + 2(j\omega)^3 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} \underline{M}_{rc}} \quad (2.38)$$

Проведя необходимые преобразования, мы получим уравнение, описывающее изменение тока в равномерной обмотке при изменении измеряемого перемещения.

$$\underline{I}_r = \frac{\underline{E}_r}{\underline{Z}_r - \frac{(j\omega)^2 \left(\frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0mp} W_r W_m \sin \frac{\pi h}{l} \right)^2}{\underline{Z}_s + j\omega \frac{l}{4\pi} \underline{Y}_{0mp} W_m^2 \sin \frac{2\pi h}{l}}} \quad (2.39)$$

где проводимость:

$$\underline{y}_m = \underline{y}_{m1} + \underline{y}_{m2} = \frac{1}{l_{cp} - \delta + \delta \underline{\mu}} + \frac{1}{l_{cp} - z - \delta + \underline{\mu}(\delta + z)} \quad (2.40)$$

Отметим, что ток в равномерной обмотке в сбалансированном датчике не зависит от положения шунта.

Уравнение не содержит переменных, зависящих от измеряемого перемещения. Таким образом, амплитуда тока в равномерной обмотке идеального электромагнитного преобразователя и его начальная фаза не изменяются в зависимости от измеряемого перемещения. Расчет тока в равномерной обмотке согласно полученным формулам дал следующие результаты.

Если установить начальную фазу ЭДС равномерной обмотки в ноль, то ток в этой обмотке отстает от ЭДС на 1,57 радиана. Иллюстрации изменения тока в равномерной обмотке и его начальной фазы представлены на рисунке 2.7. Постоянство тока в равномерной обмотке при изменении измеряемого перемещения свидетельствует о том, что входное сопротивление равномерной обмотки остается постоянным. Это в значительной степени упрощает работу источника питания электромагнитного фазовращателя.

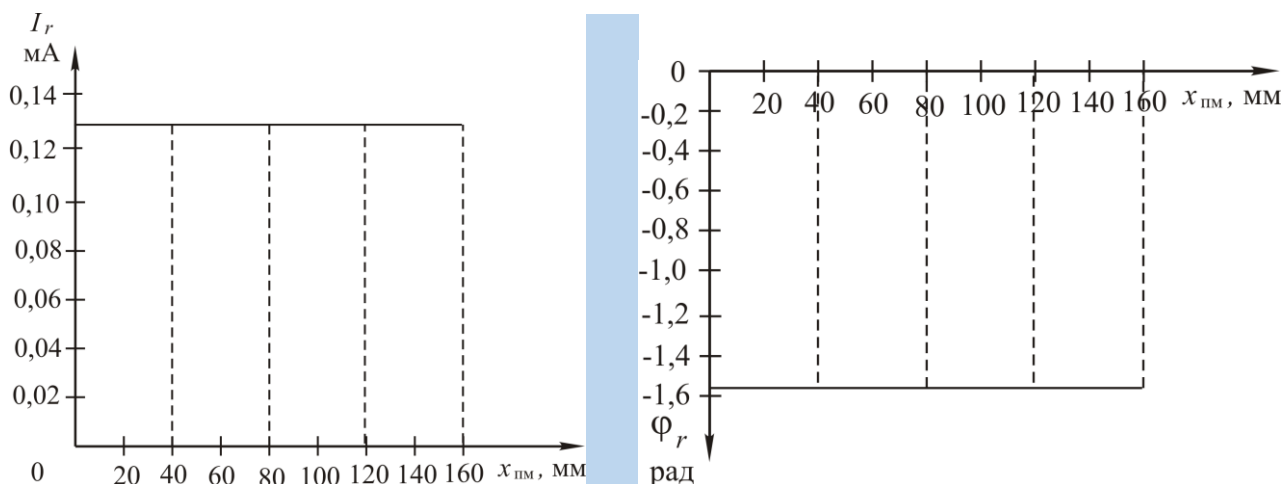


Рисунок 2.7 – Графики, иллюстрирующие изменения тока в равномерной обмотке и начальной фазы этого тока [создано авторами]

В работе электромагнитного измерительного преобразователя в однофазном режиме отсутствует сопротивление нагрузки в равномерной обмотке, то есть оно равно нулю. Сопротивления нагрузки в синусной и косинусной обмотках определяются входными сопротивлениями электронных блоков обработки информации, которые составляют десятки килоОм. Обмотки преобразователя практически работают в режиме холостого хода.

Исходя из предыдущих уравнений (2.37-2.40), получаем формулу для тока в синусной обмотке (2.41):

$$\underline{I}_s = \underline{E}_r \frac{-\underline{\Delta}_{12}}{\underline{\Delta}} = \underline{E}_r \frac{-j\omega \underline{Z}_c \underline{M}_{rs} + (j\omega)^2 \underline{M}_{rc} \underline{M}_{sc}}{\underline{Z}_r \underline{Z}_s^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_r \underline{M}_{sc}^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_s (\underline{M}_{rs}^2 - \underline{M}_{rc}^2) + 2(j\omega)^3 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} \underline{M}_{rc}} \quad (2.41)$$

Учитывая, что знаменатель дроби остается постоянным вне зависимости от измеряемого перемещения $x_{мп}$, формулу (2.41) можно записать после подстановки значений индуктивностей и коэффициентов взаимной индуктивности в следующем виде:

$$\begin{aligned} \underline{I}_s &= \underline{E}_r \frac{-\underline{\Delta}_{12}}{\underline{\Delta}} = \underline{E}_r \frac{-j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0mh} W_r W_m \sin(\frac{\pi}{l} l_{мп}) \sin(\frac{2\pi}{l} x_{мп})}{\underline{\Delta}} = \\ &= \underline{E}_r \cdot \frac{-j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0mp} W_r W_m \sin(\frac{\pi}{l} l_{мп})}{\underline{\Delta}} \cdot \sin(\frac{2\pi}{l} x_{мп}) \end{aligned} \quad (2.42)$$

Исследования системы измерения линейных перемещений с использованием компьютерной модели позволяют заключить, что амплитуда тока синусной обмотки изменяется согласно синусоидальному закону в зависимости от измеряемого перемещения. Графики изменения тока в равномерной обмотке и начальной фазы представлены на рисунке 2.8. Начальная фаза этого тока скачкообразно изменяется на π радиан при прохождении амплитуды тока через нулевое значение.

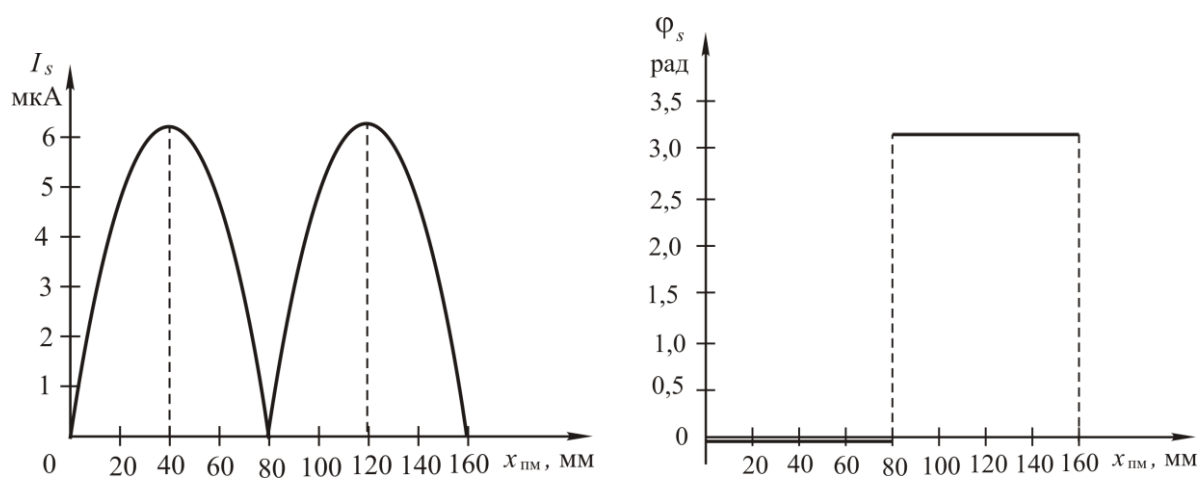


Рисунок 2.8 – Диаграммы изменения тока в равномерной обмотке и его начальной фазы [создано авторами]

Ток в косинусной обмотке, обусловленный измеряемым перемещением, может быть выражен уравнением при использовании электромагнитного преобразователя с неоднородным распределенным магнитопроводом:

$$\underline{I}_c = \underline{E}_r \frac{\underline{\Delta}_{13}}{\underline{\Delta}} = \underline{E}_r \frac{(j\omega)^2 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} - j\omega \underline{Z}_s \underline{M}_{rc}}{\underline{Z}_r \underline{Z}_s^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_r \underline{M}_{sc}^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_s (\underline{M}_{rs}^2 - \underline{M}_{rc}^2) + 2(j\omega)^3 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} \underline{M}_{rc}} \quad (2.43)$$

Совершив аналогичные преобразования, как в случае с формулой тока синусной обмотки, для тока косинусной обмотки мы получим следующую формулу:

$$\begin{aligned} \underline{I}_c &= \underline{E}_r \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0\text{мр}} W_r W_m \sin(\frac{\pi}{l} l_{\text{мп}}) \cos(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}})}{\underline{\Delta}} = \\ &= \underline{E}_r \cdot \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0\text{мр}} W_r W_m \sin(\frac{\pi}{l} l_{\text{мп}})}{\underline{\Delta}} \cdot \cos(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}). \end{aligned} \quad (2.44)$$

На рисунке 2.9 отображены графики изменения тока косинусной обмотки и его фазы в зависимости от изменения измеряемого перемещения. Начальная фаза тока косинусной обмотки изменяется дискретно на радиан при пересечении измеряемого перемещения через границы 40 и 120 мм.

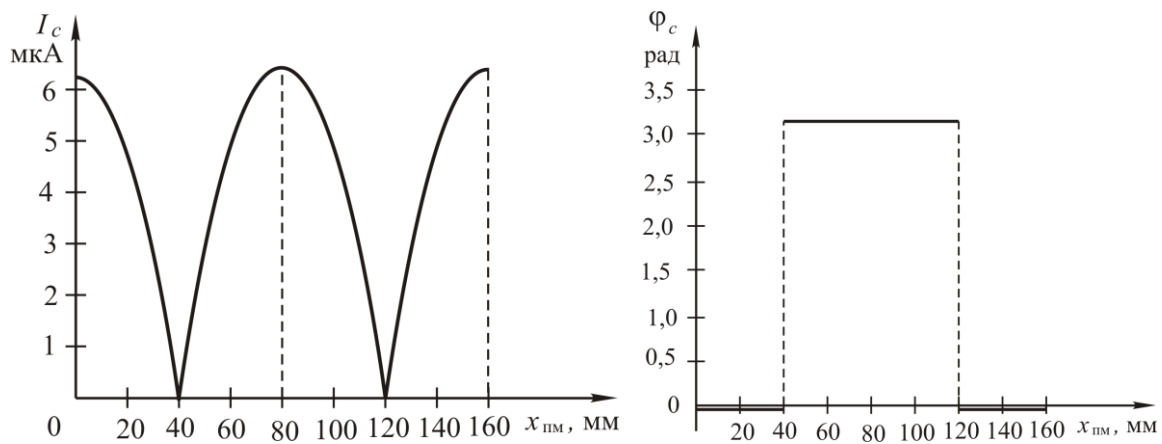


Рисунок 2.9 - Графики изменения тока в косинусной обмотке и его фазы в зависимости от изменения измеряемого перемещения. [создано авторами]

Формулы и графики для изменения токов и их начальных фаз применимы в случае сбалансированной электромагнитной системы преобразователя. В общем случае уравнения для токов в обмотках представляют собой более сложные выражения, которые могут быть получены из условия, что сопротивление обмоток, обозначенных как $\underline{Z}_s$ и $\underline{Z}_c$, не являются равными.

Ток равномерной обмотки равен:

$$\begin{aligned}
I_p = & \frac{\underline{E}_p \left(\underline{Z}_{\text{с общ}} - j\omega \frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \cos \frac{4\pi x_{\text{ш}}}{l} \right) \left(\underline{Z}_{\text{к общ}} + j\omega \frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \cos \frac{4\pi x_{\text{ш}}}{l} \right)}{\left(j\omega \left((\underline{Z}_{\text{с общ}} - \underline{Z}_{\text{к общ}}) \frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \cos \frac{4\pi x_{\text{ш}}}{l} - j\omega \left(\frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right)^2 \right) - \right.} \\
& \underline{Z}_{\text{р общ}} - (j\omega)^2 \left(\frac{l}{\pi} y_{\text{м}} W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \right)^2 \left(\underline{Z}_{\text{к общ}} \sin^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} + \underline{Z}_{\text{с общ}} \cos^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} \right) + \\
& \left. + \underline{Z}_{\text{с общ}} \underline{Z}_{\text{к общ}} - j\omega \frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right. \\
& \left. - \underline{E}_p (j\omega)^2 \left(\frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \sin \frac{4\pi x_{\text{ш}}}{l} \right)^2 \right. \\
& \left. - \left(j\omega \left((\underline{Z}_{\text{с общ}} - \underline{Z}_{\text{к общ}}) \frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \cos \frac{4\pi x_{\text{ш}}}{l} - j\omega \left(\frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right)^2 \right) - \right. \right. \\
& \underline{Z}_{\text{р общ}} - (j\omega)^2 \left(\frac{l}{\pi} y_{\text{м}} W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \right)^2 \left(\underline{Z}_{\text{к общ}} \sin^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} + \underline{Z}_{\text{с общ}} \cos^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} \right) + \\
& \left. \left. + \underline{Z}_{\text{с общ}} \underline{Z}_{\text{к общ}} - j\omega \frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right) \right) \quad (2.45)
\end{aligned}$$

Ток синусной обмотки:

$$\begin{aligned}
I_c = & \frac{-\underline{E}_p j\omega \left(\underline{Z}_{\text{к общ}} - j\omega \frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right) \frac{l}{\pi} y_{\text{м}} W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \sin \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l}}{\left(\underline{Z}_{\text{с общ}} \underline{Z}_{\text{к общ}} + j\omega \left((\underline{Z}_{\text{с общ}} - \underline{Z}_{\text{к общ}}) \frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \cos \frac{4\pi x_{\text{ш}}}{l} - j\omega \left(\frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right)^2 \right) - \right.} \\
& \underline{Z}_{\text{р общ}} - (j\omega)^2 \left(\frac{l}{\pi} y_{\text{м}} W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \right)^2 \left(\underline{Z}_{\text{к общ}} \sin^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} + \underline{Z}_{\text{с общ}} \cos^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} \right) - j\omega \frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \left. \right) \quad (2.46)
\end{aligned}$$

Ток косинусной обмотки

$$\begin{aligned}
I_k = & \frac{-\underline{E}_p j\omega \left(\underline{Z}_{\text{с общ}} - j\omega \frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right) \frac{l}{\pi} y_{\text{м}} W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \cos \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l}}{\left(\underline{Z}_{\text{с общ}} \underline{Z}_{\text{к общ}} + j\omega \left((\underline{Z}_{\text{с общ}} - \underline{Z}_{\text{к общ}}) \frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \cos \frac{4\pi x_{\text{ш}}}{l} - j\omega \left(\frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right)^2 \right) - \right.} \\
& \underline{Z}_{\text{р общ}} - (j\omega)^2 \left(\frac{l}{\pi} y_{\text{м}} W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \right)^2 \left(\underline{Z}_{\text{к общ}} \sin^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} + \underline{Z}_{\text{с общ}} \cos^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} \right) - j\omega \frac{l}{4\pi} y_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \left. \right) \quad (2.47)
\end{aligned}$$

Полученные формулы для токов (2.45, 2.46, 2.47) имеют значение для анализа воздействия параметров электромагнитной

системы датчика на погрешность интегральной измерительной системы.

2.3. Функция преобразования измерительной системы линейных перемещений в однофазном режиме работы

В контексте измерительной системы, функцией преобразования называется зависимость, которая выражает взаимосвязь между выходной величиной и измеряемой переменной.

В данном контексте рассматривается зависимость начальной фазы выходного напряжения от измеряемого перемещения $\varphi(x_{\text{им}})$. Согласно структурной схеме измерительной системы, выходное напряжение от синусной обмотки подается на фазовращатель ФВ1, который регулирует начальную фазу напряжения на угол $\frac{\pi}{2}$. Напряжение $u'_s(t)$ и выходное напряжение косинусной обмотки подаются на вход сумматора.

Напряжение на выходе синусной обмотки находим по формуле:

$$\underline{U}_s = R_{ns} \cdot \underline{I}_s = R_{ns} \cdot \underline{E}_r \cdot \frac{-j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0\text{мп}} W_r W_m \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{\text{мп}}\right)}{\underline{\Delta}} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \quad (2.48)$$

Выходное напряжение фазовращателя ФВ1:

$$\begin{aligned} \underline{U}'_s &= R_{ns} \cdot \underline{E}_r \cdot \frac{-j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0\text{мп}} W_r W_m \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{\text{мп}}\right)}{\underline{\Delta}} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}} = \\ &= R_{ns} \cdot \underline{E}_r \cdot \frac{-j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0\text{мп}} W_r W_m \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{\text{мп}}\right)}{\underline{\Delta}} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \cdot (-j) \end{aligned} \quad (2.49)$$

Напряжение на выходе косинусной обмотки:

$$\underline{U}_c = R_{nc} \cdot \underline{E}_r \cdot \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0\text{мп}} W_r W_m \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{\text{мп}}\right)}{\underline{\Delta}} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \quad (2.50)$$

Напряжение на выходе сумматора при равенстве R_{ns} и R_{nc} :

$$\begin{aligned}
\underline{U}_{\Sigma} &= \underline{U}_c + \underline{U}'_s = \\
&= R_{ns} \cdot \underline{E}_r \cdot \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0mp} W_r W_m \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{мп}\right)}{\underline{\Delta}} \cdot \left(\cos\left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right) + j \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right)\right) = \\
&= R_{ns} \cdot \underline{E}_r \cdot \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0mp} W_r W_m \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{мп}\right)}{\underline{\Delta}} \cdot e^{j \cdot \left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right)} = \\
&= \underline{K} \cdot e^{j \cdot \left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right)} = K \cdot e^{j\alpha} \cdot e^{j \cdot \varphi}
\end{aligned} \tag{2.51}$$

где $\underline{K} = K \cdot e^{j\alpha} = R_{ns} \cdot \underline{E}_r \cdot \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0mp} W_r W_m \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{мп}\right)}{\underline{\Delta}}$ – коэффициент, который зависит от элементов измерительной системы, представляет собой $-\alpha$ – угол поворота фазы фазовращателя ФВ2, также известного как угол установки "нуля" формирователя опорного напряжения.

$\varphi = \arctg\left(\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right)}{\cos\left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right)}\right) = \left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right)$ – угол, который пропорционален перемещению.

2.4. Функция преобразования измерительной системы линейных перемещений при питании электромагнитного преобразователя от источника двухфазного напряжения

В рамках двухфазного режима работы электромагнитного преобразователя происходит изменение начальной фазы выходного напряжения равномерной обмотки, что пропорционально измеряемому перемещению. Однако для реализации этого режима необходимо наличие двухфазного источника напряжения звуковой частоты с высокими техническими характеристиками. К двухфазным источникам переменного напряжения относится система из двух источников переменного напряжения стабильной частоты с равными амплитудами и точным фазовым сдвигом, равным углу $\left(\frac{\pi}{2}\right)$ радиан.

Именно точность равенства амплитуд и фазового сдвига электродвижущих сил определяет точность измерений всей системы.

В режиме работы с использованием двухфазного напряжения верно, что $\underline{E}_r = 0$, $\underline{E}_s = E e^{-j90^\circ}$ и $\underline{E}_c = E$.

С применением обобщенной системы уравнений для двухфазного режима работы, мы можем сформулировать уравнение для тока равномерной обмотки:

$$\underline{I}_r = -\frac{\underline{\Delta}_{21}}{\underline{\Delta}} \cdot \underline{E}_s + \frac{\underline{\Delta}_{31}}{\underline{\Delta}} \cdot \underline{E}_c \quad (2.52)$$

где $\underline{\Delta}_{21} = j\omega \underline{Z}_c \underline{M}_{rs} - (j\omega)^2 \underline{M}_{rc} \underline{M}_{sc}$,

$$\underline{\Delta}_{31} = (j\omega)^2 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} - j\omega \underline{Z}_s \underline{M}_{rc}$$

$$\text{и } \underline{\Delta} = \underline{Z}_r \underline{Z}_s^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_r \underline{M}_{sc}^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_s (\underline{M}_{rs}^2 - \underline{M}_{rc}^2) + 2(j\omega)^3 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} \underline{M}_{rc}$$

Так как $\underline{E}_s = E e^{-j90^\circ} = -j \cdot E$ и $\underline{E}_c = E$, то

$$\underline{I}_r = E \cdot \frac{j \cdot ((j\omega)^2 \underline{M}_{rc} \underline{M}_{sc} - j\omega \underline{Z}_c \underline{M}_{rs}) + (j\omega)^2 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} - j\omega \underline{Z}_s \underline{M}_{rc}}{\underline{Z}_r \underline{Z}_s^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_r \underline{M}_{sc}^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_s (\underline{M}_{rs}^2 - \underline{M}_{rc}^2) + 2(j\omega)^3 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} \underline{M}_{rc}} \quad (2.53)$$

Выходное напряжение равномерной обмотки определяется как произведение тока на сопротивление этой обмотки. Это напряжение подается на фазометр, который измеряет фазовый сдвиг между выходным напряжением и опорным напряжением. Как было установлено ранее, главный определитель системы не зависит от перемещения подвижного магнитопровода. Следовательно,

$$\begin{aligned} \underline{U}_r &= R_m \cdot E \cdot \frac{j \cdot ((j\omega)^2 \underline{M}_{rc} \underline{M}_{sc} - j\omega \underline{Z}_c \underline{M}_{rs}) + (j\omega)^2 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} - j\omega \underline{Z}_s \underline{M}_{rc}}{\underline{Z}_r \underline{Z}_s^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_r \underline{M}_{sc}^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_s (\underline{M}_{rs}^2 - \underline{M}_{rc}^2) + 2(j\omega)^3 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} \underline{M}_{rc}} = \\ &= R_m \cdot E \cdot \frac{j \cdot ((j\omega)^2 \underline{M}_{rc} \underline{M}_{sc} - j\omega \underline{Z}_c \underline{M}_{rs}) + (j\omega)^2 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} - j\omega \underline{Z}_s \underline{M}_{rc}}{\underline{\Delta}} \quad (2.54) \end{aligned}$$

Для сбалансированного электромагнитного преобразователя выполняется равенство сопротивлений синусной и косинусной

обмоток $\underline{Z}_s = \underline{Z}_c$. Подставив соответствующие значения коэффициентов взаимной индукции и сопротивлений обмоток в уравнение (2.54), мы можем получить выражение для выходного напряжения равномерной обмотки:

$$\begin{aligned}\underline{U}_r &= R_{rn} \cdot E \cdot \frac{l_{мп}}{\underline{\Delta}}, \\ \underline{U}_r &= R_{ns} \cdot E \cdot \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0мп} W_r W_m \sin(\frac{\pi}{l})}{\underline{\Delta}} \cdot e^{j \cdot (\frac{2\pi}{l} x_{мп})} = \\ &= \underline{K} \cdot e^{j \cdot (\frac{2\pi}{l} x_{мп})} = K \cdot e^{j\alpha} \cdot e^{j \cdot \varphi}\end{aligned}\quad (2.55)$$

где $\underline{K} = K \cdot e^{j\alpha} = R_{ns} \cdot E \cdot \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0мп} W_r W_m \sin(\frac{\pi}{l} l_{мп})}{\underline{\Delta}}$ – коэффициент,

зависящий от элементов измерительной системы, и $-\alpha$ угол поворота фазы фазовращателя ФВ2 – формирователя опорного напряжения, который представляет собой угол установки "нуля";

$$\varphi = \arctg \left(\frac{\sin(\frac{2\pi}{l} x_{мп})}{\cos(\frac{2\pi}{l} x_{мп})} \right) = (\frac{2\pi}{l} x_{мп}) \quad - \quad \text{угол, который пропорционален}$$

перемещению.

Функция преобразования измерительной системы с фазовращателем на основе неоднородного магнитопровода с распределенными параметрами, работающего в двухфазном режиме, аналогична функции преобразования измерительной системы с фазовращателем, работающим в однофазном режиме.

Функцией преобразования для любого элемента в составе измерительной системы является зависимость выходной величины, такой как фазовый сдвиг напряжения, от входной величины, например, перемещения. Учитывая, что выходные напряжения пропорциональны токам при равенстве сопротивлений нагрузки синусной и косинусной обмоток, выходной ток определяется следующим образом:

$$\underline{I}_{\text{вых}} = \underline{I}_K - j\underline{I}_c = \underline{E}_p \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{y}_m W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \left(\cos \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} - j \sin \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} \right)}{(j\omega)^2 \left(\frac{l}{\pi} \underline{y}_m W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \right)^2 - \underline{Z}_{\text{р общ}} \left(\underline{Z}_{\text{с общ}} + j\omega \frac{l}{4\pi} \underline{y}_m W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right)} = \quad (2.56)$$

$$= \underline{E}_p \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{y}_m W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l}}{(j\omega)^2 \left(\frac{l}{\pi} \underline{y}_m W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \right)^2 - \underline{Z}_{\text{р общ}} \left(\underline{Z}_{\text{с общ}} + j\omega \frac{l}{4\pi} \underline{y}_m W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right)} e^{-j\varphi},$$

$$\text{где } \varphi = \arctg \left(-\frac{\sin \left(\frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} \right)}{\cos \left(\frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} \right)} \right) = -\frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l}.$$

Используем обозначение коэффициента в форме дроби как $\underline{K}$, и тогда выходной ток можно представить следующим образом:

$$\underline{I}_{\text{вых}} = \underline{K} e^{-j \left(\frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} \right)} \quad (2.57)$$

где

$$\underline{K} = \underline{E}_p \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{y}_m W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l}}{(j\omega)^2 \left(\frac{l}{\pi} \underline{y}_m W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \right)^2 - \underline{Z}_{\text{р общ}} \left(\underline{Z}_{\text{с общ}} + j\omega \frac{l}{4\pi} \underline{y}_m W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right)}.$$

Фазовое отставание выходного напряжения от опорного напряжения пропорционально измеряемому перемещению $x_{\text{ш}}$.

Давайте рассмотрим уравнения для расчета токов и напряжений на зажимах элементов несбалансированной ЭМС, где выходной ток равен:

$$\begin{aligned}
I_{\text{ВЫХ}} = & \frac{-E_p \frac{l}{4\pi} y_{-M} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \left(\underline{Z}_{\text{с общ}} - j\omega \frac{l}{4\pi} y_{-M} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right) \cos \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l}}{\left(j\omega \left(\left(\underline{Z}_{\text{с общ}} - \underline{Z}_{\text{к общ}} \right) \frac{l}{4\pi} y_{-M} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \cos \frac{4\pi x_{\text{ш}}}{l} - j\omega \left(\frac{l}{4\pi} y_{-M} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right)^2 \right) - \right.} + \\
& \underline{Z}_{\text{р общ}} \left(- (j\omega)^2 \left(\frac{l}{\pi} y_{-M} W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \right)^2 \left(\underline{Z}_{\text{к общ}} \sin^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} + \underline{Z}_{\text{с общ}} \cos^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} \right) + \right. \\
& \left. + \underline{Z}_{\text{с общ}} \underline{Z}_{\text{к общ}} - j\omega \frac{l}{4\pi} y_{-M} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right) \\
& + \frac{E_p \frac{l}{4\pi} y_{-M} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} j \left(\underline{Z}_{\text{к общ}} - j\omega \frac{l}{4\pi} y_{-M} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right) \sin \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l}}{\left(j\omega \left(\left(\underline{Z}_{\text{с общ}} - \underline{Z}_{\text{к общ}} \right) \frac{l}{4\pi} y_{-M} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \cos \frac{4\pi x_{\text{ш}}}{l} - j\omega \left(\frac{l}{4\pi} y_{-M} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right)^2 \right) - \right.} \\
& \underline{Z}_{\text{р общ}} \left(- (j\omega)^2 \left(\frac{l}{\pi} y_{-M} W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \right)^2 \left(\underline{Z}_{\text{к общ}} \sin^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} + \underline{Z}_{\text{с общ}} \cos^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} \right) + \right. \\
& \left. + \underline{Z}_{\text{с общ}} \underline{Z}_{\text{к общ}} - j\omega \frac{l}{4\pi} y_{-M} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right) \quad (2.58)
\end{aligned}$$

При использовании двухфазного питания выходным током датчика является ток равномерной обмотки. При сбалансированности обмоток датчика выходной ток равен:

$$I_{\text{ВЫХ}} = E \frac{j\omega \frac{l}{\pi} y_{-M} W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l}}{\left((j\omega)^2 \left(\frac{l}{\pi} y_{-M} W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \right)^2 - \underline{Z}_{\text{р общ}} \left(\underline{Z}_{\text{с общ}} + j\omega \frac{l}{4\pi} y_{-M} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right) \right)} e^{-j\varphi} \quad (2.59)$$

$$\text{Где } \varphi = \arctg \left(- \frac{\sin \left(\frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} \right)}{\cos \left(\frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} \right)} \right) = - \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l}.$$

Уравнения выходного тока при двухфазном питании и однофазном питании идентичны, что свидетельствует об отсутствии различий в функционировании датчика в различных режимах работы. Выбор схемы питания для измерительной системы зависит от конкретных условий эксплуатации датчика и наличия других устройств. Если имеется источник двухфазного, трёхфазного или, в общем, n -фазного напряжения, то датчик следует включать по схеме двухфазного или многофазного питания. В случае наличия

однофазного источника синусоидального напряжения рекомендуется использовать однофазный режим работы.

На схеме 2.10 изображена структура фазового датчика линейных перемещений, предназначенного для ЭМФ ИИУС. Принцип работы этой системы основывается на изменениях в электромагнитном взаимодействии между обмотками, которые происходят при изменении положения магнитного шунта, являющегося элементом, вносящим неоднородность в распределение магнитного потока [57].

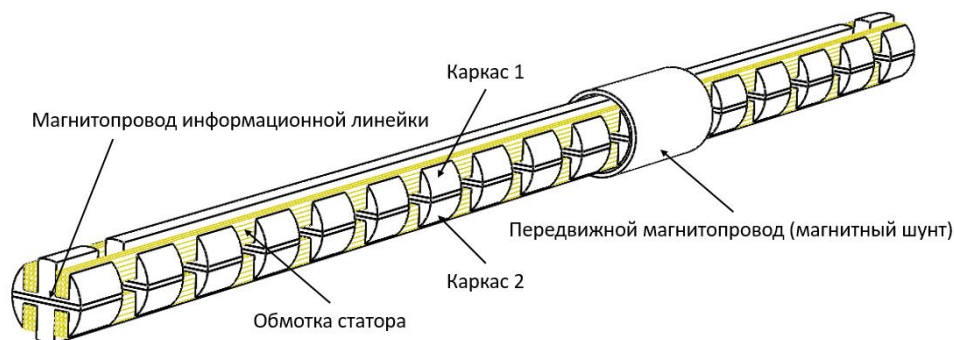


Рисунок 2.10 - Электромагнитный датчик линейных перемещений с фазовым принципом работы [57]

Длина информационной линейки равна произведению длины зубцового деления на количество зубцов. В отверстиях верхней и нижней частей находится материал с намотанными обмотками, где количество витков W_p одномерно на всех участках. Обмотки «синусной» и «косинусной» обмоток намотаны в отверстиях статора.

Число витков в обмотках «синусной» и «косинусной» определяется числом зубцов статора и выражается формулой:

$$W_{ck} = W_m \sin\left(\frac{2\pi}{n}(k - 0,5)\right), \quad W_{kk} = W_m \sin\left(\frac{2\pi}{n}(k - 0,5)\right) \quad (2.60)$$

где W_{ck} – число витков синусной обмотки на участке k ;

W_{kk} – число витков косинусной обмотки на участке k ;

n – число активных участков информационной линейки;

W_m – максимальное число витков обмотки, которое зависит от размеров паза и диаметра провода;

k – номер активного участка.

Оптимальные условия работы датчика достигаются при использовании однофазного режима, поскольку только в этом режиме входное сопротивление ЭМФ остается постоянным, не завися от положения магнитного шунта относительно информационной линейки. Следовательно, функция, описывающая зависимость выходного тока от положения шунта относительно информационной линейки при несбалансированных обмотках, может быть выражена уравнением (2.61):

$$\begin{aligned}
 \underline{I}_{\text{вых}} = & \frac{\underline{E}_p \left(\underline{Z}_{\text{с общ}} - j\omega \frac{l}{4\pi} \underline{y}_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \cos \frac{4\pi x_{\text{ш}}}{l} \right) \left(\underline{Z}_{\text{к общ}} + j\omega \frac{l}{4\pi} \underline{y}_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \cos \frac{4\pi x_{\text{ш}}}{l} \right)}{ \\
 & \left(j\omega \left(\left(\underline{Z}_{\text{с общ}} - \underline{Z}_{\text{к общ}} \right) \frac{l}{4\pi} \underline{y}_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \cos \frac{4\pi x_{\text{ш}}}{l} - j\omega \left(\frac{l}{4\pi} \underline{y}_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right)^2 \right) - \right. \\
 & \underline{Z}_{\text{р общ}} \left(- (j\omega)^2 \left(\frac{l}{\pi} \underline{y}_{\text{м}} W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \right)^2 \left(\underline{Z}_{\text{к общ}} \sin^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} + \underline{Z}_{\text{с общ}} \cos^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} \right) + \right. \\
 & \left. \left. + \underline{Z}_{\text{с общ}} \underline{Z}_{\text{к общ}} - j\omega \frac{l}{4\pi} \underline{y}_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right) \right. \\
 & \left. - \underline{E}_p (j\omega)^2 \left(\frac{l}{4\pi} \underline{y}_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \sin \frac{4\pi x_{\text{ш}}}{l} \right)^2 \right) \\
 & \left(j\omega \left(\left(\underline{Z}_{\text{с общ}} - \underline{Z}_{\text{к общ}} \right) \frac{l}{4\pi} \underline{y}_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \cos \frac{4\pi x_{\text{ш}}}{l} - j\omega \left(\frac{l}{4\pi} \underline{y}_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right)^2 \right) - \right. \\
 & \underline{Z}_{\text{р общ}} \left(- (j\omega)^2 \left(\frac{l}{\pi} \underline{y}_{\text{м}} W_p W_m \sin \frac{\pi g}{l} \right)^2 \left(\underline{Z}_{\text{к общ}} \sin^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} + \underline{Z}_{\text{с общ}} \cos^2 \frac{2\pi x_{\text{ш}}}{l} \right) + \right. \\
 & \left. \left. + \underline{Z}_{\text{с общ}} \underline{Z}_{\text{к общ}} - j\omega \frac{l}{4\pi} \underline{y}_{\text{м}} W_m^2 \sin \frac{2\pi g}{l} \right) \right)
 \end{aligned} \tag{2.61}$$

Таким образом, на основе аналитических выражений была внесена корректировка в функцию преобразования измерительной системы, что позволило снизить систематические погрешности измерений ИИУС на до 4%.

В последующем во второй главе проведен анализ работы измерительной системы с электромагнитным преобразователем, использующим неоднородный магнитопровод с распределенными параметрами. Разработана функция преобразования для работы электромагнитного преобразователя в однофазном и двухфазном режимах. Уравнения, описывающие функционирование измерительной системы, выведены из условий равномерного распределения параметров обмоток и удельных магнитных

проводимостей вдоль измерительной линейки. Полученные результаты важны для общего проектирования систем контроля и управления. Однако ключевой проблемой при проектировании измерительных систем остается обеспечение системы с заданной систематической погрешностью на первых этапах разработки.

Функция преобразования ограничивается возможностью учета влияния большинства факторов на погрешность, основным из которых является дискретность распределения параметров. Это связано с тем, что количество витков в пределах одного зубцового деления остается постоянным. Удельная магнитная проводимость магнитопровода сохраняется неизменной на определенном отрезке измерительной линейки, который равен длине одного зубцового деления.

При описании электромагнитной системы преобразователя уравнения будут представлять собой отдельные уравнения, значение компонент которых изменяется от участка к участку, оставаясь при этом постоянными в пределах каждого участка. Учет дискретности распределения параметров приводит к значительному объему вычислений. Единственным способом преодоления этой сложности является использование компьютерных технологий, включая разработку и применение компьютерной модели измерительной системы линейных перемещений с неоднородным магнитопроводом и распределенными параметрами.

2.5. Математическая основа разработки алгоритма измерительной системы линейных перемещений на базе неоднородного магнитопровода с распределенными параметрами

Для создания имитационной компьютерной модели измерительной системы можно воспользоваться различными средами программирования. MatLab является оптимальным выбором для разработки и анализа моделей электромагнитных и электронных устройств, предоставляя мощные инструменты визуализации и графического представления данных. Эта среда программирования MatLab широко используется благодаря своей проверенной надежности и специализированным возможностям в области компьютерной математики. Ее функциональность позволяет

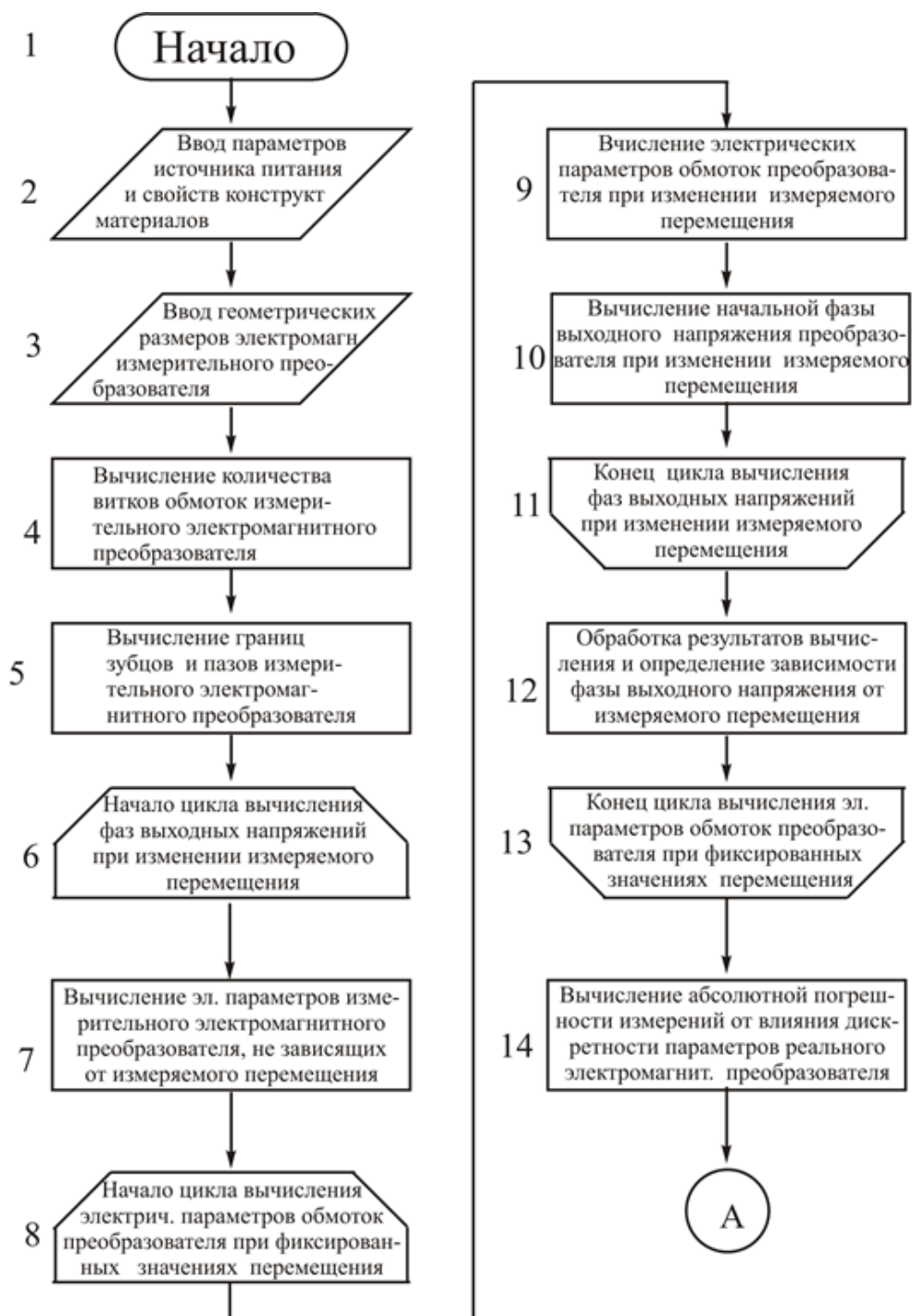
эффективно решать разнообразные математические задачи, представляя данные в удобной матричной форме.

MatLab предоставляет идеальное окружение для достижения основной цели данного исследования, которое направлено на анализ воздействия конструктивных параметров электромагнитного преобразователя линейного перемещения на изменение фазы выходного напряжения. Поскольку речь идет о измерительном преобразователе, где основным параметром является точность измерения перемещения, особенно важным является анализ влияния различных факторов на точность измерений.

Измерительная система имеет особенность, заключающуюся в том, что факторы, воздействующие на точность измерений, можно разделить на те, чье влияние можно учесть с помощью математической модели, и те, чье влияние невозможно исключить даже при математическом моделировании измерительной системы. Для преодоления этой сложности была разработана математическая модель с определенной структурой.

Имитационная модель, созданная на основе разработанной математической модели, включает в себя два блока, которые моделируют физические процессы в измерительной системе при определенных условиях. С математической точки зрения эти блоки структурно идентичны. Однако результаты вычислений первого блока представляют собой зависимость абсолютной погрешности измерений от перемещения с учетом неисключаемых влияющих факторов. Второй блок добавляет влияние дополнительного фактора, позволяя получить зависимость абсолютной погрешности от измеряемого перемещения. Разность абсолютных погрешностей первого и второго блока определяет зависимость абсолютной погрешности системы измерений от дополнительного влияющего фактора.

Для анализа погрешности измерительной системы, построенной на основе электромагнитного преобразователя с распределенными параметрами, автором была разработана программа. Эта программа представляет собой математическую модель измерительной системы, оформленную в виде m-файла с использованием среды программирования MatLab. Листинг программы представлен в приложении А, а сокращенный алгоритм программы изображен на рисунках 2.11 и 2.12. [создано авторами]



Алгоритм состоит из следующих блоков:

1. Начало.
2. Ввод параметров источника питания и характеристик конструкционных материалов.
3. Ввод геометрических размеров электромагнитного преобразователя.
4. (16) Расчет количества витков обмоток измерительного преобразователя.

5. (17) Расчет границ зубцов и пазов электромагнитного преобразователя.
6. (18) Начало цикла расчета начальных фаз выходных напряжений при изменении измеряемого перемещения.
7. (19) Расчет электрических параметров электромагнитного преобразователя, не зависящих от измеряемого перемещения.
8. (20) Начало цикла вычислений электрических параметров электромагнитного преобразователя при изменении измеряемого перемещения.
9. (21) Вычисление электрических характеристик электромагнитного преобразователя для различных значений измеряемого перемещения.
10. (22) Расчет зависимости начальной фазы выходного напряжения от измеряемого перемещения.
11. (23) Завершение цикла вычислений электрических параметров электромагнитного преобразователя при различных значениях измеряемого перемещения.
12. (24) Обработка результатов вычислений и определение связи между фазой выходного напряжения и измеряемым перемещением.
13. (25) Окончание цикла вычислений начальных фаз выходных напряжений при изменении измеряемого перемещения.
14. (26) Расчет абсолютной погрешности измерений системы с реальным электромагнитным преобразователем.
15. Ввод параметров воздействующего фактора на измерительную систему линейных перемещений.
27. Расчет абсолютной погрешности при воздействии на систему одного воздействующего фактора.
28. Вывод абсолютной и относительной погрешности при воздействии одного воздействующего фактора.
29. Окончание.

Отмечалось ранее, что математическая модель состоит из двух частей, выполняющих, по существу, одинаковые вычисления. Задача первой части заключается в определении параметров "идеальной" системы, в то время как задача второй части заключается в расчете абсолютной погрешности с учетом воздействия влияющего фактора. Для обеспечения наглядности, рядом с номерами блоков первой части приводятся соответствующие номера блоков второй части математической модели.

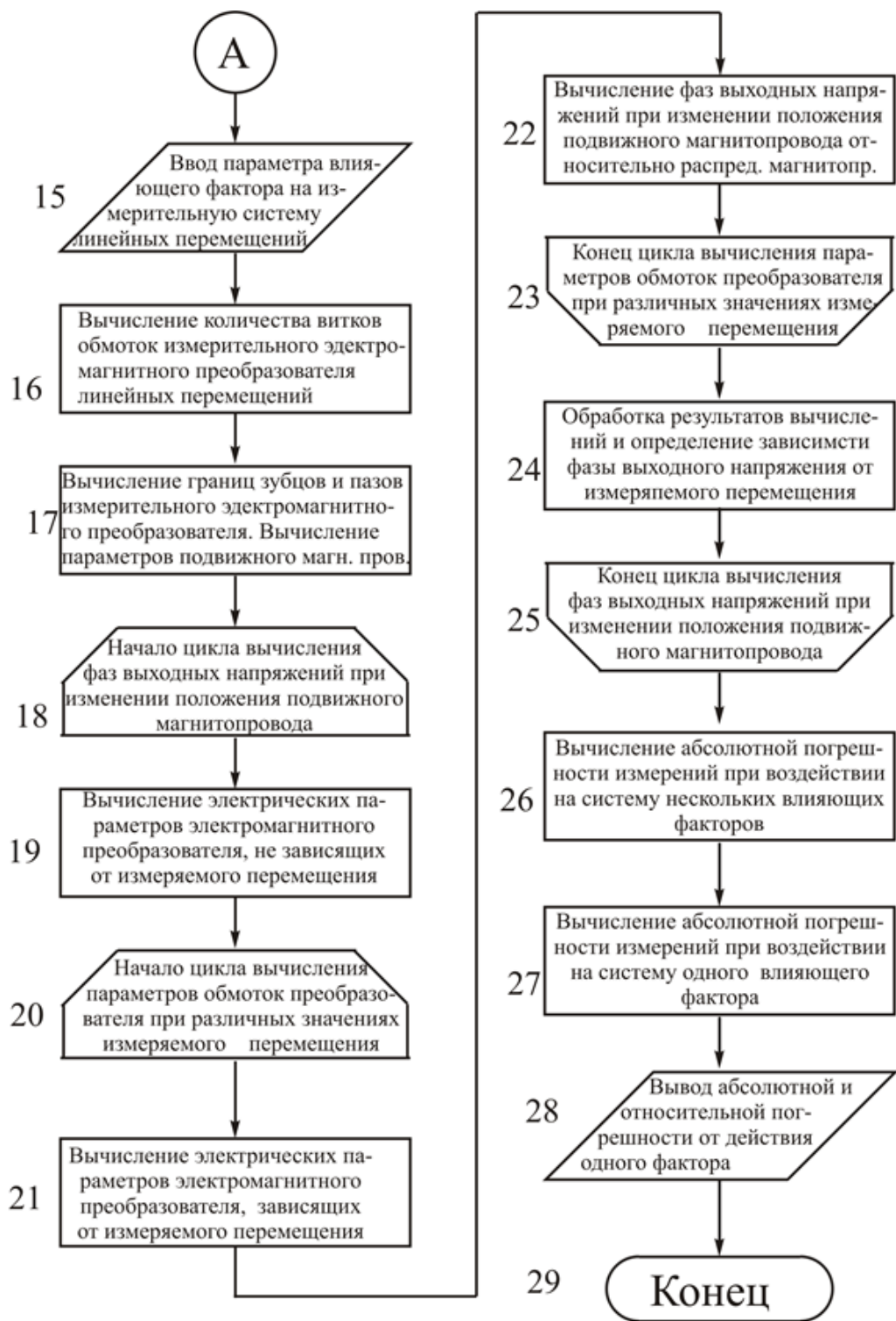


Рисунок 2.11 - Привычный алгоритм работы измерительной информационной системы для измерения линейных перемещений [создано авторами]

Этот алгоритм был улучшен путем внедрения скорректированной функции преобразования в блоках обработки

результатов и определения зависимостей параметров измерительной системы от измеряемого перемещения. Использование программной среды MatLab, обладающей мощными средствами визуализации, позволило разработать и реализовать улучшенный алгоритм функционирования. Дополнительное усовершенствование алгоритма заключается в добавлении блока вычисления абсолютной погрешности, обусловленной дискретностью зубцов информационной линейки (см. рисунок 2.11).

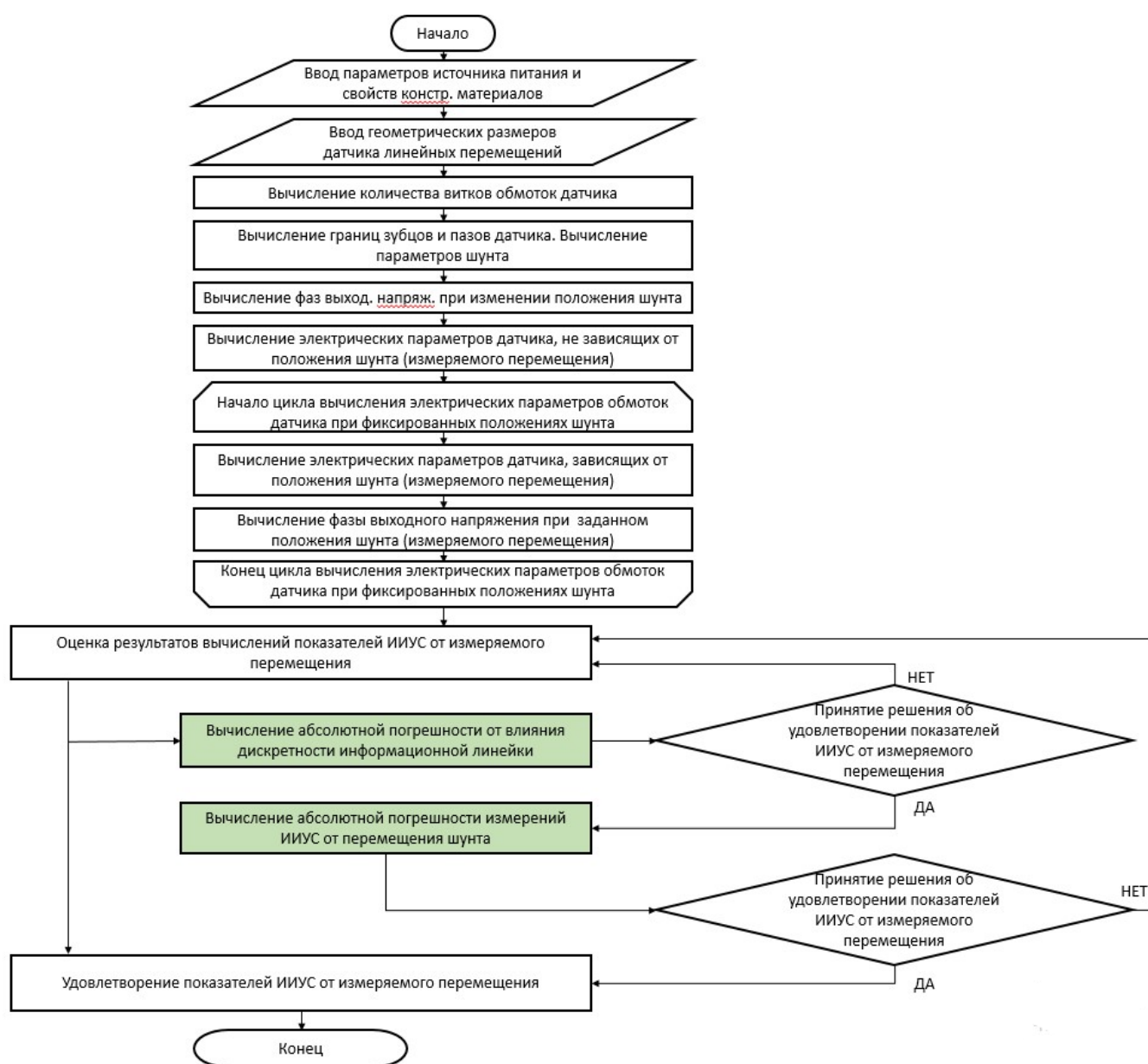


Рисунок 2.12 - Блок-схема алгоритма работы измерительной информационной системы для измерения линейных перемещений [создано авторами]

Улучшение алгоритма проявляется в следующих изменениях. Внесены блоки для расчета абсолютной погрешности, вызванной дискретностью информационной линейки, и измерения ИИУС от перемещения магнитного шунта. Обработка выходного сигнала, представленного зависимостью фазы выходного тока от перемещения магнитного шунта, выполняется с учетом установки "нуля". Принимается линейная зависимость в качестве идеальной характеристики.

Согласно уравнению функции преобразования, фаза выходного тока ИИУС пропорциональна значению перемещения магнитного шунта. Дискретное изменение перемещения магнитного шунта x дает ряд значений φ . После расчета абсолютной погрешности строится зависимость абсолютной погрешности ИИУС от перемещения магнитного шунта, определяются дисперсия, среднеквадратическое отклонение и основная приведенная погрешность. Приведенная погрешность ИИУС вычисляется путем деления среднеквадратичного отклонения на диапазон измерений, в данном случае равный одному полному перемещению магнитного шунта, что равно длине информационной линейки. Таким образом, улучшенный алгоритм функционирования ИИУС линейных перемещений позволяет более точно оценить систематические погрешности измерений в осях многомерного ортогонального пространства на 1,5 раза за счет введения дополнительных блоков обработки и расчета абсолютной погрешности от влияния дискретности измерительной линейки

2.6. Ввод геометрических размеров электромагнитного преобразователя, параметров материалов и предварительные вычисления

Для проведения расчетов электромагнитного состояния преобразователя линейных перемещений требуется знание его геометрических характеристик, включающих в себя:

- количество зубцов информационной линейки в структуре магнитопровода с распределенными параметрами;
- высоту зубца информационной линейки;
- высоту магнитного шунта;
- длину воздушного зазора;

- длину средней линии магнитопровода в поперечном сечении;
- ширину зубца;
- предельное измеряемое перемещение;
- геометрические параметры подвижного магнитопровода;
- длину средней линии магнитопровода в поперечном сечении.

Для вычисления электрических характеристик преобразователя вводятся следующие параметры:

- максимальное число витков синусной и косинусной обмоток;
- количество витков равномерно распределенной обмотки;
- магнитная проницаемость вакуума и магнитного материала магнитопроводов;
- диаметр провода и удельная электрическая проводимость материала провода.

В рамках программного алгоритма рассматриваются блоки с первого по пятый, включающие в себя расчет количества витков обмоток на каждом зубце линейки, а также определение границ зубцов и пазов информационной линейки

2.7 Анализ электрического состояния измерительной системы линейных перемещений с электромагнитным преобразователем с помощью компьютерной модели

Электрическое состояние всей измерительной системы формируется под влиянием электромагнитных процессов, которые происходят внутри электромагнитного преобразователя. Токи, протекающие в обмотках преобразователя, подчиняются характеристикам источника питания измерительной системы, а также электрическим параметрам электромагнитного преобразователя. Резистивные сопротивления обмоток и сопротивления нагрузок остаются постоянными вне зависимости от измеряемого перемещения. Однако индуктивные сопротивления и сопротивления взаимной индуктивности обмоток полностью зависят от положения подвижного магнитопровода на информационной линейке. Это обуславливает необходимость расчета этих параметров для каждого положения подвижного магнитопровода. Такой подход привел к созданию цикла вычисления параметров обмоток и токов в обмотках, представленного в алгоритме программы блоками 6–11.

В теории анализа магнитных цепей с распределенными параметрами, собственные и взаимные индуктивности обмоток рассчитываются путем интегрирования уравнений, описывающих удельные индуктивности и взаимные индуктивности. Уравнения для удельных индуктивностей представляют собой произведения удельных магнитных проводимостей на квадрат зависимости количества витков от ординаты рассматриваемой точки. Уравнения для удельных взаимных индуктивностей включают удельные магнитные проводимости и произведение количества витков обмоток на соответствующую ординату.

Как упоминалось ранее, в фактической конструкции электромагнитного преобразователя параметры обмоток представлены дискретно. В таком случае операция интегрирования заменяется операцией суммирования. Поэтому вычисление индуктивных характеристик обмоток для каждого положения подвижного магнитопровода осуществляется путем последовательного суммирования произведений удельных проводимостей на квадрат соответствующего количества витков или на их произведение. Эта операция вычисления индуктивностей представлена в алгоритме встроенным циклом, включающим блоки с 8-го по 11-й.

На заключительном этапе внешнего цикла, с применением рассчитанных параметров электромагнитного преобразователя, производится вычисление элементов матрицы уравнения и расчет токов в обмотках для каждого значения измеряемого перемещения. В данном исследовании представлены результаты анализа измерительной системы линейных перемещений с электромагнитным преобразователем, функционирующим в однофазном режиме.

2.8. Анализ результатов расчета токов обмоток. Электрическое состояние электромагнитного преобразователя

Решение системы уравнений

$$\begin{cases} \underline{I}_r(R_r + R'_r + j\omega \underline{L}_r) + j\omega \underline{I}_s \underline{M}_{rs} + j\omega \underline{I}_c \underline{M}_{rc} = \underline{E}_r, \\ j\omega \underline{I}_r \underline{M}_{rs} + \underline{I}_s(R_s + R'_s + j\omega \underline{L}_s) + j\omega \underline{I}_c \underline{M}_{sc} = 0 \\ j\omega \underline{I}_r \underline{M}_{rc} + j\omega \underline{I}_s \underline{M}_{sc} + \underline{I}_c(R_c + R'_c + j\omega \underline{L}_c) = 0. \end{cases} \quad (2.62)$$

Значения токов в обмотках фазовращателя электромагнитного являются важными параметрами. Программа для анализа погрешностей измерительного преобразователя линейных перемещений разработана с использованием среды программирования MatLab, представляющей собой среду матричного программирования. Систему уравнений, описывающую электрическое состояние измерительной системы, можно представить в матричной форме:

$$|\underline{Z}| \cdot |\underline{I}| = |\underline{E}|. \quad (2.63)$$

Уравнение (2.63) предоставляет возможность получить значения токов в обмотках:

$$|\underline{I}| = \frac{|\underline{E}|}{|\underline{Z}|} \quad (2.64)$$

$$\text{где } |\underline{I}| = \begin{bmatrix} \underline{I}_r \\ \underline{I}_s \\ \underline{I}_c \end{bmatrix}, |\underline{E}| = \begin{bmatrix} \underline{E}_r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ и } |\underline{Z}| = \begin{bmatrix} \underline{Z}_r & \underline{Z}_{rs} & \underline{Z}_{rc} \\ \underline{Z}_{rs} & \underline{Z}_s & \underline{Z}_{sc} \\ \underline{Z}_{rc} & \underline{Z}_{sc} & \underline{Z}_c \end{bmatrix},$$

$$\underline{Z}_r = (R_r + R'_r + j\omega L_r), \underline{Z}_s = (R_s + R'_s + j\omega L_s) \text{ и } \underline{Z}_c = (R_c + R'_c + j\omega L_c),$$

$$\underline{Z}_{rs} = j\omega M_{rs}, \underline{Z}_{rc} = j\omega M_{rc}, \underline{Z}_{sc} = j\omega M_{sc} \quad (2.65)$$

Если электромагнитный преобразователь функционирует в однофазном режиме, то ток в равномерной обмотке сбалансированного идеализированного электромагнитного преобразователя определяется формулой (2.66):

$$\underline{I}_r = \underline{E}_r \frac{\underline{Z}_s \underline{Z}_c - (j\omega)^2 \underline{M}_{sc}^2}{\underline{Z}_r \underline{Z}_s^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_r \underline{M}_{sc}^2 - (j\omega)^2 \underline{Z}_s (\underline{M}_{rs}^2 - \underline{M}_{rc}^2) + 2(j\omega)^3 \underline{M}_{rs} \underline{M}_{sc} \underline{M}_{rc}}$$

$$\underline{I}_r = \underline{E}_r \frac{1}{\underline{Z}_r - \frac{p^2 \underline{M}_{rs}^2}{\underline{Z}_s + p \underline{L}_{sm}}} \quad (2.66)$$

Графики, отображающие зависимость модуля тока и его аргумента, представлены в следующей главе.

С использованием компьютерной модели были получены кривые, отражающие зависимость тока в равномерной обмотке реального электромагнитного преобразователя. На рисунке 2.12 представлен график зависимости модуля тока в равномерной обмотке, с автоматически выбранным масштабом по вертикали. На данном графике можно выявить влияние дискретности конструкции электромагнитного преобразователя. Важно отметить, что отклонения от среднего значения составляют десятитысячные доли средней амплитуды тока. Также приведен график этой зависимости с измененным масштабом на рисунке 2.13.

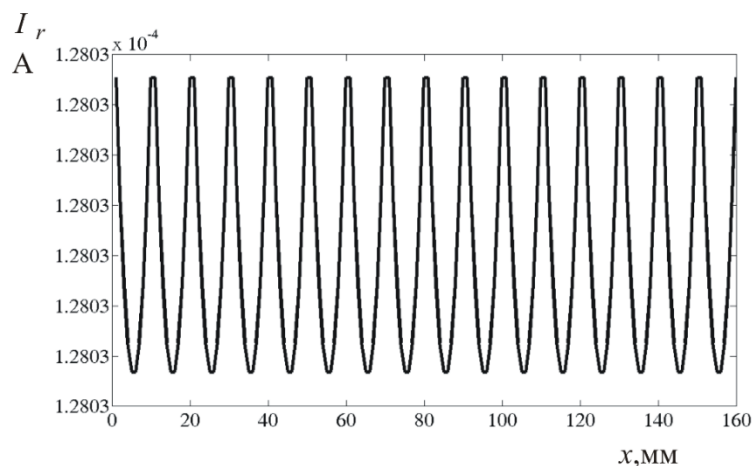


Рисунок 2.13 – График, отражающий связь между током в равномерной обмотке и перемещением [создано авторами]

Если воздействие дискретности параметров электромагнитного преобразователя явно видно на рисунке 2.13, то на графике 2.14 это воздействие не так очевидно. Это обусловлено тем, что оно оказывает незначительное влияние на абсолютное значение тока в равномерной обмотке. Однако, как будет продемонстрировано далее, оно сказывается на погрешности измерения перемещения системы.

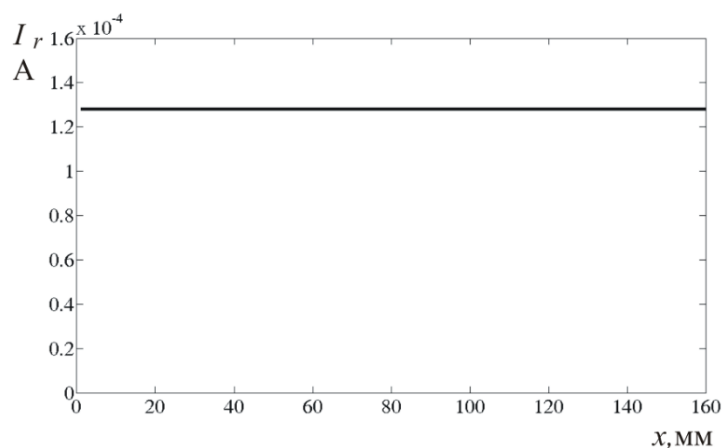


Рисунок 2.14 - Эффект отклонений параметров электромагнитного преобразователя от непрерывных значений [создано авторами]

Сравнение результатов расчета тока, основанного на ранее полученных формулах, с результатами, полученными через моделирование, позволяет заключить, что различия этих значений незначительны.

На графике 2.15 представлена зависимость начальной фазы тока равномерной обмотки от измеряемого перемещения, полученная с использованием компьютерной модели. Этот график демонстрирует влияние дискретности конструкции электромагнитного преобразователя на начальную фазу тока равномерной обмотки. Значения начальной фазы, равные 1,57 радиан (четверть периода), указывают на то, что ток равномерной обмотки отстает от электродвигательной силы на четверть периода. Таким образом, входное сопротивление равномерной обмотки практически является индуктивным. Эти выводы предоставляют основание для установления требований к характеристикам питающего генератора. Заметим, что значения начальной фазы тока равномерной обмотки, полученные моделированием и расчетами по ранее полученным формулам, практически идентичны.

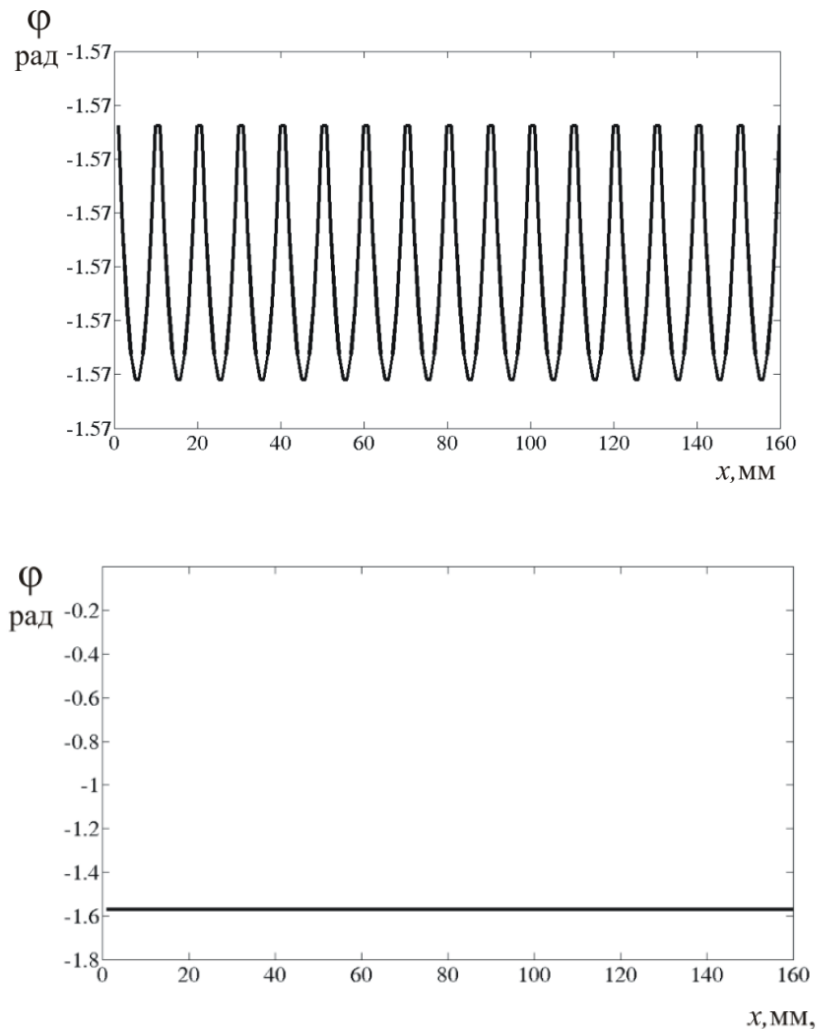


Рисунок 2.15 - График изменения начальной фазы тока в равномерной обмотке в зависимости от измеряемого перемещения [создано авторами]

В предыдущем анализе была выведена формула для расчета тока синусной обмотки идеализированного сбалансированного преобразователя, работающего в однофазном режиме:

$$\underline{I}_s = \underline{E}_r \cdot \frac{-j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0mp} W_r W_m \sin(\frac{\pi}{l} l_{мп})}{\underline{\Delta}} \cdot \sin(\frac{2\pi}{l} x_{мп}) \quad (2.67)$$

На рисунке 2.16 представлена аналогичная зависимость тока в синусной обмотке электромагнитного преобразователя, полученная с использованием компьютерной модели. График представлен в виде ломаной линии, что объясняется отличиями реальной модели электромагнитной системы от идеального электромагнитного преобразователя.

Зависимость начальной фазы тока в синусной обмотке от перемещения представлена на рисунке 2.17. Переход через значение 80 мм на графике демонстрирует резкое изменение фазы тока на π радиан.

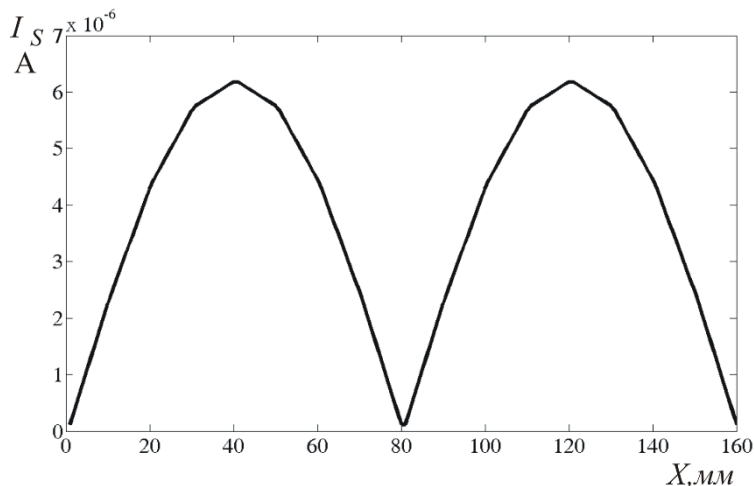


Рисунок 2.16 - График, иллюстрирует взаимосвязь тока в синусной обмотке электромагнитного преобразователя с измеряемым перемещением [создано авторами]

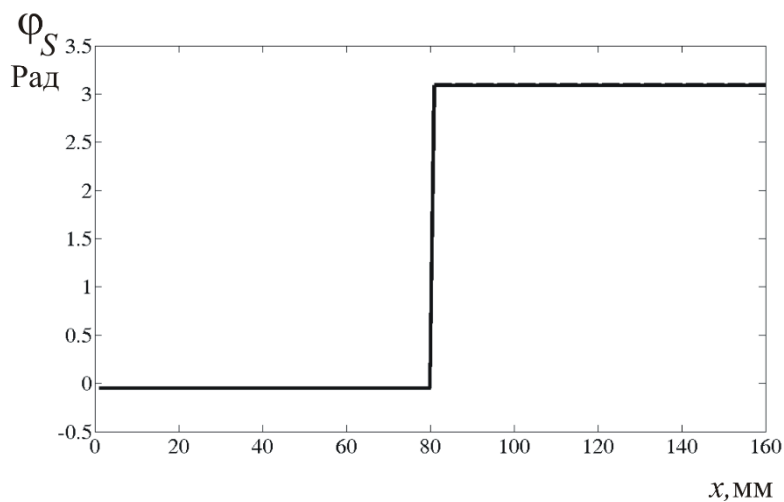


Рисунок 2.17 – Зависимость фазы начального тока синусной обмотки от величины перемещения [создано авторами]

Физическое объяснение данной ситуации заключается в том, что амплитудное значение тока достигает нуля. В момент этого перехода середина подвижного магнитопровода находится на расстоянии 80 мм от начала информационной линейки.

Ток косинусной обмотки электромагнитного преобразователя в соответствии с теорией электромагнитной измерительной системы

изменяется в функции измеряемого перемещения по следующей формуле:

$$\underline{I}_c = \underline{E}_r \cdot \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0\text{мп}} W_r W_m \sin(\frac{\pi}{l} l_{\text{мп}})}{\underline{\Delta}} \cdot \cos(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}) \quad (2.68)$$

Ток в косинусной обмотке реального электромагнитного фазовращателя изменяется в соответствии с измеряемым перемещением, примерно по закону косинуса. Аналогично графику зависимости тока в синусной обмотке от перемещения, можно отметить воздействие дискретности параметров реального электромагнитного преобразователя. Задача компьютерной модели заключается не только в возможности анализа электрического состояния измерительной системы, но и в способности изучения погрешности измерений данной системы. Использование компьютерной модели измерительной системы позволяет выявить основные источники и причины возникновения абсолютных погрешностей измерений. Это инструмент, который позволяет проектировать измерительную систему с заданными метрологическими свойствами, минимизируя материальные затраты.

Выводы по главе 2

1. Определение электрических параметров обмоток основной электромагнитной системы осуществляется путем интегрирования закона распределения удельных параметров вдоль магнитопровода.
2. При перемещении неоднородности в форме подвижного магнитопровода происходят существенные изменения электрических параметров обмоток.
3. Режим работы электромагнитного преобразователя не влияет на функцию преобразования измерительной системы.
4. Традиционные методы анализа погрешности измерительной системы с электромагнитным преобразователем линейных перемещений, основанные на изменении фазы, не предоставляют информации о причинах погрешности и степени влияния каждого фактора на измерительные погрешности.
5. Компетентно разработанная компьютерная модель измерительной системы линейных перемещений позволяет не только

обобщенно оценить работоспособность системы, но и определить влияние свойств каждого конструктивного элемента на систематическую погрешность.

6. Алгоритм функционирования измерительной системы на основе электромагнитного преобразователя-фазовращателя обеспечивает предварительную оценку метрологических характеристик системы на этапе проектирования. Также позволяет анализировать зависимость систематической погрешности от различных конструктивных параметров электромагнитного преобразователя и других элементов системы.

3 ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ИИС ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

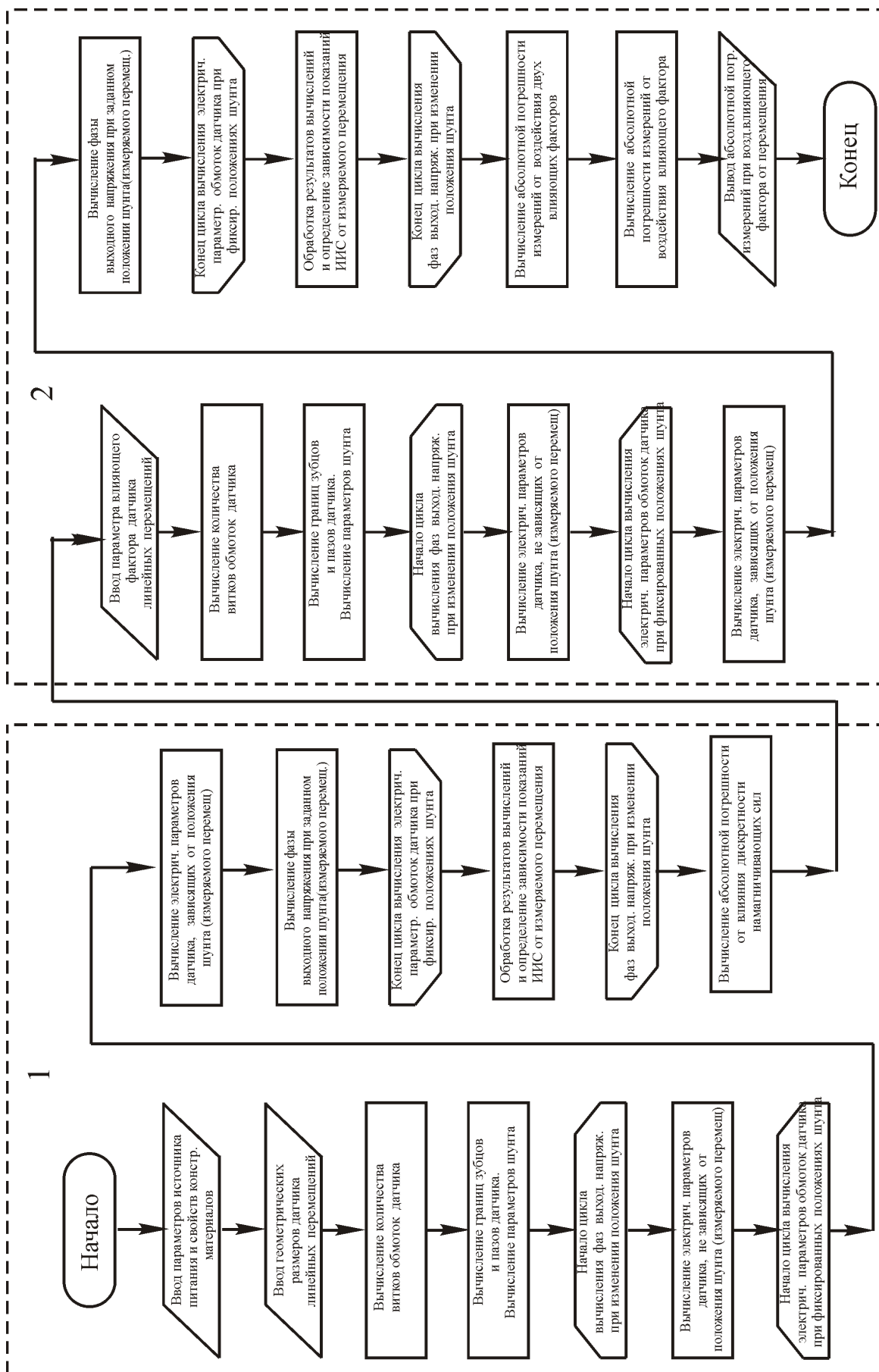
В главе 2 приведена структурная схема разработанной ИИС линейных перемещений при однофазном режиме работы датчика линейных перемещений. На основе этого режима работы проведено моделирование работы ИИС линейных перемещений.

Моделирование работы ИИС представляет собой сложную задачу, поскольку функция преобразования линейных перемещений в ИИС, определенная во второй главе, зависит от множества конструктивных параметров. Метод анализа функции преобразования, который был рассмотрен в нескольких исследованиях [20, 24, 27, 40], дает положительные результаты при определении воздействия различных факторов на погрешность ИИС. В связи с тем, что параметры элементов ИИС могут изменяться в значительных пределах, практически невозможно получить аналитическое выражение погрешности реальной ИИС в зависимости от влияющего фактора.

Поэтому очень часто анализ работы ИИС проводят с использованием современных средств информационных технологий (ИТ), заменяя физическое моделирование на имитационное, проводимое с помощью программных средств.

3.1 Имитационная модель ИИС линейных перемещений

Для построения имитационной модели ИИС линейных перемещений была использована программная среда MatLab, обладающая мощными графическими возможностями и комплексной визуализацией. MatLab представляет собой проверенную и надежную специализированную систему компьютерной математики, предназначенную для решения широкого спектра математических задач, с представлением данных в универсальной матричной форме [создано авторами] .



Создание имитационной модели ИИС направлено на отражение физических процессов, получение выходных данных ИИС и анализ зависимости погрешности системы от различных конструктивных и прочих параметров. Автор разработал программный m-файл в среде MatLab версии R2007b. Разработанная имитационная модель позволяет исследовать электрические и метрологические характеристики ИИС, учитывая особенности конструкции датчика, оказывающие влияние на погрешность. Схема алгоритма, реализующего имитационную модель ИИС линейных перемещений, представлена на рисунке 3.1.

Рассмотрим более подробно реализацию каждого из блоков имитационной модели. Листинг разработанного программного m-файла с текстовыми пояснениями приводится в Приложении 1.

Имитационная модель состоит из двух частей 1 и 2 похожих по своему содержанию. Это объясняется тем, что датчик линейных перемещений, как элемент ИИС, имеет параметр, который невозможно исключить в качестве влияющего фактора при анализе погрешности ИИС. Таким фактором является дискретность количества зубцов информационной линейки.

Найдено следующее решение. В первой части имитационной модели вычисляется абсолютная погрешность ИИС от воздействия фактора, которым является конечное количество зубцов информационной линейки. Во второй части имитационной модели вычисляется сначала абсолютная погрешность ИИС от одновременного воздействия на систему двух факторов. Абсолютная погрешность ИИС от действия второго влияющего фактора определяется разностью абсолютных погрешностей.

3.2 Структурная схема ИИС линейных перемещений

Для генерации магнитного поля в датчике линейных перемещений в ИИС существуют два варианта питания. В случае однофазного варианта используется однофазный источник питания, что приводит к пульсирующему магнитному полю датчика. В двухфазном варианте, для создания бегущего магнитного поля, применяется двухфазный или трехфазный источник питания. Наилучшие характеристики проявляет информационно-измерительная система линейных перемещений с использованием

равномерной обмотки датчика и однофазного генератора. Структурная схема ИИС измерения линейных перемещений в режиме однофазного питания датчика представлена на рисунке 3.1

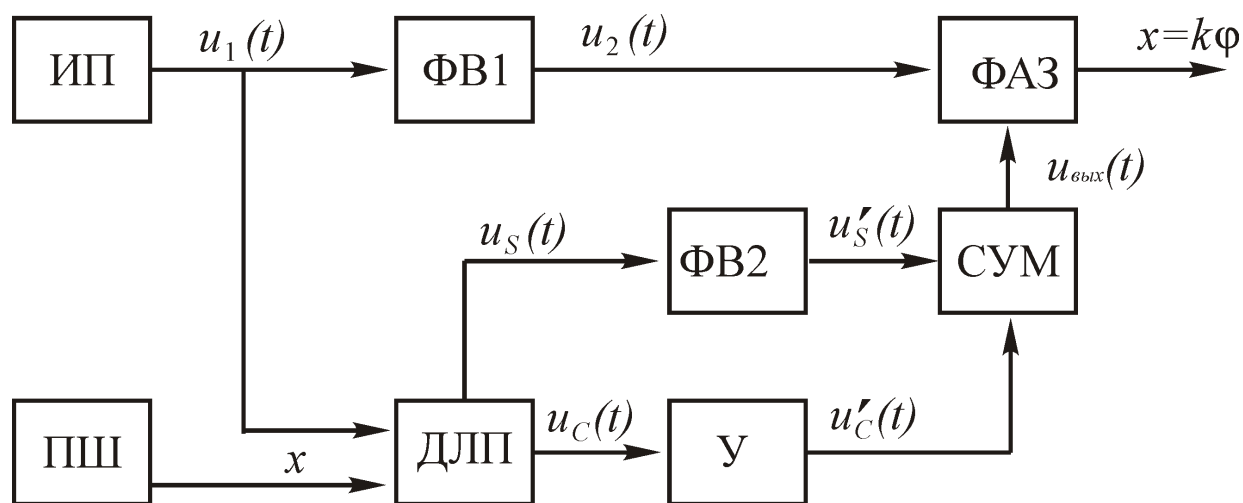


Рисунок 3.1 - Структурная схема ИИС измерения линейных перемещений в режиме однофазного питания датчика [создано авторами]

В данном варианте информационно-измерительная система включает в себя однофазный источник питания ИП, фазовый датчик линейных перемещений ДЛП, фазовращатель опорного напряжения ФВ1, фазовращатель синусного напряжения ФВ2, усилитель У, сумматор напряжений СУМ и фазометр Ф.

Напряжение от источника питания ИП подается на равномерную обмотку датчика линейных перемещений (ДЛП). Входной параметр — это перемещение магнитного шунта датчика, который тесно связан с объектом измерения (ПШ). Напряжение от косинусной обмотки $u_c(t)$ поступает на вход усилителя У. На выходе усилителя мы получаем напряжение $u'_c(t)$, пропорциональное $u_c(t)$ перемещению. Напряжение от синусной обмотки $u_s(t)$ передается на вход фазовращателя ФВ2, который смещает фазу напряжения синусной обмотки на 90 градусов. На выходе фазовращателя получаем напряжение $u'_s(t)$, также пропорциональное $u_s(t)$ перемещению, но с фазовым сдвигом на 90 градусов. Эти напряжения $u'_c(t)$ и $u'_s(t)$ подаются на вход сумматора, чей выходной сигнал, в идеальных условиях, имеет постоянную амплитуду колебаний.

Начальная фаза выходного напряжения сумматора пропорциональна перемещению шунта. Фазометр Φ измеряет фазовый сдвиг выходного напряжения сумматора относительно опорного напряжения $u_2(t)$, которое также пропорционально измеряемому перемещению.

3.3 ИИС для измерения линейных перемещений

ИИС, описываемая здесь, может быть осуществлена в двух вариантах питания для создания магнитного поля. В случае однофазного варианта используется однофазный источник питания, при этом магнитное поле датчика является пульсирующим. В двухфазном варианте, для создания бегущего магнитного поля, применяется двухфазный или трехфазный источник питания.

Схема блока ИИС для измерения линейных перемещений в режиме двухфазного питания представлена на рисунке 2.1.

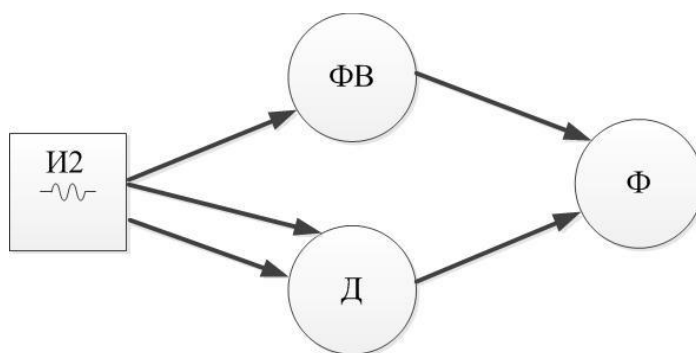


Рисунок 3.2 - Схема блока ИИС для измерения линейных перемещений в режиме двухфазного питания [создано авторами]

В данном случае информационно-измерительная система включает в себя двухфазный источник питания (И2), фазовый датчик линейных перемещений (Д), фазовращатель опорного напряжения (ФВ) и фазометр (Ф).

Схема измерительной системы для оценки линейных перемещений с использованием однофазного источника питания представлена на рисунке 3.3

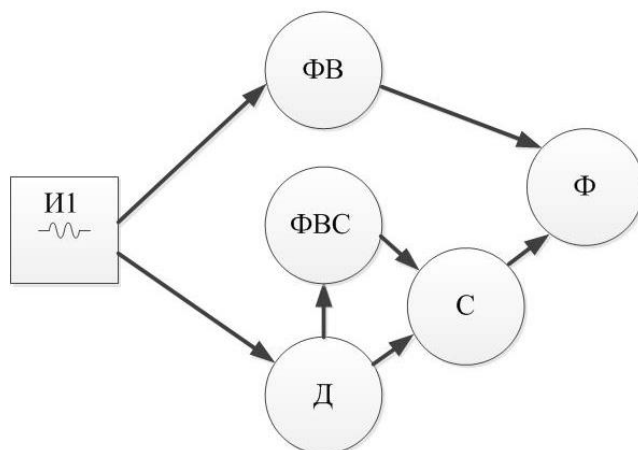


Рисунок 3.3 - Схема измерительной системы для оценки линейных перемещений с использованием однофазного источника питания [создано авторами]

Блок-схема включает в себя однофазный источник питания И1, два фазовращателя (опорного напряжения ФВ и синусного напряжения ФВС) и сумматор С. Выходное напряжение сумматора подается на фазометр Ф [135].

Вне зависимости от режима питания, входными параметрами ИИС являются напряжение питания источника электрической энергии И1 или И2 и линейное перемещение фазового датчика Д. Выходной параметр ИИС представляет собой фазовый сдвиг выходного напряжения относительно опорного напряжения.

На схемах блока в качестве нагрузки для источника питания представлены датчик перемещений Д и фазовращатель опорного напряжения ФВ. Основной нагрузкой для генератора является датчик перемещений, поскольку входное сопротивление фазовращателя достаточно высоко.

Структура подмены информационно-измерительной системы для измерения линейных перемещений

Проанализируем схему замещения ИИС для измерения линейных перемещений. Представив генератор в виде источника ЭДС с внутренним активным сопротивлением и игнорируя емкостные компоненты сопротивлений обмоток датчика, мы получим электрическую схему замещения ИИС для измерения линейных перемещений, представленную на рисунке 3.4.

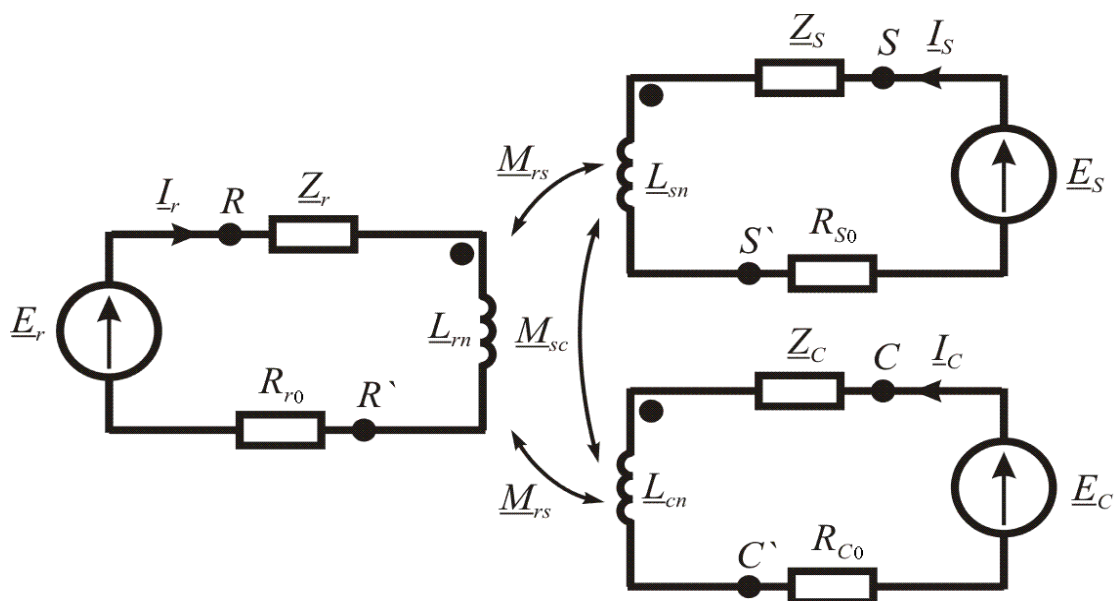


Рисунок 3.4 - Схема замещения ИИС [создано авторами]

Схема замещения включает следующие компоненты:

- идеальные источники ЭДС для питания контуров с синусной $\underline{E}_c$, косинусной $\underline{E}_k$ и равномерной обмотками $\underline{E}_p$;
- внутренние сопротивления источников ЭДС с синусной R'_c , косинусной R'_k и равномерной обмотками R'_p ;
- полные комплексные сопротивления синусной $\underline{Z}_c$, косинусной $\underline{Z}_k$ и равномерной обмоток R'_p .

Определение электрических параметров

Фазовый датчик линейных перемещений представляет собой основной конструктивный компонент рассматриваемой информационно-измерительной системы. В свою очередь, его характеристики определяет конструкция магнитной системы, представленная магнитопроводом и обмотками.

В общем случае все электромагнитные системы распределены в пространстве. В соответствии с изложенными в монографии определениями, под электромагнитной системой с распределенными параметрами понимается объединение магнитопровода и обмоток, где электромагнитные свойства зависят от того, как параметры этих элементов распределены в пространстве.

В фазовом датчике линейных перемещений используется магнитопровод круглого сечения, распределенный вдоль направления

измеряемого перемещения. Схема разреза магнитопровода в направлении измеряемого перемещения представлена на рисунке 3.5.

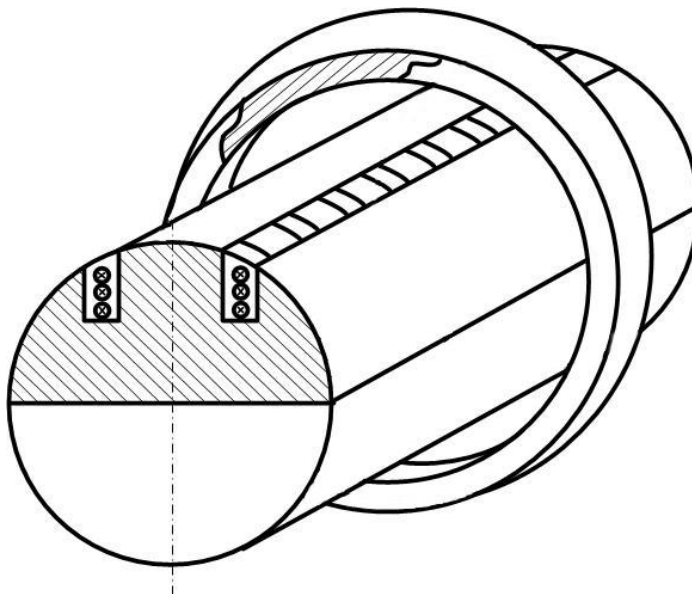


Рисунок 3.5 - Схема разреза магнитопровода в направлении измеряемого перемещения [37]

На рисунке 3.5 линиями 1 и 2 отмечены плоскости, соответствующие положению магнитного шунта, в котором в полости магнитного шунта находится зубец магнитопровода (линия 1) и паз (линия 2). Магнитное сопротивление в определенных направлениях ЭМС отличается из-за неравномерности воздушного промежутка.

Размер воздушного промежутка в плоскости 1 определяется величиной зазора между магнитным шунтом и магнитопроводом и равна $l_{в1} = \delta$.

Величина воздушного промежутка в плоскости 2 определяется суммой величины воздушного зазора между магнитным шунтом и магнитопроводом и высотой паза $l_{в2} = \delta + z$.

Длина активной части магнитопровода в плоскости 1 равна:

$$l_{м1} = l_{ср} - \delta \quad (3.1)$$

Длина активной части магнитопровода в плоскости 2 равна:

$$l_{м2} = l_{ср} - \delta - z \quad (3.2)$$

Удельная магнитная проводимость в общем случае определяется по формуле:

$$y_m = \frac{\mu_0 h}{l_m / \mu + l_b} \quad (3.3)$$

Удельная магнитная проводимость в плоскости 1 будет равна:

$$y_{m1} = \frac{\mu_0 h}{1 / \mu (l_{cp} - \delta) + \delta} \quad (3.4)$$

Удельная магнитная проводимость в плоскости 2 будет равна:

$$y_{m2} = \frac{\mu_0 h}{1 / \mu (l_{cp} - z - \delta) + \delta + z} \quad (3.5)$$

Справедливым является соотношение $y_{m1} > y_{m2}$, так как размер воздушного зазора между зубцом и магнитным шунтом в положении, соответствующем плоскости 1, будет меньше, чем в положении, соответствующем плоскости 2.

Параметры ЭМС на участке информационной линейки, не подверженной воздействию магнитного шунта, будут отличаться.

Магнитное сопротивление информационной линейки в зоне паза и зубца различается из-за разницы в величине воздушного зазора.

Размер воздушного зазора в плоскости 1 определяется расстоянием между магнитным шунтом и магнитопроводом, а также шириной магнитного шунта, и равен $l'_{b1} = \delta + h$.

Величина воздушного промежутка в плоскости 2 определяется результатом сложения величин воздушного зазора между магнитным шунтом и магнитопроводом, высоты паза и ширины магнитного шунта

$$l'_{b2} = \delta + z + h \quad (3.6)$$

Длина активной части магнитопровода в плоскости 1 равна

$$l'_{m1} = l_{cp} - \delta - h \quad (3.7)$$

Длина активной части магнитопровода в плоскости 2 равна:

$$l'_{m2} = l_{cp} - \delta - z - h \quad (3.8)$$

Удельная магнитная проводимость в плоскости 1 будет равна

$$y'_{m1} = \frac{\mu_0 h}{\frac{1}{\mu} (l_{cp} - \delta - h) + \delta + h} \quad (3.9)$$

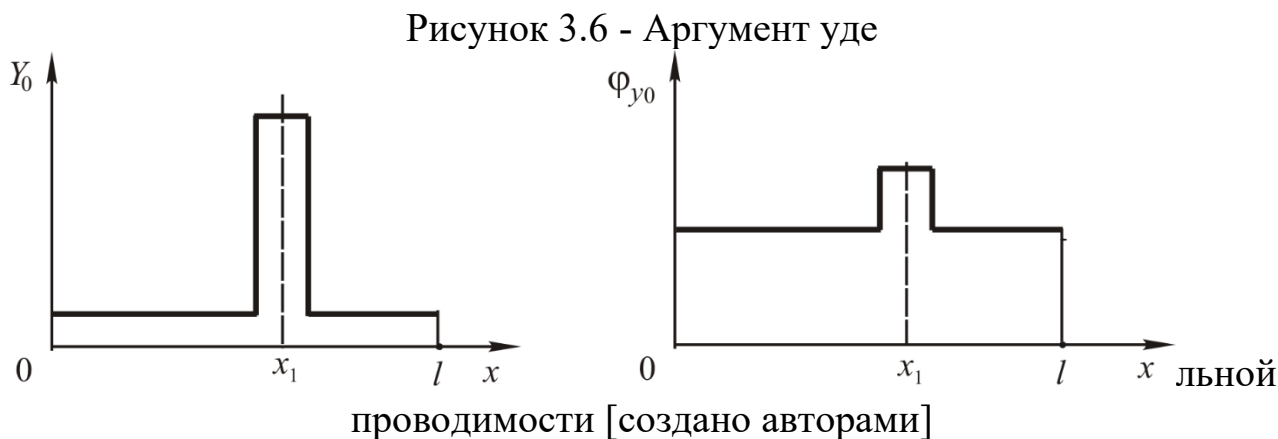
Удельная магнитная проводимость в плоскости 2 будет равна

$$y'_{m2} = \frac{\mu_0 h}{\frac{1}{\mu} (l_{cp} - z - \delta - h) + \delta + z + h} \quad (3.10)$$

В общем случае, удельная магнитная проводимость представляет собой комплексную величину, описываемую модулем (абсолютной величиной) y_m и фазовым углом (аргументом) ψ_m .

Ключевым параметром для фазовых датчиков механических величин с бегущим магнитным полем, работающих на основе нарушения однородности магнитного поля, является распределение удельной магнитной проводимости вдоль оси магнитопровода $y_m = f(x)$. Количество положений магнитного шунта, соответствующих плоскости 1 и удельной магнитной проводимости y_{m1} , равно числу зубцов магнитопровода. В датчиках линейных перемещений с рассмотренной электромагнитной системой значение магнитной проводимости y_{m1} распределено дискретно по длине магнитопровода и соответствует дискретному распределению витков обмоток по зубцам. В таких случаях определение электрических параметров ЭМС представляется сложным, и с целью упрощения задачи проводится замена дискретного распределения проводимости линейным распределением по длине зубцового деления l , а, следовательно, по всей длине магнитопровода (см. рисунок 3.5).

На рисунке 3.6 максимальная проводимость соответствует определенному положению x_1 . В положении x_1 расстояние между магнитным шунтом и магнитопроводом минимально. Аргумент удельной проводимости меняется не так существенно, как отражено на представленном графике изображения 3.6.



Игнорируя на текущем этапе сопротивление проводов и индуктивности рассеяния, и учитывая закон распределения удельной магнитной проводимости $\underline{y}_m = f(x)$, удельной собственной индуктивности и удельной взаимной индуктивности, можно определить электрические параметры обмоток электромагнитной системы. Количество проводников в обмотках изменяется в зависимости от местоположения сечения в соответствии с равномерным, линейным или синусоидальным законом.

В общем контексте, согласно содержанию монографии, индуктивность собственной катушки, где количество проводников распределено вдоль оси x по закону $W_1(x)$, может быть определена с использованием следующей формулы:

$$\underline{L} = \int_0^l W_1(x)^2 \underline{y}_m(x) dx \quad (3.11)$$

где l - длина ЭМС.

Для равномерно распределенного количества витков обмотки удельная индуктивность будет равна:

$$\underline{L}_p = W_p^2 \underline{y}_m l \quad (3.12)$$

В случае отсутствия магнитного шунта, составляющие индуктивности однородной обмотки равны:

$$\begin{aligned} \underline{L}'_{p1} &= W_p^2 \underline{y}_{m1} l = W_p^2 l \frac{\mu_0 h}{1/\mu (l_{cp} - \delta - h) + \delta + h}, \\ \underline{L}'_{p2} &= W_p^2 \underline{y}_{m2} l = W_p^2 l \frac{\mu_0 h}{1/\mu (l_{cp} - \delta - h - z) + \delta + h + z} \end{aligned} \quad (3.13)$$

При условии наложения магнитного шунта составляющие индуктивности равномерной обмотки равны:

$$\begin{aligned} \underline{L}_{p1} &= W_p^2 \underline{y}_{m1} g = W_p^2 g \frac{\mu_0 h}{1/\mu (l_{cp} - \delta) + \delta}, \\ \underline{L}_{p2} &= W_p^2 \underline{y}_{m2} g = W_p^2 g \frac{\mu_0 h}{1/\mu (l_{cp} - \delta - z) + \delta + z} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Полная индуктивность равномерной обмотки складывается из суммы (3.13-3.14) приведенных выше составляющих:

$$\underline{L}_p = \underline{L}'_{p1} + \underline{L}'_{p2} + \underline{L}_{p1} + \underline{L}_{p2} \quad (3.15)$$

или в другой форме записи:

$$\underline{L}_p = W_p^2 \mu_0 h \left(\frac{l}{1/\mu (l_{cp} - \delta - h) + \delta + h} + \frac{l}{1/\mu (l_{cp} - \delta - h - z) + \delta + h + z} + \frac{g}{1/\mu (l_{cp} - \delta) + \delta} + \frac{g}{1/\mu (l_{cp} - \delta - z) + \delta + z} \right) \quad (3.16)$$

После некоторых преобразований получим:

$$\underline{L}_p = W_p^2 \mu \mu_0 h \left(\frac{l}{l_{cp} - \delta - h + \mu(\delta + h)} + \frac{l}{l_{cp} - \delta - h - z + \mu(\delta + h + z)} + \frac{g}{l_{cp} + \delta(\mu - 1)} + \frac{g}{l_{cp} - \delta - z + \mu(\delta + z)} \right) \quad (3.17)$$

При распределении витков обмотки вдоль средней линии воздушного зазора с синусоидальным профилем, удельная индуктивность определяется:

$$L_c = y_{m1} W_m^2 \sin^2 \frac{2\pi}{l} x \quad (3.18)$$

При распределении витков обмотки вдоль средней линии воздушного зазора с использованием синусной формы, удельная индуктивность будет определяться по формулам (3.19-3.20):

$$\begin{aligned} L'_{c1} &= \int_0^l W_m^2 y'_{m1} \sin^2 \frac{2\pi}{l} dx = W_m^2 y'_{m1} \left(\frac{l}{2} - \frac{l}{8\pi} \sin \frac{4\pi}{l} l \right) = \\ &= \frac{1}{2} W_m^2 \frac{\mu_0 h l}{1/\mu (l_{cp} - \delta - h) + \delta + h}. \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} L'_{c2} &= \int_0^l W_m^2 y'_{m2} \sin^2 \frac{2\pi}{l} dx = W_m^2 y'_{m2} \left(\frac{l}{2} - \frac{l}{8\pi} \sin \frac{4\pi}{l} l \right) = \\ &= \frac{1}{2} W_m^2 \frac{\mu_0 h l}{1/\mu (l_{cp} - z - \delta - h) + \delta + z + h} \end{aligned} \quad (3.20)$$

При условии наложения магнитного шунта составляющие индуктивности синусной обмотки находят по формулам (3.21-3.22):

$$L_{c1} = \int_{-g/2}^{g/2} W_m^2 y_{m1} \sin^2 \frac{2\pi}{l} dx = W_m^2 y_{m1} \left(\frac{g}{2} - \frac{l}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{l} g \right) =$$

$$= \frac{1}{2} W_m^2 \frac{\mu_0 h}{\frac{1}{\mu} (l_{cp} - \delta) + \delta} \left(g - \frac{l}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{l} g \right) \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} L_{c2} &= \int_{-g/2}^{g/2} W_m^2 y_{m2} \sin^2 \frac{2\pi}{l} dx = W_m^2 y_{m2} \left(\frac{g}{2} - \frac{l}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{l} g \right) = \\ &= \frac{1}{2} W_m^2 \frac{\mu_0 h}{\frac{1}{\mu} (l_{cp} - z - \delta) + \delta + z} \left(g - \frac{l}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{l} g \right) \end{aligned} \quad (3.22)$$

Полная индуктивность синусной обмотки складывается из суммы приведенных выше составляющих (3.19-3.22):

$$\underline{L}_c = \underline{L}'_{c1} + \underline{L}'_{c2} + \underline{L}_{c1} + \underline{L}_{c2} \quad (3.23)$$

или в другой форме записи:

$$L_c = \frac{1}{2} W_m^2 \mu_0 h \left(\frac{l}{\frac{1}{\mu} (l_{cp} - \delta - h) + \delta + h} + \frac{l}{\frac{1}{\mu} (l_{cp} - z - \delta - h) + \delta + z + h} + \right. \\ \left. + \frac{1}{\frac{1}{\mu} (l_{cp} - \delta) + \delta} \left(g - \frac{l}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{l} g \right) + \right. \\ \left. + \frac{1}{\frac{1}{\mu} (l_{cp} - z - \delta) + \delta + z} \left(g - \frac{l}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{l} g \right) \right). \quad (3.24)$$

После некоторых преобразований получим:

$$\underline{L}_c = \frac{1}{2} W_m^2 \mu \mu_0 \left(\frac{l}{l_{cp} - \delta - h + \mu(\delta + h)} + \frac{l}{l_{cp} - z - \delta - h + \mu(\delta + z + h)} + \right. \\ \left. + \left(\frac{1}{l_{cp} - \delta + \mu\delta} + \frac{1}{l_{cp} - z - \delta + \mu(\delta + z)} \right) \left(g - \frac{l}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{l} g \right) \right). \quad (3.25)$$

Как следует из полученной зависимости (3.25), распределение индуктивности синусной обмотки по измерительной линейке определяется по закону синусоиды.

Если витки обмотки воздушного зазора распределены по косинусной функции вдоль средней линии, то удельная индуктивность будет определена по формуле (3.26):

$$L_k = y_{m1} W_m^2 \cos^2 \frac{2\pi}{l} x \quad (3.26)$$

При отсутствии магнитного шунта составляющие индуктивности косинусной обмотки равны:

$$\begin{aligned} L'_{k1} &= \int_0^l W_m^2 y'_{m1} \cos^2 \frac{2\pi}{l} dx = W_m^2 y'_{m1} \left(\frac{l}{2} + \frac{l}{8\pi} \sin \frac{4\pi}{l} l \right) = \\ &= \frac{1}{2} W_m^2 \frac{\mu_0 h l}{1/\mu (l_{cp} - \delta - h) + \delta + h} \end{aligned} \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned} L'_{k2} &= \int_0^{l-g} W_m^2 y'_{m2} \cos^2 \frac{2\pi}{l} dx = W_m^2 y'_{m2} \left(\frac{l}{2} + \frac{l}{8\pi} \sin \frac{4\pi}{l} l \right) = \\ &= \frac{1}{2} W_m^2 \frac{\mu_0 h l}{1/\mu (l_{cp} - z - \delta - h) + \delta + z + h} \end{aligned} \quad (3.28)$$

При условии наложения магнитного шунта составляющие индуктивности косинусной обмотки равны:

$$\begin{aligned} L_{k1} &= \int_{-g/2}^{g/2} W_m^2 y_{m1} \cos^2 \frac{2\pi}{l} dx = W_m^2 y_{m1} \left(\frac{g}{2} + \frac{l}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{l} g \right) = \\ &= \frac{1}{2} W_m^2 \frac{\mu_0 h}{1/\mu (l_{cp} - \delta) + \delta} \left(g + \frac{l}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{l} g \right) \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$L_{k2} = \int_{-g/2}^{g/2} W_m^2 y_{m2} \cos^2 \frac{2\pi}{l} dx = W_m^2 y_{m2} \left(\frac{g}{2} + \frac{l}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{l} g \right) =$$

$$= \frac{1}{2} W_m^2 \frac{\mu_0 h}{\frac{1}{\mu} (l_{cp} - z - \delta) + \delta + z} \left(g + \frac{l}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{l} g \right) \quad (3.30)$$

Полная индуктивность синусной обмотки складывается из суммы составляющих (3.27-3.30):

$$\underline{L}_K = \underline{L}'_{K1} + \underline{L}'_{K2} + \underline{L}_{K1} + \underline{L}_{K2} \quad (3.31)$$

или в другой форме записи

$$\underline{L}_K = \frac{1}{2} W_m^2 \mu_0 h \left(\frac{l}{\frac{1}{\mu} (l_{cp} - \delta - h) + \delta + h} + \frac{l}{\frac{1}{\mu} (l_{cp} - z - \delta - h) + \delta + z + h} + \frac{1}{\frac{1}{\mu} (l_{cp} - \delta) + \delta} \left(g + \frac{l}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{l} g \right) + \frac{1}{\frac{1}{\mu} (l_{cp} - z - \delta) + \delta + z} \left(g + \frac{l}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{l} g \right) \right). \quad (3.32)$$

После некоторых преобразований получим (3.33):

$$\underline{L}_K = \frac{1}{2} W_m^2 \mu \mu_0 \left(\frac{l}{l_{cp} - \delta - h + \mu(\delta + h)} + \frac{l}{l_{cp} - z - \delta - h + \mu(\delta + z + h)} + \left(\frac{1}{l_{cp} - \delta + \mu\delta} + \frac{1}{l_{cp} - z - \delta + \mu(\delta + z)} \right) \left(g + \frac{l}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{l} g \right) \right) \quad (3.33)$$

Как следует из полученной зависимости (3.33), распределение индуктивности косинусной обмотки по измерительной линейке определяется по закону синусоиды.

Проанализировав зависимости для индуктивностей синусной и косинусной обмоток, можно отметить, что соответствующие аналитические выражения отличаются только знаком перед значением $\sin \frac{2\pi}{l} g$.

В общем случае, согласно содержанию монографии, взаимная индуктивность обмоток, где количество проводников распределено

вдоль оси в соответствии с законами $W_1(x)$ и $W_2(x)$, может быть определена при помощи формулы (3.34):

$$\underline{M} = \int_0^l W_1(x) W_2(x) \underline{y}_m(x) dx \quad (3.34)$$

Для обмотки, в которой количество витков равномерно распределено или распределено по синусному закону, характеризуется удельной взаимной индуктивностью

$$\underline{M}_{pc} = W_p W_c \underline{y}_m l \quad (3.35)$$

В случае отсутствия магнитного шунта величины взаимной индуктивности равномерной и синусной обмоток описываются следующим выражением:

$$\underline{M}'_{pc} = W_p W_c \underline{y}'_m l \quad (3.36)$$

$$\underline{M}'_{pc1} = \int_0^l W_p W_m \underline{y}'_{m1} \sin \frac{2\pi}{l} x dx = \frac{1}{2\pi} W_p W_m \underline{y}'_{m1} \left(-\cos \frac{2\pi}{l} l + \cos \frac{2\pi}{l} 0 \right) = 0. \quad (3.37)$$

Аналогично

$$\underline{M}'_{pc2} = \int_0^l W_p W_m \underline{y}'_{m2} \sin \frac{2\pi}{l} x dx = 0. \quad (3.38)$$

При условии наложения магнитного шунта составляющие индуктивности, взаимодействующая между равномерной и синусоидальной обмотками равны:

$$\underline{M}_{pc1} = \int_{-\frac{g}{2}}^{\frac{g}{2}} W_p W_m \underline{y}_{m1} \sin \frac{2\pi}{l} x dx = \frac{1}{2\pi} W_p W_m \underline{y}_{m1} \left(-\cos \frac{\pi g}{l} + \cos \frac{\pi g}{l} \right) = 0. \quad (3.39)$$

$$\underline{M}_{pc2} = \int_{-\frac{g}{2}}^{\frac{g}{2}} W_p W_m \underline{y}_{m2} \sin \frac{2\pi}{l} x dx = 0. \quad (3.40)$$

Полная взаимная индуктивность равномерной и синусной обмоток складывается из суммы (3.37-3.40) составляющих:

$$\underline{M}_{pc} = \underline{M}'_{pc1} + \underline{M}'_{pc2} + \underline{M}_{pc1} + \underline{M}_{pc2} \quad (3.41)$$

Подставив значения, получим, что индуктивность, взаимодействующая между равномерной и синусоидальной обмотками равна нулю:

$$\underline{M}_{pc} = 0 \quad (3.42)$$

Формула для удельной взаимной индуктивности существует как для обмотки с равномерно распределенным, так и для обмотки с распределением в соответствии с косинусным законом количеством витков

$$\underline{M}_{pk} = W_p W_k \underline{y}_m l \quad (3.43)$$

В случае отсутствия магнитного шунта значения взаимной индуктивности для равномерной и косинусной обмоток совпадают, и определяются по формуле (3.44):

$$\underline{M}'_{pk} = W_p W_k \underline{y}'_m l \quad (3.44)$$

$$\underline{M}'_{pk1} = \int_0^l W_p W_m \underline{y}'_{m1} \cos \frac{2\pi}{l} x dx = \frac{1}{2\pi} W_p W_m \underline{y}'_{m1} \left(\sin \frac{2\pi}{l} l \right) = 0. \quad (3.45)$$

Аналогично

$$\underline{M}'_{pk2} = \int_0^l W_p W_m \underline{y}'_{m2} \cos \frac{2\pi}{l} x dx = 0. \quad (3.46)$$

При условии наложения магнитного шунта составляющие индуктивности, взаимодействующая между равномерной и синусоидальной обмотками равны

$$\underline{M}_{pk1} = \int_{-g/2}^{g/2} W_p W_m \underline{y}_{m1} \cos \frac{2\pi}{l} x dx = \frac{1}{2\pi} W_p W_m \underline{y}_{m1} \left(\sin \frac{\pi g}{l} - \sin \frac{\pi g}{l} \right) = 0. \quad (3.47)$$

$$\underline{M}_{pk2} = \int_{-g/2}^{g/2} W_p W_m \underline{y}_{m2} \cos \frac{2\pi}{l} x dx = 0. \quad (3.48)$$

Полная взаимная индуктивность равномерной и косинусной обмоток складывается из суммы (3.45-3.48) приведенных выше составляющих:

$$\underline{M}_{pk} = \underline{M}'_{pk1} + \underline{M}'_{pk2} + \underline{M}_{pk1} + \underline{M}_{pk2} \quad (3.49)$$

Подставив значения, получим, что индуктивность, взаимодействующая между равномерной и синусоидальной обмотками равна нулю:

$$\underline{M}_{pk} = 0 \quad (3.50)$$

Удельная взаимная индуктивность для обмоток, распределенных в соответствии с законом косинуса и синуса по количеству витков, определяется с использованием следующей формулы:

$$\underline{M}_{ck} = W_c W_k \underline{y}_m l \quad (3.51)$$

В случае отсутствия магнитного шунта, компоненты взаимной индуктивности синусной и косинусной обмоток равны в соответствии:

$$\underline{M}'_{ck} = W_c W_k \underline{y}'_m l \quad (3.52)$$

$$\underline{M}'_{\text{ck1}} = \int_0^l W_m^2 \underline{y}'_{\text{m1}} \cos \frac{2\pi}{l} x \sin \frac{2\pi}{l} x dx = \frac{1}{8\pi} W_m^2 \underline{y}'_{\text{m1}} \left(\cos \frac{4\pi}{l} l - \cos \frac{4\pi}{l} 0 \right) = 0. \quad (3.53)$$

Аналогично

$$\underline{M}'_{\text{ck2}} = \int_0^l W_m^2 \underline{y}'_{\text{m2}} \cos \frac{2\pi}{l} x \sin \frac{2\pi}{l} x dx = 0. \quad (3.54)$$

При условии наложения магнитного шунта составляющие индуктивности, взаимодействующая между равномерной и синусоидальной обмотками равны (3.55-3.56):

$$\underline{M}_{\text{ck1}} = \int_{-g/2}^{g/2} W_m^2 \underline{y}_{\text{m1}} \cos \frac{2\pi}{l} x \sin \frac{2\pi}{l} x dx = \frac{1}{8\pi} W_m^2 \underline{y}_{\text{m1}} \left(\cos \frac{2\pi g}{l} + \cos \frac{2\pi g}{l} \right) = 0. \quad (3.55)$$

$$\underline{M}_{\text{ck2}} = \int_{-g/2}^{g/2} W_m^2 \underline{y}_{\text{m2}} \cos \frac{2\pi}{l} x \sin \frac{2\pi}{l} x dx = 0. \quad (3.56)$$

Полная взаимная индуктивность синусной и косинусной обмоток складывается из суммы (3.53-3.56) составляющих:

$$\underline{M}_{\text{ck}} = \underline{M}'_{\text{ck1}} + \underline{M}'_{\text{ck2}} + \underline{M}_{\text{ck1}} + \underline{M}_{\text{ck2}} \quad (3.57)$$

Подставив значения, получим, что индуктивность, взаимодействующая между равномерной и синусоидальной обмотками равна

$$\underline{M}_{\text{ck}} = 0 \quad (3.58)$$

Проведя анализ полученных зависимостей, можно сделать вывод, что электрические параметры датчика линейных перемещений влияют на его характеристики только через собственные индуктивности обмоток.

Полученные выражения предоставляют возможность определить передаточную функцию фазового датчика линейных перемещений и взаимосвязи между токами и напряжениями всех обмоток. Это позволяет провести анализ работы ИИС линейных перемещений, основанной на фазовом датчике.

3.4. Некоторые соотношения для фазового датчика линейных перемещений

В режиме работы датчика линейных перемещений с двумя фазами синусная и косинусная обмотки датчика питаются от двухфазного источника переменного тока. Изменение тока в косинусной обмотке описывается следующим законом относительно времени:

$$i_k = I_m \sin \omega t \quad (3.59)$$

где I_m – амплитуда тока;

ω – угловая частота питающего напряжения.

Обмотка, охарактеризованная синусоидальным напряжением, подается от источника, фаза которого смещена на четверть периода по отношению к напряжению косинусной обмотки. Таким образом, ток в синусной обмотке будет иметь сдвиг по фазе относительно тока на угол $\pi/2$ и будет изменяться со временем согласно следующему закону:

$$i_c = I_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.60)$$

В режиме работы с двумя фазами намагничивающая сила k -го зубца информационной линейки вычисляется как сумма намагничивающих сил двух обмоток:

$$F_k = I_m \sin \omega t \cdot W_m \cdot \cos \left(\frac{2\pi}{n} (k - 0,5) \right) + I_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \cdot W_m \sin \left(\frac{2\pi}{n} (k - 0,5) \right). \quad (3.61)$$

Значение результирующей намагничивающей силы k -го зубца останется постоянным, а начальная фаза будет определена уравнением

$$\varphi_{Fk} = \frac{2\pi}{n}(k - 0,5) \quad (3.62)$$

Удельный магнитный поток Φ_0 остается постоянным внутри каждого зубца в любой момент времени. Внутри информационной линейки мгновенные значения магнитного потока представлены в форме ступенчатой функции. Амплитуда магнитного потока для каждого зубца изменяется в соответствии с синусоидальным законом, зависящим от порядкового номера зубца:

$$\Phi_0(t_1, k) = \Phi_{0m} \sin\left(\omega t_1 + \frac{2\pi}{n}(k - 0,5)\right) \quad (3.63)$$

где t_1 - произвольный момент времени.

Таким образом, при использовании двухфазного напряжения для питания синусной и косинусной обмоток датчика создается бегущее магнитное поле, чьи силовые линии закрываются в плоскости, перпендикулярной направлению перемещения шунта.

На рисунке 3.7 представлен поперечный разрез датчика в произвольной зоне, где отсутствует магнитный шунт, и в зоне, где присутствует магнитный шунт над информационной линейкой. Соответствующие магнитные потоки обозначены двумя силовыми линиями и обозначаются как Φ_1 и Φ_2 . Стоит отметить, что удельный магнитный поток Φ_1 на единицу длины информационной линейки будет относительно мал из-за высокого магнитного сопротивления эквивалентного воздушного зазора [52].

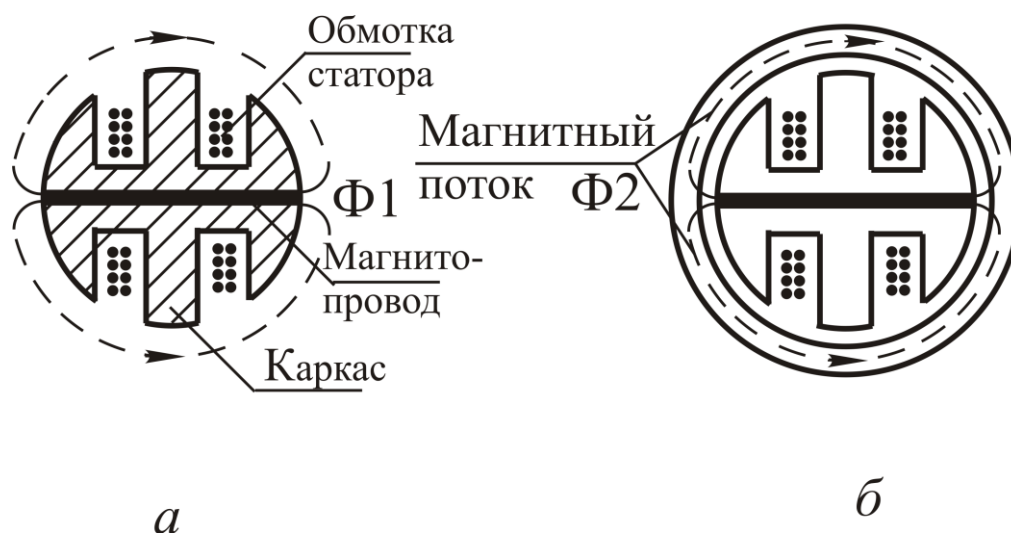


Рисунок 3.7 - Поперечный разрез датчика [52]

Если магнитопровод информационной линейки является однородным, то есть его удельное магнитное сопротивление постоянно на всей длине линейки, то результирующий магнитный поток и напряжение на выходе равномерной обмотки будут равны нулю. Однако в зоне, где расположен магнитный шунт, нарушается однородность магнитопровода. Магнитное сопротивление участка информационной линейки под воздействием магнитного шунта уменьшится, что приведет к увеличению магнитного потока в этом участке.

Таким образом, результирующий магнитный поток в равномерной обмотке будет зависеть от изменения магнитного потока в зоне, где находится подвижный шунт. Начальная фаза выходного напряжения будет определяться начальной фазой результирующего магнитного потока, которая, в свою очередь, зависит от начальной фазы намагничивающей силы этого участка. Магнитный поток, сцепленный с равномерной обмоткой, будет изменяться по синусоидальному закону во времени с начальной фазой, определенной начальной фазой намагничивающей силы участка. При перемещении магнитного шунта начальная фаза выходного напряжения будет изменяться пропорционально расстоянию от начала информационной линейки до середины шунта.

Особенностью рассматриваемой электромагнитной системы (ЭМС) по сравнению с существующими магнитными системами фазовращателей является локальное взаимодействие обмоток. Это проявляется в том, что удельный магнитный поток в каждом сечении магнитопровода зависит только от намагничивающей силы обмоток,

действующей на данное сечение. Взаимодействие обмоток происходит механически в направлении, перпендикулярном перемещению магнитного поля. Результирующее взаимодействие обмоток вдоль направления перемещения равно нулю, так как обе обмотки расположены на информационной линейке. Работа ЭМС основана на изменении однородности магнитопровода информационной линейки, что проявляется в изменении начальной фазы выходного напряжения в соответствии с перемещением магнитного шунта.

В общем случае в полости магнитного шунта содержатся зубец магнитопровода и паз. Произведены условные поперечные сечения вдоль линий 1 и 2 на рисунке 3.7 а и б. Магнитное сопротивление ЭМС в этих сечениях различается из-за разной эквивалентной длины воздушного промежутка.

Величина воздушного зазора в зоне расположения магнитного шунта равна

$$l_{в1} = \delta \quad (3.64)$$

Величина воздушного зазора в области, где отсутствует магнитный шунт, определяется как сумма величины воздушного зазора между магнитным шунтом и магнитопроводом, а также зазора в пазах:

$$l_{в2} = (\delta + z) \quad (3.65)$$

Длина активной части магнитопровода в сечении 1 равна:

$$l_{м1} = l_{ср} - \delta \quad (3.66)$$

Длина активной части магнитопровода в сечении 2 равна:

$$l_{м2} = l_{ср} - (\delta + z) \quad (3.67)$$

Тем не менее, при анализе датчиков механических величин, которые осуществляют преобразование механических величин в электрические, необходимо учитывать пространственное

распределение параметров электромагнитных систем (ЭМС). Подробное изложение данного вопроса с соответствующими аргументами можно найти в монографии.

Для учета пространственного распределения параметров ЭМС предлагается воспользоваться понятием удельных электрических и магнитных величин [11], которые определены для единицы длины элементарного магнитопровода Δx .

В случае наличия распределенной электромагнитной системы, введение удельных параметров облегчает установление простой связи между токами и напряжениями, которая зависит от электрических и магнитных характеристик ЭМС.

На данном этапе, игнорируя сопротивление проводов и индуктивности рассеяния, при условии знания законов распределения удельной магнитной проводимости по длине магнитопровода $\underline{y}_m = f(x)$, удельной собственной индуктивности и удельной взаимной индуктивности, можно провести расчет электрических параметров обмоток электромагнитной системы.

Магнитная проводимость на единицу объема в общем случае рассчитывается с использованием следующей формулы:

$$\underline{y}_m = \frac{\mu_0 h}{l_m / \underline{\mu} + l_b} \quad (3.68)$$

где μ_0 - абсолютная магнитная проницаемость воздуха;

h - ширина магнитного шунта;

$\underline{\mu}$ - относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода.

Относительная магнитная проницаемость представлена в форме комплексного значения с целью учета явления магнитной вязкости. Это явление проявляется в форме эллиптической кривой намагничивания при слабых магнитных полях и повышенных частотах перемагничивания. В таких случаях возникает фазовый сдвиг φ_m между напряженностью и индукцией магнитного поля. Таким образом, для определения относительной магнитной проницаемости используется выражение, включающее отношение абсолютной магнитной проницаемости к проницаемости вакуума:

$$\underline{\mu} = \underline{\mu}_a / \mu_0 = \mu e^{-j\varphi_M} \quad (3.69)$$

Необходимость учитывать данный эффект для определения параметров электромагнитной совместимости (ЭМС) датчиков более детально разъяснена в исследовании, представленном в работе [120].

Справедливым будет соотношение $\underline{y}_{m1} > \underline{y}_{m2}$, т.к. величины эквивалентного воздушного зазора различно.

Однородность магнитопровода нарушается введением шунта, который скачкообразно изменяет удельную магнитную проводимость в зоне своего расположения.

В общем случае, удельная магнитная проводимость представляет собой комплексную величину, которая описывается модулем y_m и аргументом φ_m .

Важной характеристикой фазовых датчиков механических величин с бегущим магнитным полем, принцип действия которых базируется на нарушении однородности магнитного поля, является распределение удельной магнитной проводимости вдоль оси магнитопровода, согласно исследованию Горячева $\underline{y}_m = f(x)$. Количество позиций магнитного шунта, соответствующих удельной магнитной проводимости $\underline{y}_{m1}$, соответствует числу зубцов магнитопровода. В датчиках линейных перемещений с описанной электромагнитной системой значение магнитной проводимости дискретно распределено вдоль магнитопровода $\underline{y}_{m1}$, соответствуя дискретному распределению витков обмоток по зубцам. В данном случае определение электрических параметров электромагнитной системы затруднительно, и для упрощения задачи производится замена дискретного распределения проводимости линейным распределением вдоль зубцового деления l и, соответственно, по всей длине магнитопровода (см. рисунок 3.8) [137].

На рисунке 3.8 видно, что определенному положению (зубцу магнитопровода) соответствует максимальное значение проводимости. Это положение x_1 соответствует перекрытию определенного зубца информационной линейки магнитным шунтом. График на рисунке 3.8 отображает изменение аргумента удельной проводимости.

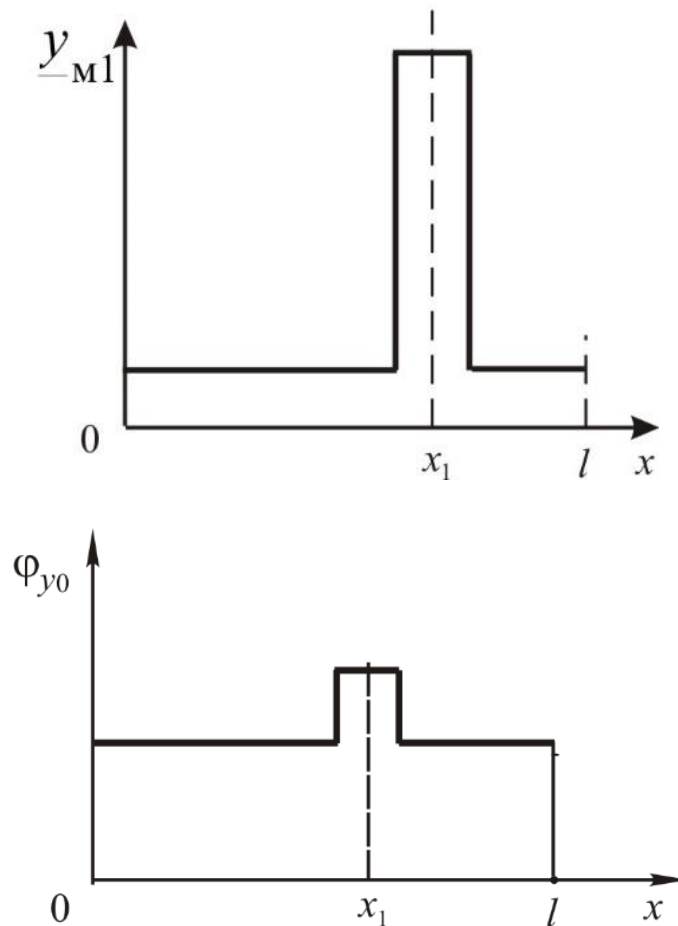


Рисунок 3.8 - Изменение аргумента удельной проводимости [137].

Изучение графиков на рисунке 3.8 показывает, что положение шунта оказывает более существенное воздействие на изменение модуля магнитной проводимости, чем на значение аргумента.

3.5. Блок геометрических размеров и физических параметров

В разделе геометрических размеров имитационной модели вводятся исходные параметры, такие как количество зубцов датчика, относительная и абсолютная магнитная проницаемость материала, используемого в магнитном устройстве, параметры источника питания и геометрические характеристики магнитопровода. Затем определяются количество витков обмоток и геометрические параметры шунта.

В зависимости от количества зубцов информационной линейки производится расчет расположения осей и границ зубцов.

Далее определяется постоянное количество витков равномерной обмотки, и производится расчет распределенных значений количества витков синусной и косинусной обмоток в зависимости от номера зубца.

Затем устанавливается начальное положение шунта и его перемещение.

Таким образом, в блоке геометрических размеров и физических параметров вводятся следующие параметры в качестве исходных данных:

- количество зубцов;
- относительная и комплексная магнитная проницаемость;
- параметры напряжения питания;
- сопротивления нагрузки обмоток;
- высота зубца информационной линейки;
- высота магнитного шунта;
- длина воздушного зазора;
- длина средней линии магнитопровода в поперечном сечении;
- ширина зубца;
- максимальное число витков синусной и косинусной обмоток;
- число витков равномерно распределенной обмотки;
- начальное положение шунта;
- перемещение шунта;
- удельное сопротивление материала проводника и его диаметр.

Все указанные параметры определяются в зависимости от особенностей конструкции датчика, который входит в состав исследуемой информационно-измерительной системы (ИИС) или в соответствии с рекомендациями по проектированию. На начальном этапе проектирования происходит выбор геометрической формы поперечного сечения магнитопровода информационной линейки и сечения магнитного шунта.

Из выходных данных блока геометрических размеров и физических параметров датчика мы получаем следующие рассчитанные величины:

- положение осей и границ зубцов информационной линейки;
- количество витков активных сторон обмоток.

3.6 Блок имитации функционирования ИИС

Блок, отвечающий за имитацию работы ИИС (блок электрических параметров), предназначен для вычисления сопротивлений, индуктивностей и взаимных индуктивностей эквивалентной схемы замещения ИИС. Этот блок включает в себя несколько этапов расчета.

Электрические параметры датчика зависят от измеряемого линейного перемещения. Поэтому в имитационной модели предусмотрено вычисление электрических параметров датчика для каждого положения шунта. Учитывая, что эти параметры изменяются по периодическому закону в зависимости от перемещения, индуктивности обмоток, взаимные индуктивности и полные сопротивления вычислены при изменении положения шунта на информационной линейке.

Первоначально рассчитываются удельные магнитные проводимости для различных положений шунта. Затем производится расчет магнитных проводимостей зубцов в зависимости от взаимного расположения зубцов на статоре и магнитного шунта.

Далее проводится расчет результирующей магнитной проводимости зубцов в зависимости от выполнения условий, определяющих попадание рассматриваемого сечения в промежуток между границами зубца статора и магнитного шунта. Как описано в предыдущей главе, существует четыре варианта сечения магнитопровода, при каждом из которых значение магнитной проводимости различно.

Затем определяются индуктивности синусной, косинусной и равномерно-распределенных обмоток, а также их взаимные индуктивности, на основе рассчитанной магнитной проводимости зубцов. Сопротивления проводов синусной, косинусной и равномерно-распределенной обмоток вычисляются на основе геометрических размеров и физических параметров количества витков активных сторон соответствующих обмоток, что используется для определения токов и напряжений обмоток датчика в блоке параметров выходного сигнала.

Таким образом, блок электрических параметров выдает следующие результаты:

- индуктивности синусной, косинусной и равномерно-распределенной обмоток;

- взаимные индуктивности синусной и косинусной, синусной и равномерно-распределенной, косинусной и равномерно-распределенной обмотками;
- сопротивления проводов синусной, косинусной и равномерно-распределенной обмотками.

3.7. Блок параметров выходного сигнала

Блок выполняет задачу определения параметров выходного сигнала информационно-измерительной системы, соответствующих различным значениям перемещения.

На основе рассчитанных электрических параметров датчика, полученных в предыдущем этапе, определяются элементы матрицы коэффициентов токов и матрицы коэффициентов ЭДС. Для этого проводятся вычисления значений токов всех обмоток в комплексной форме в зависимости от перемещения шунта.

На рисунке 3.9 представлена зависимость амплитуды тока от равномерно распределенной обмотки от перемещения шунта, а на рисунке 3.10 - зависимость фазы тока от перемещения шунта.

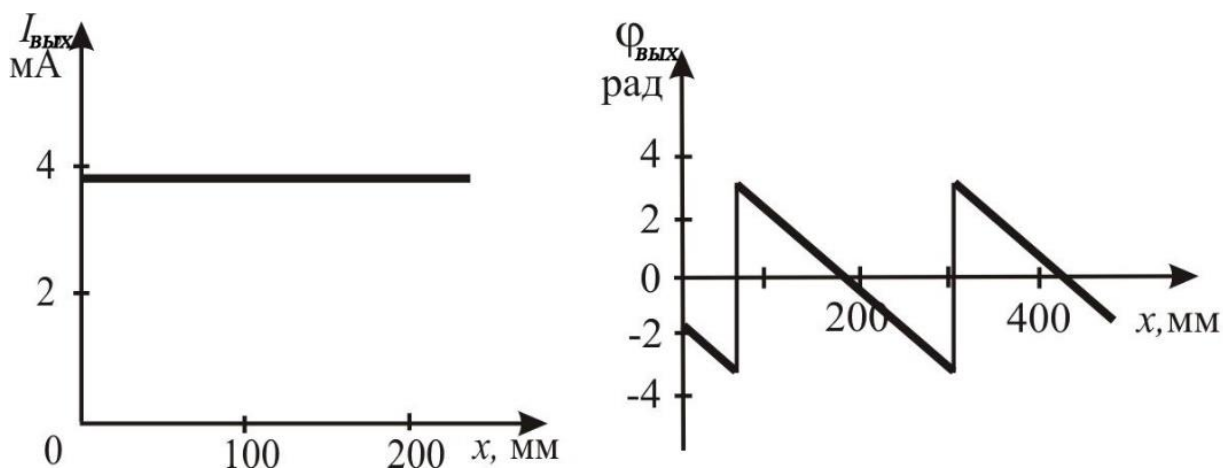


Рисунок 3.9 - Зависимость амплитуды тока от равномерно распределенной обмотки от перемещения шунта[создано авторами]

Полученный график демонстрирует разрыв величиной 2π . Эта неоднозначность характеристики обусловлена ограничением величины фазового сдвига выходного тока значениями $\pm\pi$. В имитационной модели предусмотрено устранение этой неоднозначности с использованием метода, описанного в источнике [140].

Для этого требуется выполнить следующие шаги:

- определить ряд значений фазы выходного тока;
- исключить из полученного ряда значений скачок, равный 2π .

Изменение фазы выходного тока при перемещении шунта изображено сплошной линией на рисунке 3.10. Для получения зависимости фазы выходного сигнала от перемещения шунта x к значениям углов, расположенным справа от скачкообразного изменения, добавляется 2π (рис.3.10). Это приводит к получению линейной зависимости 2. Значения углов, полученные таким образом, корректируются путем вычитания начального значения фазы выходного тока φ_0 , то есть значения угла при нулевом начальном положении шунта.

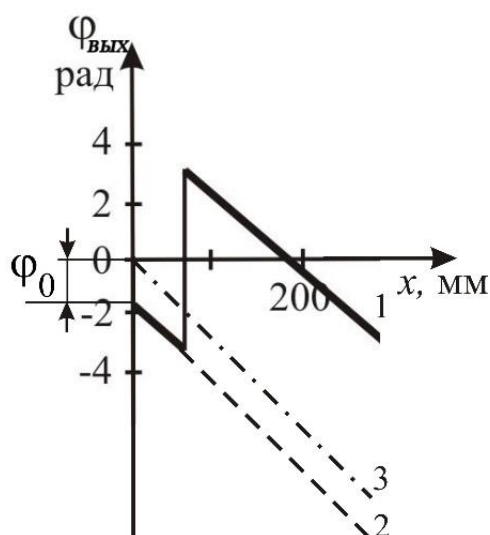


Рисунок 3.10 - Зависимость фазы тока от перемещения шунта [создано авторами]

Обработка зависимости фазы тока от перемещения шунта в рамках равномерной обмотки осуществляется в программном файле.

С использованием имитационной модели также получены графики зависимостей токов в синусной и косинусной обмотках от перемещения шунта. Действующие значения и начальные фазы этих токов представлены на рисунках 3.11 и 3.12 соответственно.

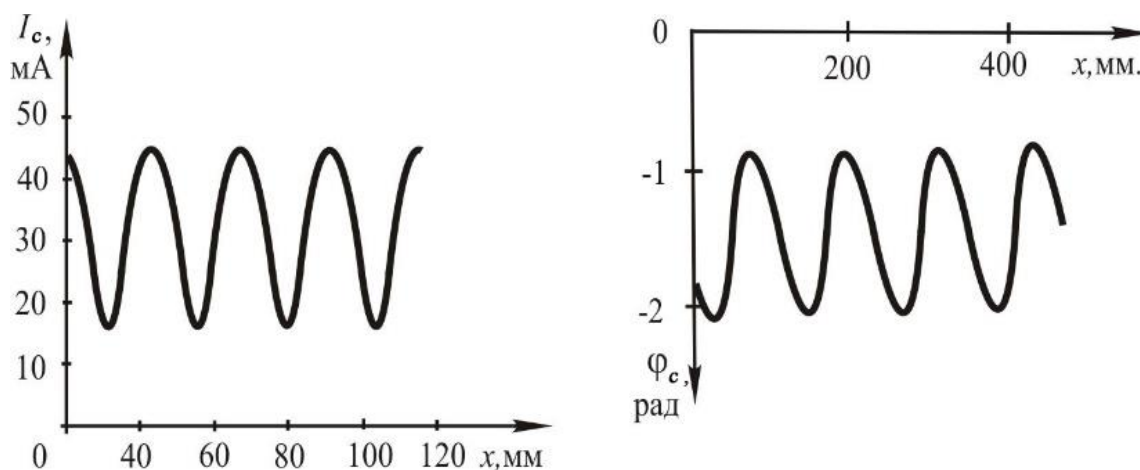


Рисунок 3.11 - Действующие значения и начальные фазы токов в синусной и косинусной обмотках [создано авторами]

Графики зависимостей токов от перемещения шунта для синусной и косинусной обмоток выражаются соответственно с использованием синусной и косинусной кривых (рисунок 3.12), что подтверждает математические зависимости, выведенные ранее во второй главе. Полученные графики и теоретические зависимости в общем имеют практически одинаковый характер.

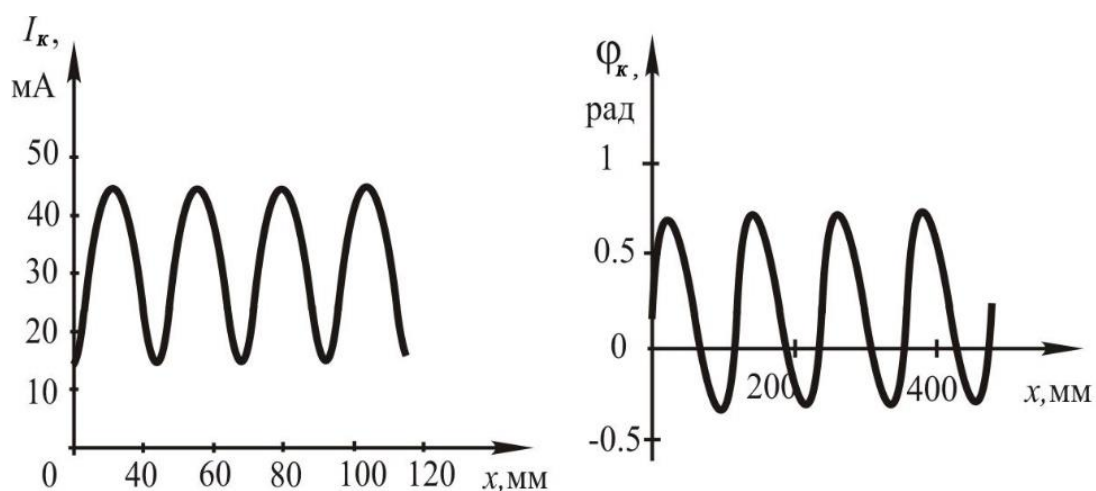


Рисунок 3.12. - Синусные и косинусные кривые [создано авторами]

Таким образом, после прохождения блока параметров выходного сигнала получаем следующую информацию:

- в случае двухфазного режима работы, на выходе имеем выходной ток, который представляет собой ток равномерной обмотки;
- в случае однофазного режима работы датчика, на выходе получаем разность токов синусной и косинусной обмоток;
- также получаем обработанную зависимость фазы выходного тока от перемещения шунта.

3.8 Блок определения погрешности ИИС

Обработка выходного сигнала, который представлен зависимостью фазы выходного тока от перемещения шунта с учетом установки «нуля», выполняется в соответствии с методикой определения метрологических характеристик датчиков на основе результатов их испытаний. В данном случае в качестве идеальной характеристики принимается линейная зависимость.

Согласно уравнению функции преобразования, фаза выходного тока информационно-измерительной системы пропорциональна перемещению шунта. Следовательно, уравнение, описывающее данную зависимость, имеет следующий вид:

$$\varphi = a_0 + a_1 x \quad (3.70)$$

Изменение положения шунта x происходит дискретно и предоставляет набор значений φ . Коэффициенты прямой a_0 и a_1 вычисляются по методу наименьших квадратов из уравнений:

$$a_0 = \frac{\sum_{i=1}^n \varphi_i \cdot \sum_{i=1}^n x_i^2 - \sum_{i=1}^n x_i \cdot \sum_{i=1}^n x_i \cdot \varphi_i}{n \cdot \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2}; \quad a_1 = \frac{n \cdot \sum_{i=1}^n x_i \cdot \varphi_i - \sum_{i=1}^n x_i \cdot \sum_{i=1}^n \varphi_i}{n \cdot \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2}. \quad (3.71)$$

После определения абсолютной погрешности создается график зависимости абсолютной погрешности ИИС от перемещения шунта. Затем проводится вычисление дисперсии, среднеквадратического отклонения и приведенной погрешности.

Формула для вычисления дисперсии остаточных отклонений имеет следующий вид:

$$D = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n \left(\bar{\varphi}_i - \varphi_i \right)^2 \quad (3.72)$$

Погрешность ИИС вычисляется как среднеквадратичное отклонение, отнесенное к диапазону измерений (в данном контексте - к полному перемещению шунта, равному длине информационной линейки).

Таким образом, в результате работы имитационной модели получаются значения погрешности ИИС.

3.9. Анализ полученных результатов и рекомендации по применению имитационной модели

С использованием имитационной модели линейных перемещений ИИС были получены значения электрических параметров (сопротивления, индуктивности, взаимных индуктивностей эквивалентной схемы замещения ИИС), необходимых для определения требований к генератору. Основная цель разработки этой имитационной модели заключается в изучении метрологических характеристик ИИС и выявлении влияния параметров элементов на погрешность системы.

Используя имитационную модель, можно анализировать воздействие конструктивных параметров элементов (таких как количество и высота зубцов статора, ширина магнитного шунта, величина воздушного зазора, ширина зубцов, материал проводника, максимальное число витков обмоток и так далее) на метрологические характеристики ИИС. Также можно варьировать эти параметры с целью достижения минимальной погрешности.

Преимущества имитационной модели включают в себя:

1) минимальные материальные затраты при анализе и прогнозировании погрешности ИИС в проектировании;

2) учет влияния большинства физических явлений на погрешность работы датчика без необходимости сложных расчетов. Это позволяет провести оценку метрологических характеристик при

изменении конструктивных параметров ЭМФ на этапе проектирования ИИС.

Таким образом, созданная имитационная модель полностью решает поставленную задачу обеспечения возможности исследования метрологических характеристик ИИС.

Выводы по главе 3

1. Применение традиционных методов для анализа погрешности информационно-измерительных систем (ИИС) на основе редуцированного электромагнитного поля с продольным магнитным полем не раскрывает механизма взаимодействия влияющих факторов и не предоставляет возможности определить степень воздействия отдельного фактора на погрешность ИИС.

2. Имитационная модель ИИС, основанная на линейном фазовращателе с продольным магнитным полем и построенная на описании физических процессов в редуцированном электромагнитном поле, удовлетворяет всем требованиям анализа и синтеза таких систем. Эта модель учитывает параметры других элементов ИИС.

3. Имитационная модель ИИС с использованием линейного электромагнитного поля с продольным магнитным полем позволяет провести предварительную оценку метрологических характеристик ИИС на этапе проектирования. Она также позволяет реализовать условия функционирования электромагнитного поля, анализировать зависимость систематической погрешности ИИС от различных конструктивных параметров электромагнитного поля.

4. Имитационная модель ИИС позволяет получить зависимость систематической погрешности системы от влияния отдельных факторов, которые являются отклонениями параметров элементов от их «идеализированных значений».

4 МЕТОДИКА АНАЛИЗА ИСТОЧНИКОВ СИСТЕМАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ С НЕОДНОРОДНЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

4.1. Основные причины возникновения систематических погрешностей измерительной системы линейных перемещений

Для оценки технического состояния работающих технических систем (ТС) производят измерения ее выходных параметров и, основываясь на измерительной информации, принимают решение о пригодности ТС для дальнейшей эксплуатации или необходимости проведения профилактических (ремонтных) мероприятий.

Однако в процессе измерений возникают различные внешние и внутренние помехи (z , z_r и т.д.), которые вносят погрешность в результаты измерения. Каждая из этих составляющих обладает своей плотностью вероятности $f(x)$, $f(y)$, $f(z)$. Это приводит к тому, что при повторных измерениях одной и той же величины x с использованием одного и того же измерительного инструмента в одинаковых условиях результаты измерений, как правило, различаются между собой, и не совпадают с истинным значением физической величины $Y_1 \neq Y_2 \neq \dots \neq X_{\text{и}}$.

Истинное значение физической величины определяется как значение, которое идеальным образом отражало бы качественные и количественные характеристики ТС через ее выходной параметр.

Поскольку истинное значение является идеальным, в качестве наиболее близкого к нему используется действительное значение x_d , полученное экспериментальным методом, например, с использованием более точных стандартных средств измерения (СИ).

Изложенные факты позволяют сформулировать основные постулаты метрологии:

- Истинное значение измеряемой величины существует и постоянно.
- Невозможно точно определить истинное значение измеряемой величины. В связи с этим результат измерения y , как

правило, математически связан с измеряемой величиной вероятностной зависимостью.

Впоследствии важно различать термины "измерение", "контроль", "испытание" и "диагностирование". Контроль представляет собой частный случай измерения и выполняется с целью подтверждения соответствия измеряемой величины установленным допускам. Контроль также применяется при настройке, регулировке и при установке (замене) отдельных блоков технических систем.

Более сложной метрологической процедурой является испытание, которое включает в себя воспроизведение определенных воздействий в установленной последовательности, измерение реакций объекта на эти воздействия и фиксацию этих реакций.

Диагностирование системы – это процесс определения текущего состояния ее элементов. На основе результатов диагностирования можно делать прогноз состояния элементов системы в будущем во время ее использования.

Для проведения измерений с целью контроля, диагностирования или испытания технических систем необходимо выполнить мероприятия, определяющие так называемое проектирование измерений. Это включает в себя анализ измерительной задачи с выяснением возможных источников погрешностей, выбор показателей точности измерений, определение числа измерений, метода и стандартных единиц измерения, формулирование исходных данных для расчета погрешности, а также расчет отдельных составляющих и общей погрешности.

Основной характеристикой измерительной системы является ее способность предоставлять информацию о измеряемом перемещении с определенной погрешностью. Измерительная система представляет собой сложное устройство, состоящее из большого числа элементов. Характеристики каждого элемента должны соответствовать определенным требованиям, чтобы обеспечить необходимую точность измерений. Анализ систематической погрешности направлен на выявление причин и степени влияния каждого фактора на погрешность всей системы. Понимание источников систематической погрешности измерительной системы позволяет устанавливать требования к характеристикам элементов для

достижения заданных метрологических характеристик измерительной системы.

При использовании измерений в практике важно оценить их точность. Термин "точность измерений", который отражает степень приближения результатов измерения к реальному значению, не имеет четкого определения и применяется для качественного сравнения измерительных операций. Для количественной оценки используется понятие "погрешность измерений", при уменьшении которой повышается точность. Оценка погрешности измерений является важным мероприятием по обеспечению единства измерений.

Анализ систематической погрешности от воздействия конкретного фактора представляет собой инструмент для формулирования требований к параметрам элементов на этапе проектирования измерительной системы. В своих работах Е. П. Осадчий обратил внимание на наиболее значимые факторы, оказывающие существенное воздействие на метрологические характеристики системы линейных перемещений. Эти факторы включают в себя неидеальность параметров питающего напряжения, ошибки, допущенные при изготовлении магнитопровода, дискретность распределения удельных электромагнитных характеристик электромагнитного преобразователя и другие.

Факторов, влияющих на точность измерений, множество, и любая классификация погрешностей измерений, представленная на рисунке 2.5, условна, так как различные погрешности проявляются в различных сценариях измерительного процесса. Поэтому для практических целей достаточно рассматривать случайные и систематические компоненты общей погрешности, выраженные в абсолютных и относительных единицах при различных типах измерений, таких как прямые, косвенные, совокупные и равноточные.

Погрешность измерения $\Delta x_{\text{изм}}$ представляет собой разницу между результатом измерения x и действительным значением $x_{\text{и}}$ ($x_{\text{д}}$) измеряемой величины.

$$\Delta x_{\text{изм}} = x - x_{\text{д}} \quad (4.1)$$

В зависимости от выражения различают три типа погрешности измерений: абсолютную, относительную и приведенную.

Абсолютная погрешность вычисляется как разность между измеренным значением и эталонным, то есть $\Delta = x - x_d$.

Грубые погрешности, или промахи, могут возникнуть из-за ошибок оператора, неисправности средства измерения или резких изменений условий измерений. Обычно грубые погрешности выявляются при анализе результатов измерений с использованием специальных критериев.

Случайные погрешности характеризуются тем, что их значение заранее неизвестно и обусловлено множеством невыявленных факторов. Хотя полное исключение случайных погрешностей невозможно, их воздействие может быть уменьшено при обработке результатов измерений. Для этого необходимо знание вероятностных и статистических характеристик, таких как закон распределения, математическое ожидание, стандартное отклонение, доверительная вероятность и доверительный интервал.

Традиционно для анализа систематической погрешности датчиков перемещений определяются относительная мультипликативная и аддитивная чувствительности к влияющим факторам и отклонения влияющих факторов от градуировочных значений, на основе которых вносятся корректировки в результаты измерений [41].

Как отмечается в работах авторов [42], указанный подход характеризуется рядом недостатков: необходимо установить значения влияющих факторов в одни и те же моменты времени, что, в практической среде, оказывается невозможным. Кроме того, сами влияющие факторы подвержены случайным изменениям.

Существует также метод анализа систематической погрешности по результатам статистических исследований, а в последние годы появилась возможность проведения анализа систематической погрешности по результатам имитационного моделирования. Данный подход дает возможность точного задания влияющих факторов.

Целью проведения анализа систематической погрешности ИИС является ее исключение из итоговых результатов измерений, для чего необходимо выявить перечень факторов, влияющих на погрешность, и функции их взаимодействия, а также соответствующее изменение функции преобразования ИИС от влияния этих факторов.

Проведя анализ систематических погрешностей, обусловленных воздействием отдельных факторов, создается общая модель

формирования систематической погрешности. В работах Е. П. Осадчего [42] выделены наиболее существенные факторы, влияющие на систематическую погрешность ИИС. Среди таких факторов следует выделить несовершенство параметров питающих напряжений, ошибки, возникающие при изготовлении магнитопровода, и воздействие гистерезиса.

Все указанные факторы подразделяются на две подгруппы:

а) факторы, связанные с электрическими характеристиками компонентов ИИС;

б) факторы, зависящие от конструктивных параметров датчика ИИС.

К первой группе относятся параметры режима работы источника питания, включая:

- неравенство амплитуд, неортогональность и несинусоидальность выходных напряжений двухфазного генератора в двухфазном режиме питания, а также нестабильность частоты генератора;

- в режиме однофазного питания соответственно - неравенство коэффициентов усиления усилительных каскадов и ошибка установки фазового сдвига питающих напряжений или относительная погрешность фазовращателя.

Во второй группе факторов, влияющих на работу, включены:

- Количество зубцов датчика.
- Точность изготовления магнитопровода.
- Дискретность распределения витков в обмотках.
- Неоднородность магнитопровода.
- Несбалансированность сопротивлений синусной и косинусной обмоток.
- Отклонение реальной длины магнитного шунта от расчетного значения.

Идеальный датчик удовлетворяет следующим условиям:

- В зоне отсутствия шунта конфигурация магнитного поля в любом сечении магнитопровода, перпендикулярном оси ЭМС, одинакова.

- При перемещении шунта на равное расстояние мгновенные значения индукции запаздывают на одинаковый временной угол.

- При перемещении шунта распределение магнитной индукции в зазоре ЭМС остается неизменным.

Результирующая погрешность измерительной системы определяется воздействием всех перечисленных факторов. Амплитудная погрешность при двухфазном питании обусловлена разницей между синусным и косинусным напряжением генератора, а в однофазном - различием максимальных амплитуд синусного и косинусного напряжения на входе сумматора. Фазовая погрешность в двухфазном режиме вызвана отклонением фазового сдвига синусного и косинусного напряжения генератора, а в однофазном - ошибкой фазовращателя синусного напряжения.

Задача анализа погрешности заключается в получении аналитических выражений, определяющих воздействие каждого фактора на общую погрешность информационно-измерительной системы (ИИС). Тем не менее, определение степени влияния отдельных факторов на погрешность ИИС проще выполнить с использованием имитационной компьютерной модели. Разработанная имитационная модель, результаты тестирования которой представлены в данной главе, основана на математическом описании физических процессов в реальной ИИС линейных перемещений.

Для представленной измерительной системы выделены следующие факторы, оказывающие влияние на погрешность измерений:

- погрешность, вызванная неравенством амплитуд напряжений синусной и косинусной обмоток на входе сумматора;
- погрешность, обусловленная неортогональностью синусного и косинусного напряжения на входе сумматора (фазовая погрешность);
- погрешность, связанная с дискретностью количества витков обмоток;
- погрешность, обусловленная дискретностью магнитных характеристик магнитопровода с распределенными параметрами;
- погрешность, вызванная разбалансировкой электрических характеристик синусной и косинусной обмоток;
- погрешность, обусловленная отклонением длины подвижного магнитопровода от расчетного значения;
- погрешность, вызванная изменением частоты питающего генератора;
- погрешность, обусловленная неточностью изготовления пазов магнитопровода.

Анализ систематической погрешности проводился с учетом следующих предположений:

- Равномерность удельной магнитной проводимости вдоль всей длины магнитопровода с распределенными параметрами;
- Постоянство длины воздушного зазора магнитопровода;
- Однородность магнитных характеристик магнитопровода.

Результирующая погрешность информационно-измерительной системы (ИИС) определяется влиянием различных факторов. Амплитудная погрешность в однофазном режиме измерения представляет собой разницу максимальных амплитуд синусного и косинусного напряжений на входе сумматора. Фазовая погрешность при однофазном питании обусловлена ошибкой фазовращателя синусного напряжения.

Анализ отдельных факторов, влияющих на погрешность, может быть выполнен с использованием аналитических зависимостей, полученных с использованием предыдущей функции преобразования. Однако для более точного анализа требуется использование компьютерной модели, так как она учитывает множество факторов, которые трудно оценить теоретически.

Для уменьшения случайной погрешности существуют два подхода: повышение точности измерений (уменьшение σ_x) и увеличение числа измерений (n). В некоторых случаях систематическую погрешность можно исключить до начала измерений путем устранения источников погрешности (профилактика погрешности), либо в процессе измерений, внося известные поправки в результаты.

Профилактика погрешности является эффективным методом снижения систематической погрешности и включает в себя устранение воздействия различных факторов, таких как температура (термостатирование и термоизоляция), магнитные поля (магнитные экраны), вибрации и другие. Сюда также относятся регулировка, ремонт и поверка измерительных приборов.

В отличие от случайной погрешности, которая выявляется независимо от источников, систематическая погрешность рассматривается по составляющим, зависящим от источников ее возникновения. Существуют методическая, инструментальная и субъективная составляющие систематической погрешности.

Субъективные систематические погрешности связаны с индивидуальными особенностями оператора, такими как ошибки в отсчете показаний и неопытность. Однако в основном систематические погрешности возникают из-за методических и инструментальных аспектов.

Методическая составляющая погрешности обусловлена недостатками метода измерения, использованием измерительных приборов, ошибками в расчетных формулах и округлении результатов. Инструментальная составляющая возникает из-за собственной погрешности измерительных приборов, их влияния на результат и ограниченной разрешающей способности.

Разделение систематической погрешности на методическую и инструментальную целесообразно в силу следующих моментов:

- Для повышения точности измерений можно выделить факторы, ограничивающие точность, и решить вопрос об усовершенствовании методики или выборе более точных измерительных приборов;

- Позволяет определить составляющую общей погрешности, увеличивающуюся со временем или под воздействием внешних факторов, что позволяет проводить периодические поверки и аттестации;

- Инструментальная составляющая может быть оценена до разработки методики, а потенциальные точностные возможности выбранного метода определит только методическая составляющая.

Все виды составляющих погрешности требуется анализировать и выявлять отдельно, а затем суммировать их в зависимости от их характера. Это является основной задачей при разработке и аттестации методик измерений.

В некоторых случаях систематическую погрешность можно исключить до начала измерений, устраняя источники погрешности (профилактика погрешности), а в процессе измерений – внося поправки в результаты измерений.

Для выявления влияния систематической погрешности на неточность информационно-измерительной системы линейных перемещений можно использовать разработанный алгоритм функционирования. Для этого применяется методика анализа систематической погрешности, учитывающая абсолютную

погрешность измерений в многомерном ортогональном пространстве (см. рисунок 4.1).

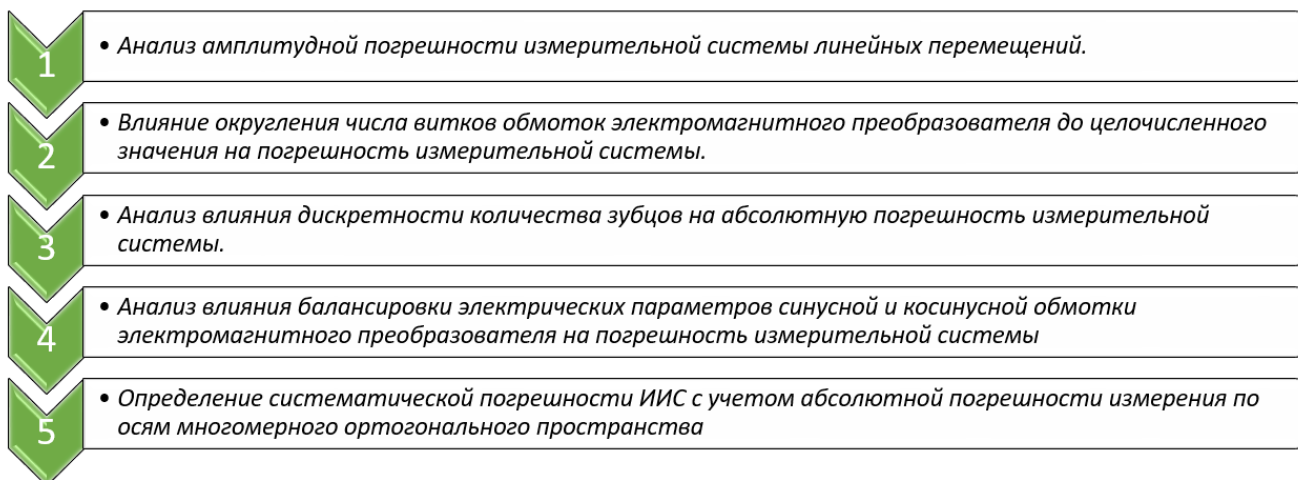


Рисунок 4.1 - Метод определения систематической погрешности информационно-измерительной системы учитывает абсолютную погрешность измерений в различных направлениях многомерного ортогонального пространства [102]

4.2. Анализ амплитудной погрешности измерительной системы линейных перемещений

Основной причиной возникновения амплитудной погрешности является неравномерность амплитуд напряжений на входе сумматора.

Во второй главе было получено уравнение, предназначенное для расчета выходного напряжения синусной обмотки.

$$\underline{U}_s = R_{ns} \cdot \underline{I}_s = R_{ns} \cdot \underline{E}_r \cdot \frac{-j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0mp} W_r W_m \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{мп}\right)}{\underline{\Delta}} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right) \quad (4.2)$$

Напряжение на выходе фазовращателя ФВ1:

$$\begin{aligned} \underline{U}'_s &= R_{ns} \cdot \underline{E}_r \cdot \frac{-j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0mp} W_r W_m \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{мп}\right)}{\underline{\Delta}} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right) \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}} = \\ &= R_{ns} \cdot \underline{E}_r \cdot \frac{-j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0mp} W_r W_m \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{мп}\right)}{\underline{\Delta}} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right) \cdot (-j) \end{aligned} \quad (4.3)$$

Выходное напряжение косинусной обмотки:

$$\underline{U}_c = R_{nc} \cdot \underline{E}_r \cdot \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0mp} W_r W_m \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{мп}\right)}{\underline{\Delta}} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right) \quad (4.4)$$

Выходное напряжение сумматора при равенстве R_{ns} и R_{nc} :

$$\begin{aligned} \underline{U}_\Sigma &= \underline{U}_c + \underline{U}'_s = \\ &= R_{ns} \cdot \underline{E}_r \cdot \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0mp} W_r W_m \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{мп}\right)}{\underline{\Delta}} \cdot \left(\cos\left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right) + j \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right) \right) = \\ &= R_{ns} \cdot \underline{E}_r \cdot \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0mp} W_r W_m \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{мп}\right)}{\underline{\Delta}} \cdot e^{j \cdot \left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right)} = \\ &= \underline{K} \cdot e^{j \cdot \left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right)} = K \cdot e^{j\alpha} \cdot e^{j\varphi} \end{aligned} \quad (4.5)$$

где $\underline{K} = K \cdot e^{j\alpha} = R_{ns} \cdot \underline{E}_r \cdot \frac{j\omega \frac{l}{\pi} \underline{Y}_{0mp} W_r W_m \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{мп}\right)}{\underline{\Delta}}$ – коэффициент, который зависит от компонентов измерительной системы, обусловлен углом поворота фазы фазовращателя ФВ2, выступающего в роли формирователя опорного напряжения. В данном контексте угол α представляет собой угол установки «нуля».

Показатель для коэффициента:

$$\varphi = \arctg \left(\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right)}{\cos\left(\frac{2\pi}{l} x_{мп}\right)} \right) = \left(\frac{2\pi}{l} x_{мп} \right) - \quad (4.6)$$

угол, который пропорционален величине перемещения.

Рассмотрим, как неравенство амплитуд синусного и косинусного напряжений влияет на вход сумматора. Предположим, что фазовый сдвиг напряжений составляет 90 градусов, и амплитуды

напряжений неодинаковы. Для учета различия в амплитуде напряжения в пределах 0,5% в обе стороны распространим степень неравенства на оба напряжения. Тогда

$$\underline{U}'_s = \underline{K} \cdot j \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \cdot (1 - 0,005) \quad (4.7)$$

и

$$\underline{U}_c = \underline{K} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \cdot (1 + 0,005) \quad (4.8)$$

Суммарное напряжение, или напряжение на выходе сумматора, определится уравнением

$$\begin{aligned} \underline{U}_\Sigma &= \underline{U}_c + \underline{U}'_s = \underline{K} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \cdot (1 + 0,005) + \underline{K} \cdot j \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \cdot (1 - 0,005) = \\ &= \underline{K} \cdot \left[\cos\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) + j \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \right] + 0,005 \cdot \underline{K} \cdot \left[\cos\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) - j \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \right] = \\ &= \underline{K} \cdot e^{j \cdot \left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right)} + 0,005 \cdot \underline{K} \cdot e^{-j \cdot \left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right)} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Таким образом, выходное напряжение сумматора представляет собой сумму двух напряжений. Первая составляющая этого напряжения имеет амплитуду, соответствующую амплитуде выходного напряжения при равенстве напряжений $\underline{U}'_s$ и $\underline{U}_c$. Это напряжение изменяет начальную фазу пропорционально измеряемому перемещению. На комплексной плоскости вектор этого напряжения вращается против часовой стрелки на угол, пропорциональный перемещению, при увеличении измеряемого перемещения.

Вторая составляющая имеет амплитуду, равную 0,5% амплитуды предыдущей составляющей. Однако при увеличении измеряемого перемещения вектор этого напряжения поворачивается по часовой стрелке на угол, пропорциональный измеряемому перемещению. Взаимодействие этих напряжений формирует абсолютную "амплитудную" погрешность измерительной системы.

График зависимости этой абсолютной погрешности от перемещения подвижного магнитопровода представлен на рисунке 4.2.

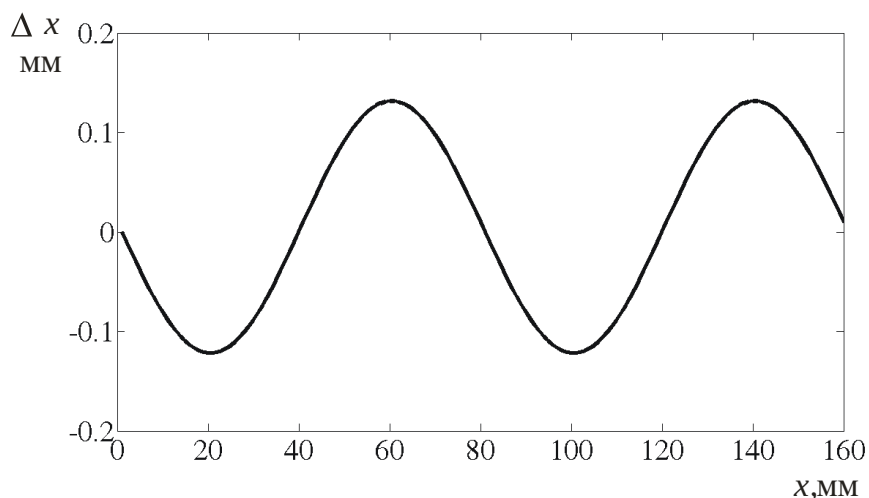


Рисунок 4.2 - Погрешность ИИС, которая является абсолютной и обусловлена неравенством коэффициентов усиления каналов синусной и косинусной обмоток [создано авторами]

Абсолютная погрешность информационно-измерительной системы ИИС возникает из-за неравенства коэффициентов усиления синусной и косинусной обмоток в процессе перемещения магнитного шунта. Эта зависимость была выведена с использованием имитационной модели. Величина измеряемого перемещения электромагнитного преобразователя составляет 160 мм, а информационная линейка распределенного магнитопровода содержит 16 зубцов. При различии коэффициентов усиления каналов на 1%, максимальная абсолютная погрешность измерений составляет 0,16 мм. При измеряемом перемещении в 160 мм, это различие представляет собой 0,1% от предела измерений.

4.3. Анализ фазовой погрешности измерительной системы линейных перемещений

В случае, когда электромагнитный преобразователь функционирует в однофазном режиме, описанном в предыдущем разделе, два напряжения и подаются на вход сумматора. Необходимо, чтобы фазовый сдвиг между этими напряжениями составлял 90° или $\pi/2$ радиан. Однако реальные характеристики фазовращателя не идеальны. Допустим, что фазовый сдвиг между

входным напряжением фазовращателя и его выходным напряжением отличается от идеального значения на 0,01 %. Следовательно,

$$\underline{U}'_s = \underline{K} \cdot j \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \cdot \left[\cos\left(0,005 \cdot \frac{\pi}{2}\right) - j \cdot \sin\left(0,005 \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (4.10)$$

и

$$\underline{U}_c = \underline{K} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \cdot \left[\cos\left(0,005 \cdot \frac{\pi}{2}\right) + j \cdot \sin\left(0,005 \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (4.11)$$

Суммарное напряжение, или напряжение на выходе сумматора, определится уравнением

$$\begin{aligned} \underline{U}_\Sigma = \underline{U}_c + \underline{U}'_s &= \underline{K} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \cdot \left[\cos\left(0,005 \cdot \frac{\pi}{2}\right) + j \cdot \sin\left(0,005 \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] + \\ &+ \underline{K} \cdot j \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \cdot \left[\cos\left(0,005 \cdot \frac{\pi}{2}\right) - j \cdot \sin\left(0,005 \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] = \\ &= \cos\left(0,005 \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \left[\underline{K} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) + \underline{K} \cdot j \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \right] + \\ &+ j \cdot \sin\left(0,005 \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \left[\underline{K} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) - \underline{K} \cdot j \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right) \right] \end{aligned} \quad (4.12)$$

Учитывая то, что

$$\cos\left(0,005 \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 0,99997 \quad (4.13)$$

$$\text{А} \quad \sin\left(0,005 \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 0,0078 \quad (4.14)$$

получаем окончательное выражение для вектора выходного напряжения, поступающего на вход фазометра:

$$\underline{U}_\Sigma = 0,99997 \cdot \underline{K} \cdot e^{j \cdot \left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right)} + j \cdot 0,0078 \cdot \underline{K} \cdot e^{-j \cdot \left(\frac{2\pi}{l} x_{\text{мп}}\right)} \quad (4.15)$$

Напряжение на выходе сумматора представляет собой сумму двух компонентов. Первая компонента практически равна напряжению на выходе при идеальном сдвиге фаз и изменяет свою фазу пропорционально измеряемому перемещению. Вторая компонента напряжения имеет действующее значение, равное 0,78% от первого напряжения. В начальном положении это напряжение сдвинуто по фазе на 90° относительно первого, и при увеличении измеряемого перемещения вращается по часовой стрелке на комплексной плоскости, что создает абсолютную погрешность измерений. График зависимости абсолютной погрешности измерений от измеряемого перемещения при ошибке фазовращателя ФВ1 на 0,1% от угла 90° в сторону отставания представлен на рисунке 4.3.

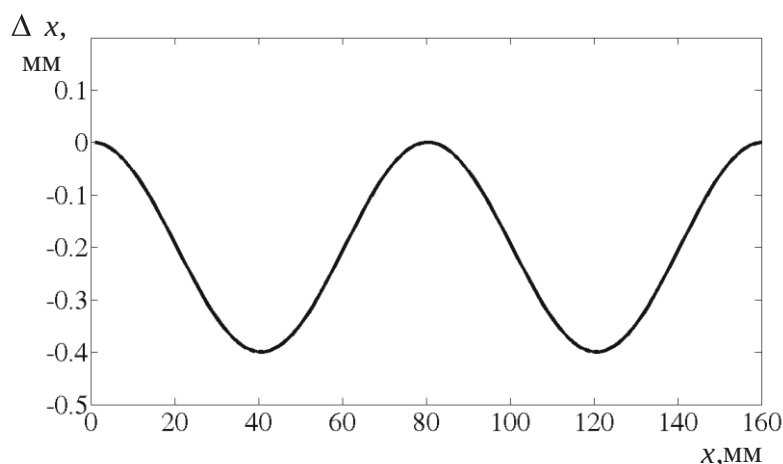


Рисунок 4.3 - Диаграмма, отображающая взаимосвязь между абсолютной погрешностью измерений и величиной измеряемого перемещения в условиях, где имеется ошибка в фазовращателе ФВ1 [создано авторами]

Абсолютная максимальная погрешность составляет 0,25%. Построенный график, основанный на математической модели, обычно не совпадает с графиком, построенным на основе представленной выше теоретической формулы.

4.4. Влияние округления числа витков обмоток электромагнитного преобразователя до целочисленного значения на погрешность измерительной системы

Электромагнитный преобразователь в реальности оснащен тремя обмотками. Одна из них, известная как равномерная обмотка,

имеет произвольное количество витков и не оказывает воздействия на точность измерений. Количество витков синусной и косинусной обмоток рассчитывается с использованием следующих формул:

$$W_s = W_m \sin\left(\frac{2\pi}{n}(k - 0,5)\right) \text{ и } W_c = W_m \cos\left(\frac{2\pi}{n}(k - 0,5)\right) \quad (4.16)$$

В большинстве случаев расчетное количество витков представляет собой дробное число, тогда как количество витков в обмотках всегда является целым числом. Поэтому дробное значение округляется до ближайшего целого, что неизбежно приводит к возникновению погрешности в измерительной системе.

Определить точно степень влияния этой операции округления на погрешность измерительной системы практически невозможно. Однако в литературе по теории электромагнитных преобразователей приводятся приближенные формулы для оценки максимальной ошибки по начальной фазе напряжения на выходе сумматора напряжений:

$$\Delta\varphi_m = \frac{\Delta W_s}{W_m \cos \alpha_1} \quad (4.17)$$

Рекомендуется выбирать количество зубцов информационной линейки кратным четырем. В таком случае оценка влияния округления количества витков может быть проведена на первой четверти зубцов. Очевидно, что абсолютная погрешность измерительной системы, вызванная округлением количества витков, имеет периодический характер.

Представленный на рисунке график демонстрирует зависимость абсолютной погрешности измерительной системы от измеряемого перемещения. Эта зависимость была получена с использованием компьютерной модели измерительной системы и подтверждает периодическую природу погрешности от измеряемого перемещения. Максимальное отклонение количества витков от расчетного значения составляет 0,5 витка. Согласно представленной формуле, абсолютная погрешность углового значения обратно пропорциональна максимальному значению количества витков. На графике 4.4

отображена абсолютная погрешность при максимальном значении количества витков, равном $W_m = 100$.

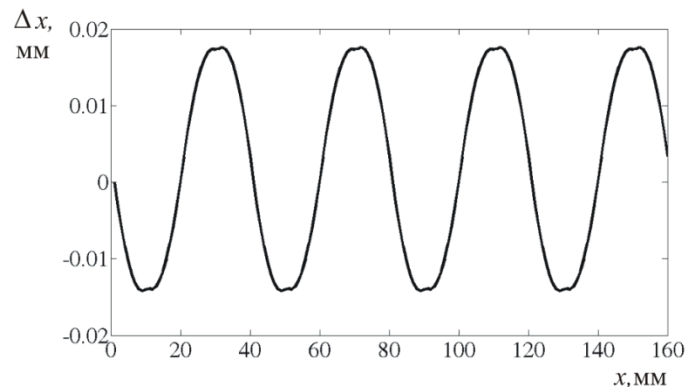


Рисунок 4.4 - Зависимость абсолютной погрешности при максимальном значении количества витков [создано авторами]

Максимальное значение абсолютной погрешности равно 0,015 мм. При увеличении максимального значения количества до $W_m = 200$ абсолютная погрешность уменьшается до 0,0035 мм. График абсолютной погрешности измерительной системы, оснащенной электромагнитным преобразователем, где обмотка рассчитана с учетом условия $W_m = 200$, представлен на рисунке 4.5. График обладает периодическим характером.

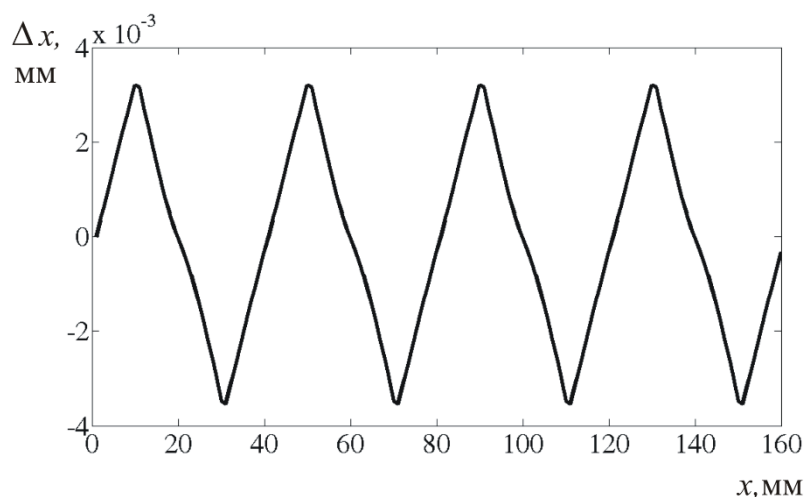


Рисунок 4.5 - Зависимость абсолютной погрешности измерительной системы с электромагнитным преобразователем, где обмотка рассчитана из условия $W_m = 200$ [создано авторами]

4.5. Анализ влияния дискретности количества зубцов на абсолютную погрешность измерительной системы

В основной теории электромагнитного преобразователя линейных перемещений, работающего в однофазном режиме, предполагался использование синусоидального и косинусоидального законов распределения количества витков в зависимости от расстояния рассматриваемой точки от начала магнитопровода вдоль магнитопровода с распределенными параметрами. Теоретически это возможно только при условии, что количество пазов, предназначенных для укладки проводов обмоток, равно бесконечности. Однако в практической конструкции преобразователя проводится укладка проводов распределенных обмоток в пазы, и количество пазов-углублений магнитопровода всегда ограничено и целочисленно. Следовательно, участки определенной длины имеют одинаковые электромагнитные характеристики, включая одинаковое количество витков синусной и косинусной обмоток в пределах каждого участка-зубца магнитопровода.

В предыдущей главе было упомянуто, что основным параметром, определяющим полезное взаимодействие обмоток, является приращение удельной магнитной проводимости в зоне, где находится подвижный магнитопровод. Предположим, что длина подвижного магнитопровода равна длине деления зубцов. Тогда, при движении магнитопровода через участок-зубец, приращение магнитного потока, ответственного за наведение полезных составляющих ЭДС в обмотках, увеличивается по линейному закону и затем уменьшается по линейному закону в зависимости от измеряемого перемещения.

Вычисление приращения удельной магнитной проводимости в зоне, где находится подвижный магнитопровод, производится следующим образом:

$$\underline{Y}_{0\text{мр}} = \underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h \cdot \left[\frac{l_{\text{ср}} - l_{\text{ст}} + 2 \cdot \delta}{\frac{\underline{\mu} \cdot l_{\text{ср}}^2}{(\underline{\mu} - 1)} + \underline{\mu} \cdot 2 \cdot \delta \cdot (l_{\text{ср}} - l_{\text{ст}}) - l_{\text{ср}} \cdot l_{\text{ст}}} \right] \quad (4.18)$$

Именно компонент удельной магнитной проводимости отвечает за формирование выходных напряжений синусной и косинусной обмоток. Амплитуды этих напряжений зависят от местоположения подвижного магнитопровода на информационной линейке. Приращение ЭДС обмоток в пределах одного зубчатого деления пропорционально изменению магнитного потока этого деления и зависит от количества витков обмоток в этом участке. Количество витков постоянно на данном участке. Линейное изменение ЭДС обмоток является источником погрешности в измерительной системе.

В случае использования датчика, работающего в двухфазном режиме в ИИС, обмотки датчика питаются от источника двухфазного напряжения. Идеально, намагничивающая сила обмоток должна изменяться во времени и вдоль информационной линейки по синусоидальному закону.

$$IW(t) = I_m W_m \sin\left(\omega t + \psi + \frac{2\pi}{l} x\right) \quad (4.19)$$

где I_m – максимальное значение тока обмотки;

W_m – теоретическое максимальное количество витков обмотки;

ψ – начальная фаза питающего тока;

l – длина информационной линейки;

x – расстояние между рассматриваемой точкой и началом информационной линейки.

В реальных условиях информационная линейка ограничена конечным числом зубцов, представляющих отдельные участки. Внутри каждого участка проявляется единственная намагничивающая сила, порожденная токами и витками синусной и косинусной обмоток. Амплитуды намагничивающих сил на каждом участке одинаковы, но намагничивающие силы смещены по фазе

между соседними участками на угол, эквивалентный $\Delta\varphi = \frac{2 * \pi}{n}$ радианам.

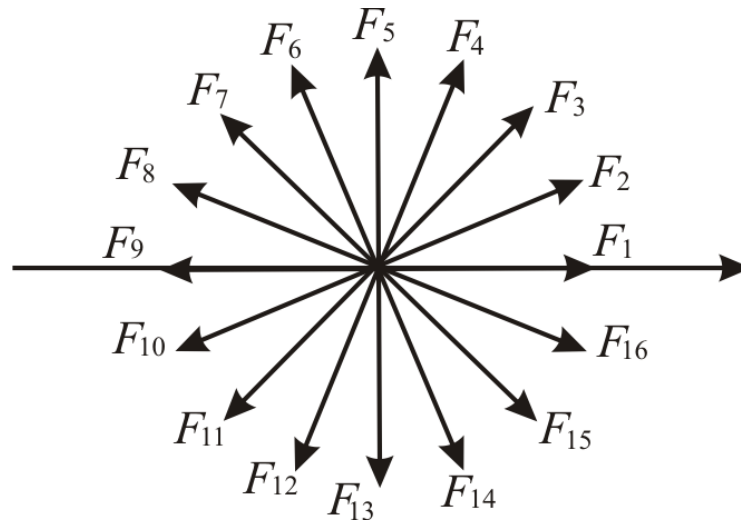


Рисунок 4.6 - Векторная диаграмма намагничивающих сил участков

В общем случае, можно представить систему намагничивающих сил информационной линейки как n фазную систему векторов. Векторная диаграмма намагничивающих сил участков представлена на рисунке 4.6 при условии $n = 16$. Если магнитный шунт находится в начальном положении, т.е. его середина совпадает с серединой первого участка, то магнитный поток будет полностью определяться намагничивающей силой первого участка и пропорционален $IWe^{j\varphi_1}$. Величина магнитного потока определяется намагничивающей силой и геометрическими размерами магнитопровода участка.

При смещении магнитного шунта на величину Δx , магнитная проводимость первого участка уменьшится, что приведет к пропорциональному уменьшению магнитного потока первого участка и уменьшению составляющей выходной ЭДС, наведенной этим магнитным потоком. Одновременно появляется другая составляющая.

В данном примере, где середина шунта и середина первого участка совпадают, выходное напряжение ЭДС, определяемое намагничивающей силой первого участка, будет равно:

$$\underline{U}_d = U e^{j\varphi_1} \quad (4.20)$$

Когда ось шунта совпадает с осью второго участка при его

смещении на расстояние $x = \frac{l}{n}$,

то

$$\underline{U}_d = U e^{j\varphi_2} \quad (4.21)$$

Фазу ЭДС на первом участке можно установить в начальный момент времени равной нулю. Таким образом, при условии:

$$\varphi_1 = 0;$$

$$\varphi_2 = \frac{2\pi}{n} \quad (4.22)$$

начальная фаза будет нулевой.

Когда шунт перемещается с первого сегмента на второй, выходное напряжение от равномерной обмотки будет изменяться в соответствии с законом

$$\begin{aligned} \underline{U}_d &= \underline{U}_1 + \underline{U}_2 = U \left(\frac{m-x}{m} \right) e^{j\varphi_1} + U \frac{x}{m} e^{j\varphi_2} = \\ &= U \left[\left(\frac{m-x}{m} \right) + \frac{x}{m} \cos \varphi_2 + j \frac{x}{m} \sin \varphi_2 \right] = U p e^{j\varphi} \end{aligned} \quad (4.23)$$

Коэффициент P определяет соотношение длины вектора выходного напряжения относительно перемещения x :

$$\begin{aligned} p &= \sqrt{\left(\left(\frac{m-x}{m} \right) + \frac{x}{m} \cos \varphi_2 \right)^2 + \frac{x^2}{m^2} \sin^2 \varphi_2} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{m-x}{m} \right)^2 + 2 \left(\frac{m-x}{m} \right) \frac{x}{m} \cos \varphi_2 + \frac{x^2}{m^2}}. \end{aligned} \quad (4.24)$$

В оптимальном сценарии, при равномерном распределении магнитной силы по информационной линейке, аргумент выходного

напряжения должен изменяться в соответствии с определенным

законом при перемещении шунта $\varphi = \frac{2\pi}{l} x$.

Из графика можно сделать вывод, что при изменении количества зубцов $n = 24$ амплитуда выходного напряжения при движении шунта в пределах шага не превышает одного процента.

Абсолютное значение отклонения фазы от идеального значения определяется уравнением

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{l} x - \arctg \frac{\sin \varphi_2}{\frac{m}{x} - 2 \sin^2 \frac{\varphi_2}{2}} \quad (4.25)$$

Для облегчения вычислений предпочтительнее представить уравнение в альтернативной форме:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi \frac{x}{m}}{n} - \arctg \frac{\sin \varphi_2}{\frac{m}{x} - 2 \sin^2 \frac{\varphi_2}{2}} = \frac{\varphi_2}{\frac{m}{x}} - \arctg \frac{\sin \varphi_2}{\frac{m}{x} - 2 \sin^2 \frac{\varphi_2}{2}} \quad (4.26)$$

или

$$\Delta\varphi = \left(\frac{x}{m} \right) \varphi_2 - \arctg \frac{\sin \varphi_2}{\frac{m}{x} - 2 \sin^2 \frac{\varphi_2}{2}} \quad (4.27)$$

Расчеты свидетельствуют о том, что погрешность, вызванная дискретностью распределения намагничивающей силы вдоль информационной линейки электромагнитной системы (ЭМС), даже при равной длине шунта и зубца, не представляет серьезных проблем при проектировании.

При фиксированном количестве зубцов информационной линейки электромагнитной системы абсолютная погрешность изменяется в зависимости от перемещения шунта. График этой зависимости представлен на рисунке 4.7. Максимальное значение

абсолютной погрешности составляет $1 \cdot 10^{-3}$ мм при максимальном перемещении в 160 мм.

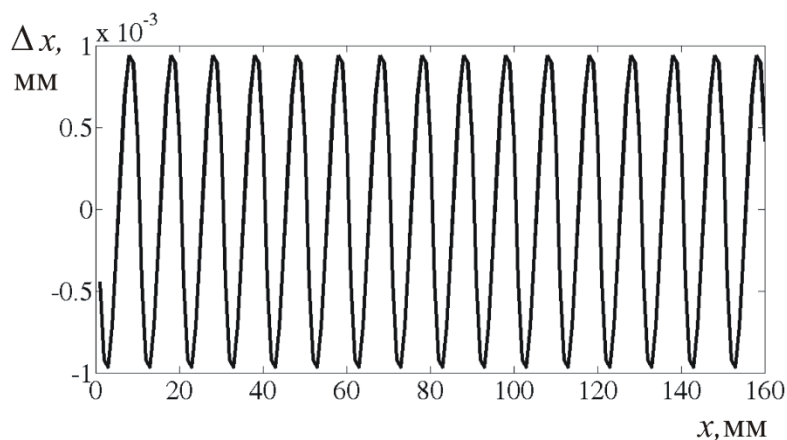


Рисунок 4.7 - Изменение погрешности в зависимости от перемещения шунта вдоль информационной линейки [создано авторами]

Результаты расчетов демонстрируют, что даже при равной длине шунта и зубца в погрешности, обусловленные дискретностью распределения намагничивающей силы вдоль информационной линейки ЭМС, не возникают серьезных проблем в процессе проектирования. График, отображающий зависимость максимального отклонения фазы от количества зубцов, представлен на рисунке 4.8.

В предыдущих разделах рекомендовалось выбирать количество зубцов информационной линейки, кратное четырем. Следовательно, на графике количество зубцов n обозначено цифрами, кратными четырем, по горизонтальной оси, а по вертикальной оси отмечена абсолютная погрешность измерения перемещения в зависимости от количества зубцов. Увеличение количества зубцов существенно снижает погрешность измерений. Влияние длины подвижного магнитопровода на погрешность также отмечено. Рекомендуется выбирать длину подвижного магнитопровода кратной длине зубцов. Важно отметить, что увеличение длины подвижного магнитопровода, несмотря на улучшение метрологических характеристик измерительной системы, может сократить предел измерений.

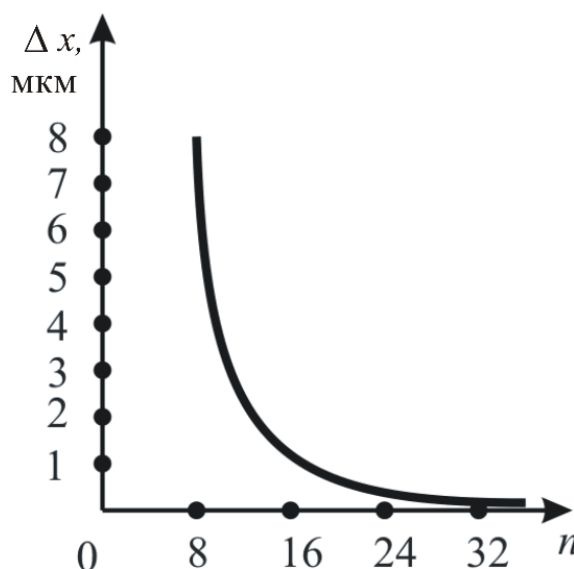


Рисунок 4.8 - Зависимость максимального отклонения фазы от числа зубцов представлена на графике [создано авторами]

4.6. Анализ влияния балансировки электрических параметров синусной и косинусной обмоток электромагнитного преобразователя на погрешность измерительной системы

Во второй главе была рассмотрена необходимость сбалансировать синусную и косинусную обмотки. Разбалансировка электрических параметров этих обмоток представляет собой одну из причин возникновения погрешности в измерительной системе. Одной из основных причин неравенства между индуктивным и активным сопротивлениями является неравномерное количество пассивных витков в пазах магнитопровода измерительной линейки. Другой причиной дисбаланса электрических параметров обмоток является неравенство длин проводов обмоток соответствующих цепей. Балансировка обмоток электромагнитного преобразователя осуществляется с целью выравнивания активных и реактивных сопротивлений.

Воздействие неравенства между индуктивными и резистивными сопротивлениями обмоток на погрешность измерительной системы было исследовано при помощи компьютерной модели, описанной в предыдущей главе. Для оценки степени влияния разбаланса было установлено превышение индуктивного сопротивления синусной обмотки над индуктивностью косинусной обмотки на 1% от номинального значения в сторону увеличения. График зависимости абсолютной погрешности измерительной системы от данного уровня

разбаланса индуктивных сопротивлений в зависимости от измеряемого перемещения представлен на рисунке 4.9. Максимальная погрешность составляет 0,013 мм.

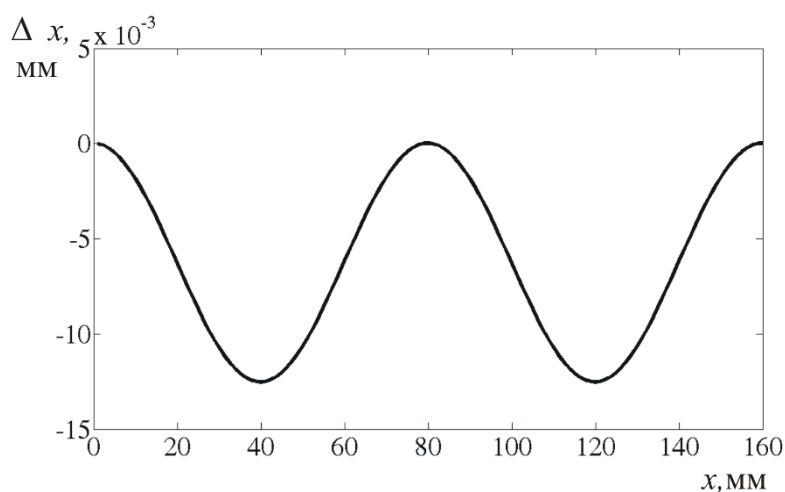


Рисунок 4.9 - Результат зависимости абсолютной погрешности измерительной системы [создано авторами]

Неравенство активных сопротивлений обмоток является основным источником абсолютной погрешности в системе. В компьютерной модели было установлено неравенство активных сопротивлений синусной и косинусной обмоток на уровне 1%. Результаты эксперимента представлены на рисунке 4.10. Максимальная абсолютная погрешность в данном случае составляет 0,15 мм при максимальном перемещении в 160 мм.

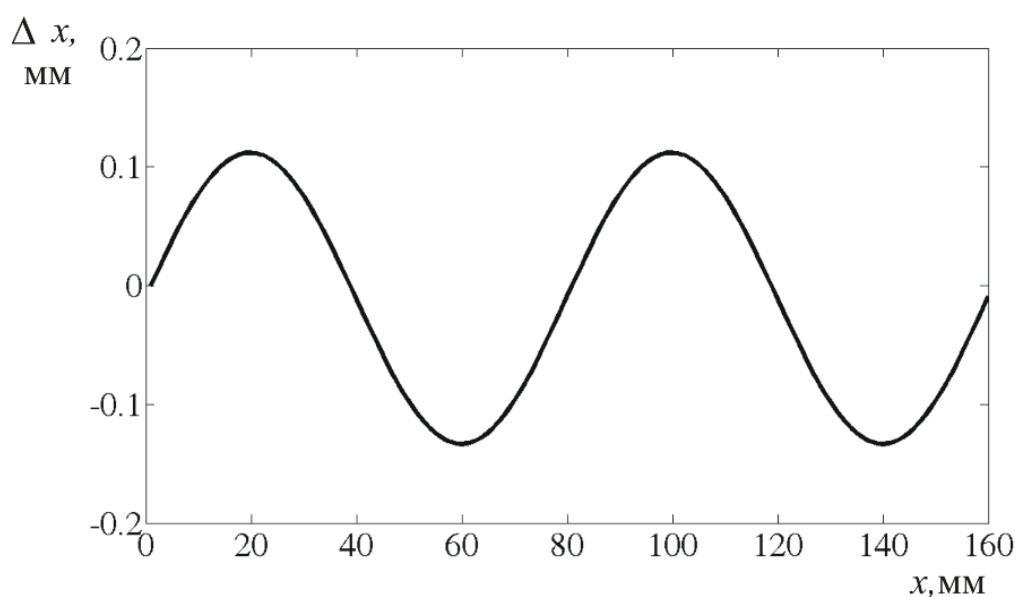


Рисунок 4.10— Итоги эксперимента [создано авторами]

Степень воздействия неравенства индуктивных и активных сопротивлений обмоток зависит от соотношения между этими параметрами. В данном контексте даже небольшой дисбаланс активных сопротивлений на уровне 1% сказывается на увеличении абсолютной погрешности. Важно отметить, что балансировку сопротивлений необходимо проводить в любом случае при отсутствии подвижного магнитопровода на информационной линейке.

4.7 Анализ влияния длины шунта на погрешность ИИС

Амплитуда выходного напряжения информационно-измерительной системы (ИИС) зависит от векторной суммы намагничивающих сил зубцов датчика, расположенных в зоне магнитного шунта. Следовательно, увеличение длины магнитного шунта способствует повышению выходного напряжения ИИС.

Допустим, магнитный шунт имеет длину, кратную зубцовому делению. При перемещении шунта на определенное расстояние уменьшается влияние намагничивающей силы первого зубца, в то время как увеличивается воздействие намагничивающей силы третьего зубца на выходное напряжение. Перемещение шунта на величину зубцового деления приводит к сохранению воздействия намагничивающей силы второго зубца на выходное напряжение.

В результате формируется выходное напряжение:

$$\underline{U}_{\text{вых}} = \underline{U}_1 + \underline{U}_2 + \underline{U}_3 = U_1 e^{j\varphi_1} + U_2 e^{j\varphi_2} + U_3 e^{j\varphi_3} \quad (4.28)$$

При условии принятия параметра $\varphi_1 = 0$, значения $\varphi_2 = \frac{2\pi}{n}$ и $\varphi_3 = 2\frac{2\pi}{n}$ также включаются. Когда шунт перемещается на расстояние $x < c$, соответствующие напряжения могут быть выражены согласно следующей формуле:

$$U_1 = U \frac{c-x}{c}, \quad U_2 = U \quad \text{и} \quad U_3 = U \frac{x}{c} \quad (4.29)$$

$$\begin{aligned}\underline{U}_{\text{ВЫХ}} &= U \frac{c-x}{c} + U \cos \frac{2\pi}{n} + jU \sin \frac{2\pi}{n} + U \frac{x}{c} \cos \left(2 \frac{2\pi}{n} \right) + jU \frac{x}{c} \sin \left(2 \frac{2\pi}{n} \right) = \\ &= U \frac{c-x}{c} + U \frac{x}{c} \cos \left(2 \frac{2\pi}{n} \right) + jU \frac{x}{c} \sin \left(2 \frac{2\pi}{n} \right) + U e^{j \frac{2\pi}{n}}\end{aligned}\quad (4.30)$$

Сравним данное выражение с уравнением для выходного напряжения в случае, когда длина шунта равна зубцовому делению. Те компоненты вектора, которые зависят от положения шунта, порождают угловую погрешность, аналогичную случаю, когда количество зубцов в два раза меньше. При этом амплитуда выходного напряжения увеличивается практически в два раза, в то время как аргумент выходного напряжения можно получить, используя соответствующее уравнение:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{U \sin \frac{2\pi}{n} + U \frac{x}{c} \sin \left(2 \frac{2\pi}{n} \right)}{U \frac{c-x}{c} + U \cos \frac{2\pi}{n} + U \frac{x}{c} \cos \left(2 \frac{2\pi}{n} \right)} \quad (4.31)$$

Отклонение

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{cn} \left(x + \frac{c}{2} \right) - \operatorname{arctg} \frac{U \sin \frac{2\pi}{n} + U \frac{x}{c} \sin \left(2 \frac{2\pi}{n} \right)}{U \frac{c-x}{c} + U \cos \frac{2\pi}{n} + U \frac{x}{c} \cos \left(2 \frac{2\pi}{n} \right)} \quad (4.32)$$

Увеличение длины шунта производится с целью увеличения амплитуды выходного напряжения для получения лучшего соотношения выходного напряжения и напряжения смещения нуля.

На рисунке 4.11 представлена зависимость абсолютной погрешности ИИС при увеличении длины шунта на 1 процент от общей длины, которая равна двум зубцовым делениям.

С увеличением длины шунта происходит уменьшение коэффициента использования линейки. Этот коэффициент определяется как отношение рабочего измеряемого диапазона к общей длине линейки l .

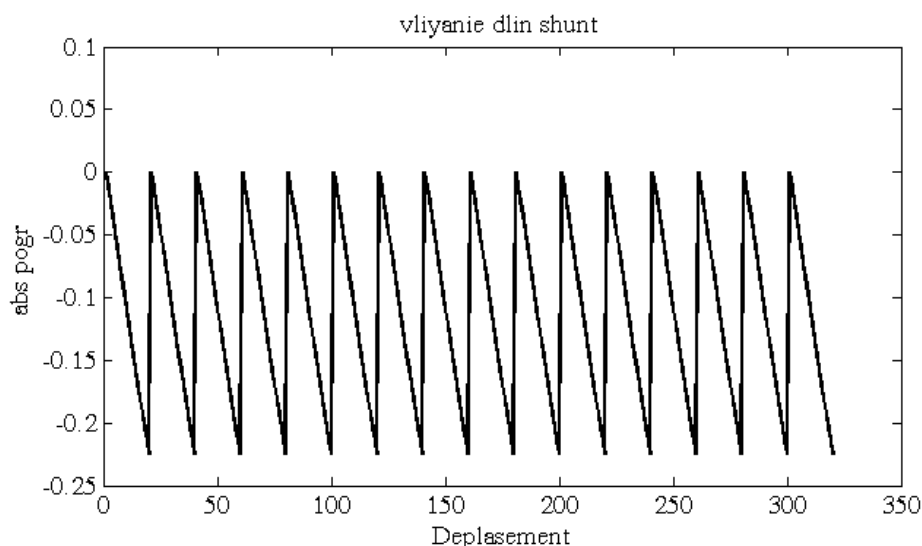


Рисунок 4.11 - Зависимость абсолютной погрешности ИИС [создано авторами]

Значительное изменение напряжения сопровождается практически линейным изменением фазы выходного напряжения. Отклонение фазы от расчетного значения остается небольшим. При увеличении длины шунта абсолютное отклонение фазы от идеального значения растет.

Если коэффициент использования информационной линейки считается важным параметром, то длину шунта можно установить равной длине одного, двух или трех зубцовых делений. Это приведет к уменьшению амплитуды выходного напряжения, некоторому увеличению общей погрешности от зубцовой составляющей, но при этом коэффициент использования информационной линейки возрастет до 0,8; 0,87 или 0,94.

4.8. Анализ влияния стабильности частоты генератора на погрешность измерительной системы

При разработке измерительной системы для измерения линейных перемещений с использованием фазовращающего электромагнитного преобразователя, который обладает магнитопроводом с распределенными параметрами, возникает вопрос о выборе частоты генератора синусоидальных колебаний. Частота напряжения, генерируемого источником, оказывает влияние на частотные характеристики электрических параметров компонентов измерительной системы. Это касается не только зависимости

индуктивных сопротивлений и сопротивлений взаимной индукции от частоты, но и характеристик фазовращателей измерительной системы в зависимости от частоты. В то время как зависимость характеристик фазовращателей от частоты была достаточно основательно изучена, проблема определения оптимальной частоты источника питания электромагнитного преобразователя остается недостаточно исследованной.

Основными критериями при выборе частоты являются стабильность характеристик измерительной системы и максимальная амплитуда выходных напряжений в синусной и косинусной обмотках.

Оптимальное значение угловой частоты может быть определено с использованием уравнения, которое получено на основе функции преобразования измерительной системы:

$$\omega^2 - \frac{R_r L_s + R_s L_r}{M_{rsm}^2 - L_r L_s} \omega + \frac{R_r R_s}{M_{rsm}^2 - L_r L_s} = 0 \quad (4.33)$$

Корни этого уравнения:

$$\omega_{1,2} = \frac{R_r L_s + R_s L_r}{M_{rsm}^2 - L_r L_s} \pm \sqrt{\left(\frac{R_r L_s + R_s L_r}{M_{rsm}^2 - L_r L_s} \right)^2 - \frac{R_r R_s}{M_{rsm}^2 - L_r L_s}} \quad (4.34)$$

Подкоренное выражение имеет минимальное значение на частоте, значение которой можно вычислить, приравняв к нулю производную по частоте:

$$2\omega \left(M_{rsm}^2 - 2L_r L_s + \frac{L_r^2 L_s^2}{M_{rsm}^2} \right) - 2 \frac{R_r^2 R_s^2}{\omega^2 M_{rsm}^2} \omega^3 = 0 \quad (4.35)$$

$$\omega^4 = \frac{R_r^2 R_s^2}{M_{rsm} \left(M_{rsm}^2 - 2L_r L_s + \frac{L_r^2 L_s^2}{M_{rsm}^2} \right)} \quad (4.36)$$

следовательно,

$$\omega = \sqrt[4]{\frac{R_r^2 R_s^2}{M_{rsm} \left(M_{rsm} - \frac{L_r L_s}{M_{rsm}} \right)^2}} \quad (4.37)$$

Путем учета электрических параметров обмоток можно вычислить оптимальную частоту питающего генератора для ИИС линейных перемещений. Полученная формула служит основой для определения наилучшей частоты питающего генератора. Если в ИИС применяется генератор цепи равномерной обмотки с рекомендованной частотой и при сопротивлениях нагрузки синусной и косинусной обмоток, равных 1000 Ом, достигается максимальное напряжение на выходах. Таким образом, система становится максимально устойчивой к внешним воздействиям. Рассматривается измерительная система линейных перемещений до 160 мм.

Однако оптимальное значение частоты генератора не обеспечивает полной устойчивости к изменению этой частоты. Даже в сбалансированной электромагнитной системе изменение частоты генератора приводит к изменению электрических характеристик элементов измерительной системы. На рисунке 4.12 представлена зависимость абсолютной погрешности от измеряемого перемещения при уменьшении частоты генератора на 1% от номинального значения.

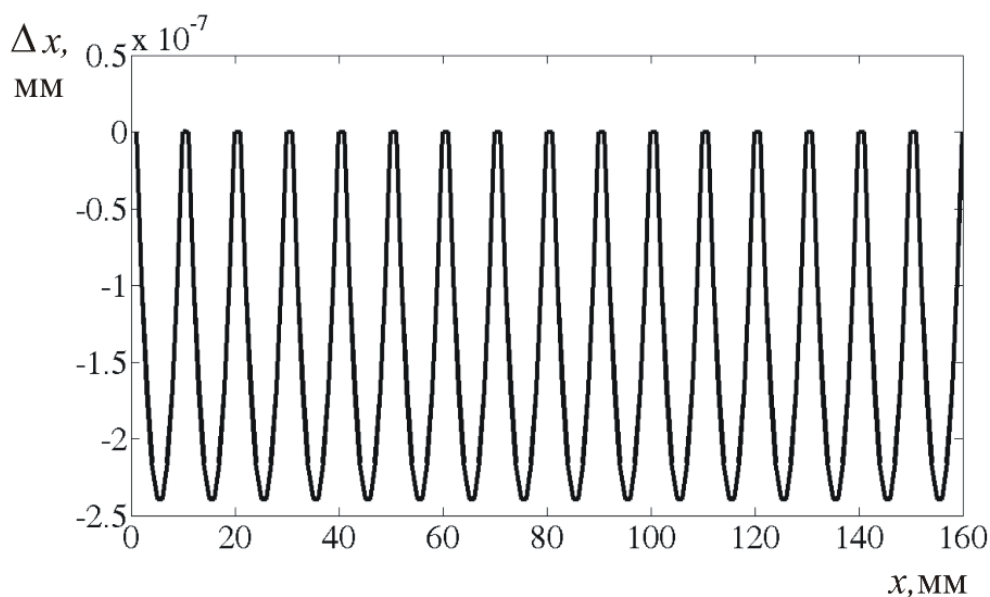


Рисунок 4.12 - Изменение абсолютной погрешности от измеряемого перемещения при уменьшении частоты генератора на 1 % [создано авторами]

В данном случае максимальное отклонение измерения составляет -0,25 мм. При увеличении частоты на 1% от номинального значения, максимальная ошибка измерения возрастает до +0,25 мм. График этой зависимости представлен на рисунке 4.13.

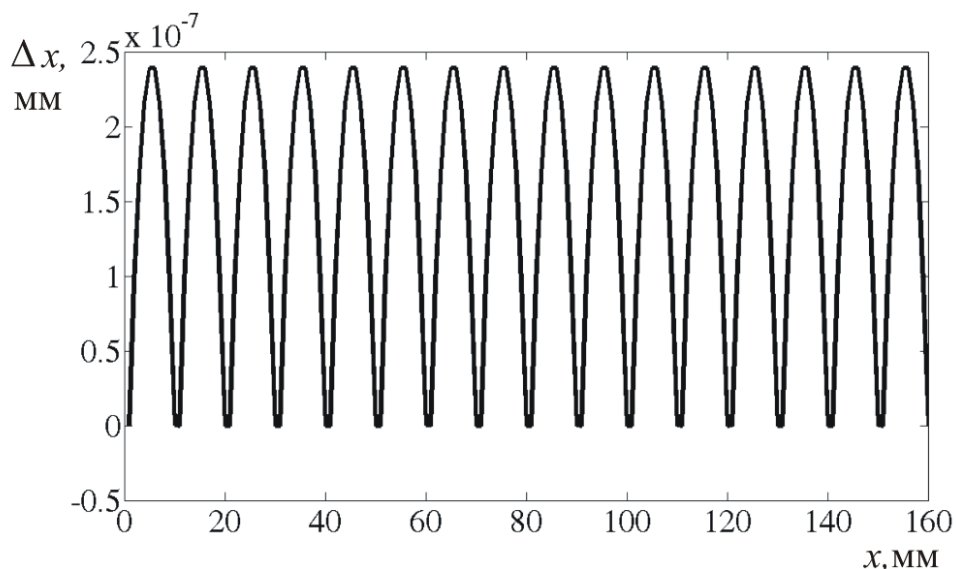


Рисунок 4.13 - Диаграмма, иллюстрирующая связь между максимальной ошибкой измерения [создано авторами]

Выводы по главе 4

Основные задачи нормирования погрешностей сводятся к выбору индикаторов, описывающих погрешность, и установлению предельных значений для этих индикаторов. Решение этих задач зависит от цели измерений и намерения использования их результатов. Например, при использовании результата измерений в расчетах экспериментальных характеристик, необходимо учитывать погрешности отдельных составляющих, суммируя их стандартные квадратические отклонения.

Если контроль осуществляется в пределах допуска и отсутствует информация о законах распределения параметра и погрешности, то достаточно ограничиться доверительным интервалом с установленной вероятностью. Эти показатели следует предоставлять вместе с результатами измерений в случае, если дополнительная обработка результатов не предполагается.

Для оценки погрешностей измерений необходимо:

1. Определить форму модели погрешности с учетом ее характерных свойств.

2. Определить характеристики этой модели.

3. Оценить точность измерений на основе характеристик модели.

Установка модели погрешности влечет за собой типовые статистические задачи, такие как оценка параметров закона распределения, проверка гипотез, планирование эксперимента и другие.

Согласно стандарту МИ 1317—86, точность измерения должна быть выражена одним из следующих способов:

- Интервал, в пределах которого с установленной вероятностью находится суммарная погрешность измерения.

- Интервал, в пределах которого с установленной вероятностью находится систематическая составляющая погрешности измерений; стандартная аппроксимация функции распределения случайной составляющей погрешности измерения и среднее квадратическое отклонение этой составляющей.

- Стандартные аппроксимации функций распределения систематической и случайной составляющих погрешности измерения, а также их среднее квадратических отклонений, и функции распределения систематической и случайной составляющих погрешности измерения.

В инженерной практике в основном используется первый метод ($x = a \pm \Delta$; или Δ в пределах от $\Delta_{\min}$ до $\Delta_{\max}$; $P = 0,90$). Например, система допусков строится на концепции предельной погрешности $\Delta_n = \pm 2 \sigma$ при $P = 0,95$ (согласно ГОСТ 8.051-81). Числовое значение результата измерения должно завершаться цифрой того же разряда, что и значение погрешности Δ .

В случае отсутствия информации о функции распределения компонентов погрешности результата и при необходимости дальнейшей обработки или анализа измеренных данных, результаты представляются в виде α , σ , n , Δ_c . Если границы неисключенной систематической погрешности вычислены, следует также указать доверительную вероятность.

1. Погрешность измерительной системы абсолютна и определяется конструкцией электромагнитного преобразователя, точностью изготовления компонентов электромагнитной системы и параметрами фазосдвигающих блоков.

2. Большинство факторов, оказывающих влияние, приводят к абсолютной погрешности, которая изменяется периодически в зависимости от величины перемещения.

3. Практически невозможно описать формулой зависимость погрешности измерительной системы от каждого отдельного влияющего фактора, поэтому для изучения метрологических характеристик системы удобно применять разработанную методику.

5 СТРУКТУРА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ С НЕОДНОРОДНЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

5.1. Конструкция измерительного фазовращателя на базе неоднородного магнитопровода с распределенными параметрами

Существующие электромагнитные измерительные преобразователи, основанные на электромагнитной системе с неоднородным магнитопроводом и распределенными параметрами, не обладают устойчивостью к воздействию вибраций. Разработана конструкция электромагнитного преобразователя с неоднородным магнитопроводом и распределенными параметрами, который выполняет функции линейного фазовращателя. Под электромагнитной системой с распределенными параметрами понимается объединение магнитопровода и обмоток, где электромагнитные характеристики зависят от распределения параметров этих элементов в пространстве.

Автор разработал конструкцию электромагнитного фазовращателя линейных перемещений на основе электромагнитной системы с неоднородным магнитопроводом и распределенными параметрами. Рисунок 5.1 демонстрирует конструкцию электромагнитного преобразователя линейных перемещений.

Информационная линейка датчика имеет цилиндрическую форму и состоит из трех частей. Верхний и нижний каркасы представляют разрезанный по продольной оси цилиндр, изготовленный из немагнитного материала, с пазами для размещения обмотки. Магнитопровод статора располагается между ними и состоит из нескольких пластин электротехнической стали.

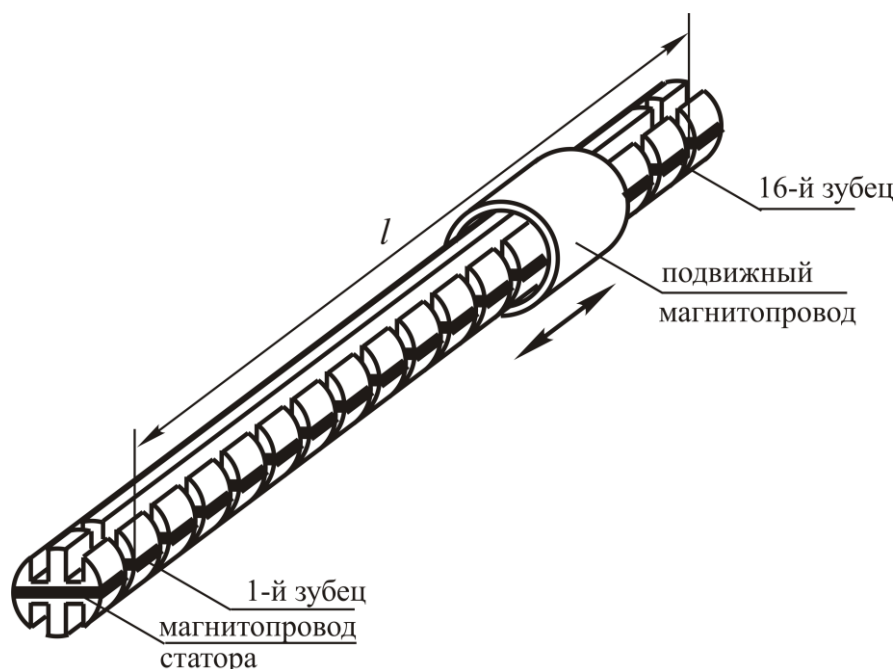


Рисунок 5.1 - Структура электромагнитного устройства для измерения линейных перемещений [59]

Информационная шкала размещена внутри полости сплошного кольца, выполненного из ферромагнитного материала, который является подвижным магнитопроводом. Подвижный магнитопровод перемещается вдоль поверхности неподвижной информационной шкалы. Форма магнитопровода статора изображена на рисунке 5.2.

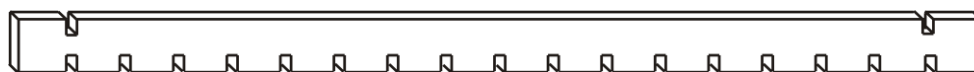


Рисунок 5.2 - Форма магнитопровода статора [64]

Обмотка, размещенная в верхнем и нижнем пазах каркаса фазовращателя, представляет собой «равномерную» обмотку, содержащую одинаковое количество витков W_p на всей длине информационной линейки. В правые пазы статора уложены «синусная» и «косинусная» обмотки.

Количество витков «синусной» обмотки в зависимости от номера участка или зубца статора определяется формулой (5.1):

$$W_{sk} = W_m \sin\left(\frac{2\pi}{n}(k - 0,5)\right) \quad (5.1)$$

где W_{sk} – количество витков «синусной» обмотки на участке k ;
 n – количество активных участков информационной линейки;
 W_m – максимальное количество витков обмотки, которое зависит от размеров паза и диаметра провода;
 k – номер участка.

По аналогии определяется количество витков в «косинусной» обмотке в зависимости от номера участка или зубца статора:

$$W_{ck} = W_m \sin\left(\frac{2\pi}{n}(k - 0,5)\right) \quad (5.2)$$

где W_{ck} – количество витков косинусной обмотки на участке k .

Ранее была обсуждена структура электромагнитной системы с магнитопроводом, характеризующимся неоднородными параметрами.

Принцип работы фазовращателя основан на изменении электромагнитного взаимодействия обмоток при изменении положения элемента, вносящего неоднородность удельного магнитного сопротивления в распределенном магнитопроводе. В качестве такого элемента используется кольцевой магнитопровод.

На рисунке 5.3 представлены поперечное и продольное сечения магнитопровода фазовращателя в области размещения кольцевого магнитопровода.

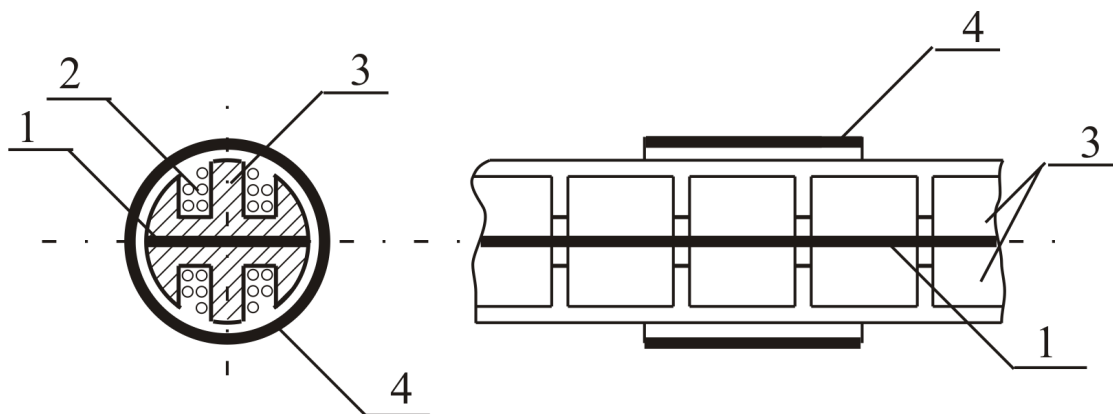


Рисунок 5.3 - Сечение магнитопровода фазовращателя в поперечной и продольной плоскостях: 1 – магнитопровод информационной линейки, 2 – обмотка статора, 3 – каркас измерительного преобразователя, 4 – подвижный магнитопровод [103]

Общая длина информационной линейки вычисляется как произведение длины одного зубчатого деления на их общее количество:

$$l = cn \quad (5.3)$$

где $c = a + b$ – зубцовое деление;

a – длина зубца;

b – длина паза;

n – количество зубцов.

5.2. Структура измерительной системы линейных перемещений на базе электромагнитного фазовращателя с неоднородным магнитопроводом с распределенными параметрами

Подобно классическому фазовращателю, электромагнитный преобразователь может функционировать в двух режимах. В первом случае для питания обмоток преобразователя требуется двухфазный источник переменного тока, где выходные токи одинаковы по амплитуде и смещены по фазе на 90 градусов. Эти токи служат для питания синусной и косинусной обмоток. В результате формируется бегущее магнитное поле в электромагнитном преобразователе. На выходах равномерно распределенной обмотки возникает напряжение с постоянной амплитудой и начальной фазой, которая изменяется пропорционально расстоянию от начала информационной линейки до середины подвижного магнитопровода.

Однако разработка стабильного двухфазного источника тока представляет собой сложную задачу, поэтому вместо этого используется обычный источник переменного напряжения для питания измерительного преобразователя, что определяет однофазный режим работы. В этом режиме магнитное поле датчика становится пульсирующим. Пульсации магнитного поля вызывают в синусной и косинусной обмотках электродвижущие силы с амплитудами, зависящими от положения подвижного магнитопровода на информационной линейке. Структурная схема ИИУС динамических перемещений на основе датчика перемещений с

ЭМП с неоднородно распределенным магнитопроводом представлена на рисунке 5.4.

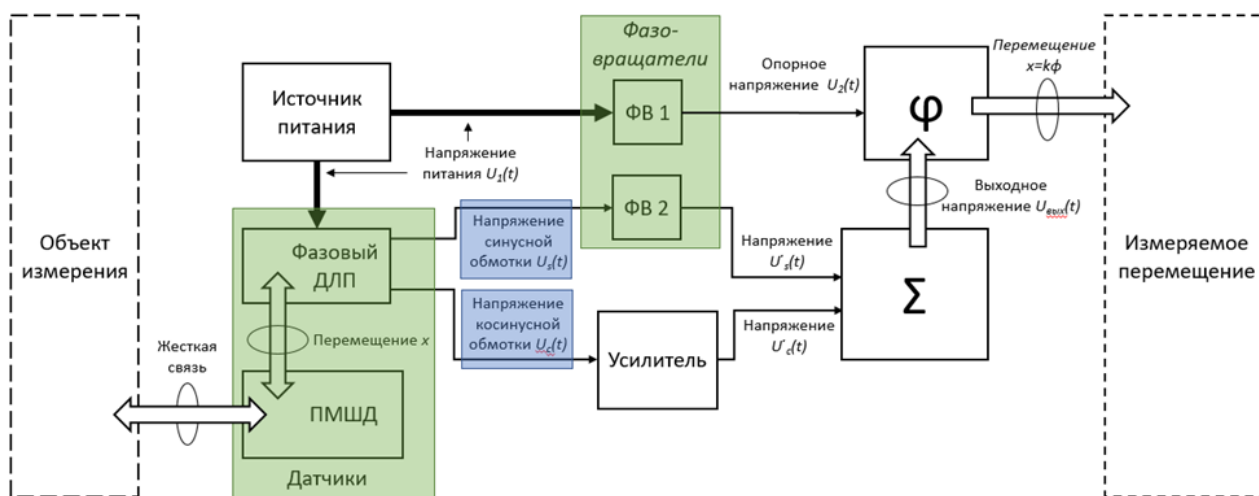


Рисунок 5.4 - Схема ИИУС динамических перемещений включает в себя следующие компоненты: ПМШД - управление перемещением магнитного шунта датчика; фазовый ДЛП - датчик линейных перемещений; ФВ1 - электронный фазовращатель; ФВ2 - электронный фазовращатель опорного напряжения; Σ - сумматор; φ - фазометр. [создано авторами]

Координата x определяет положение подвижного магнитопровода на информационной линейке. Выход ЭМП предоставляет два напряжения. На выводах синусной обмотки формируется синусоидальное напряжение:

$$u_s(t) = U_m \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot \sin(\omega t) \quad (5.4)$$

На зажимах косинусной обмотки получим напряжение

$$u_c(t) = U_m \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot \sin(\omega t) \quad (5.5)$$

Сигнал от синусоидальной обмотки поступает на вход фазовращателя ФВ1. На выходе фазовращателя формируется напряжение с амплитудой, равной амплитуде синусоидального напряжения, но с начальной фазой, отстающей на 90° .

$$u'_s(t) = U_m \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{l} \cdot x\right) \cdot \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (5.6)$$

Напряжения $u'_s(t)$ и $u_c(t)$ подаются на вход сумматора Σ , результат на выходе которого представляет собой напряжение $u_\Sigma(t)$ с постоянной амплитудой и начальной фазой. Эта фаза изменяется пропорционально измеряемому перемещению x . Фазометр измеряет фазовый сдвиг напряжения $u_\Sigma(t)$ относительно опорного напряжения $u_0(t)$, которое выступает в качестве выходного напряжения фазовращателя ФВ2. Фазовращатель ФВ2, получающий энергию от источника питания, устанавливает начало отсчета перемещения. Этот фазометр используется для установки "нуля". На выходе фазометра получается фазовый сдвиг $\varphi = k \cdot x$, который проградуирован в соответствии с измеряемым перемещением. Предложенная схема реализована с использованием унифицированного электронного преобразователя, предназначенного для работы в роботизированных системах, и созданного на базе микроконтроллера PIC18F2523 от компании Microchip.

В результате была создана ИИУС динамических перемещений на основе датчика перемещений с ЭМФ с неоднородным распределенным магнитопроводом. Эта система позволяет улучшить метрологические характеристики ИИУС динамических перемещений на 5%.

Исходя из указанных принципов, была разработана новая конструкция датчика линейных перемещений с ЭМФ (рисунок 5.5), способствующая повышению устойчивости к воздействию внешних факторов.

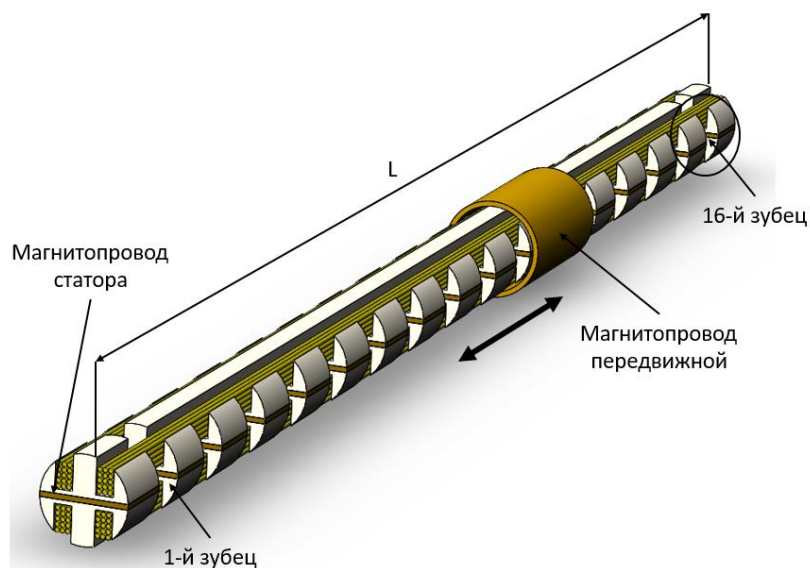


Рисунок 5.5 - Дизайны датчиков линейных перемещений с электромагнитной силой [139]

Датчик представляет собой цилиндрическую конструкцию, состоящую из трех компонентов. Каркасы, расположенные сверху и снизу, имеют продольные разрезы, состоящие из немагнитного материала, и вмещаются в полое кольцо из железоманитного материала – динамичного магнитного провода [138].

5.3. Анализ магнитной системы фазовращателя с неоднородным магнитопроводом с распределенными параметрами для измерительной системы линейных перемещений

Однако при анализе датчиков механических величин, которые реализуют взаимосвязь между механическими и электрическими величинами, необходимо учитывать пространственное распределение параметров электромагнитной системы. Для учета этого распределения в информационной линейке предлагается использовать концепцию удельных электрических и магнитных величин, определенных на единицу длины элементарного магнитопровода. В случае магнитопровода с распределенными параметрами введение удельных параметров упрощает установление связи между токами и напряжениями, зависящими от электрических и магнитных параметров электромагнитной системы.

Зная законы распределения удельной магнитной проводимости по длине магнитопровода $\underline{Y}_m = f(x)$, удельной собственной индуктивности и удельной взаимной индуктивности, можно рассчитать электрические параметры обмоток электромагнитной системы. Конструкция электромагнитного преобразователя уже рассмотрена. Основным компонентом преобразователя является информационная линейка, состоящая из каркаса, магнитопровода статора, обмоток статора и подвижного магнитопровода в форме полого цилиндра из магнитного материала.

На рисунке 5.6 представлен поперечный разрез датчика в произвольной зоне без магнитного шунта (рис. 5.6,а) и в зоне с наложением магнитного шунта на информационную линейку (рис. 5.6,б). Удельные магнитные потоки обозначены силовыми линиями как $\Phi 1$ и $\Phi 2$. Эквивалентное удельное магнитное сопротивление в зоне отсутствия шунта (рис. 5.6,а) значительно выше по сравнению с удельным магнитным сопротивлением в зоне расположения подвижного магнитопровода. Это объясняется тем, что длина магнитной силовой линии, проходящей через воздух на рис. 5.6,а, в сотни раз превышает длину двойного воздушного зазора на рис. 5.6,б. Из теории магнитных цепей известно, что магнитное сопротивление магнитопровода обратно пропорционально относительной магнитной проницаемости. Относительная магнитная проницаемость магнитных материалов находится в диапазоне от единиц до десятков тысяч. Следовательно, удельное магнитное сопротивление распределенного магнитопровода в зоне подвижного магнитопровода будет в сотни раз меньше удельного магнитного сопротивления в зоне, где отсутствует подвижный магнитопровод. Из этого следует, что удельный магнитный поток $\Phi 1$ будет в сотни раз меньше, чем удельный магнитный поток $\Phi 2$.

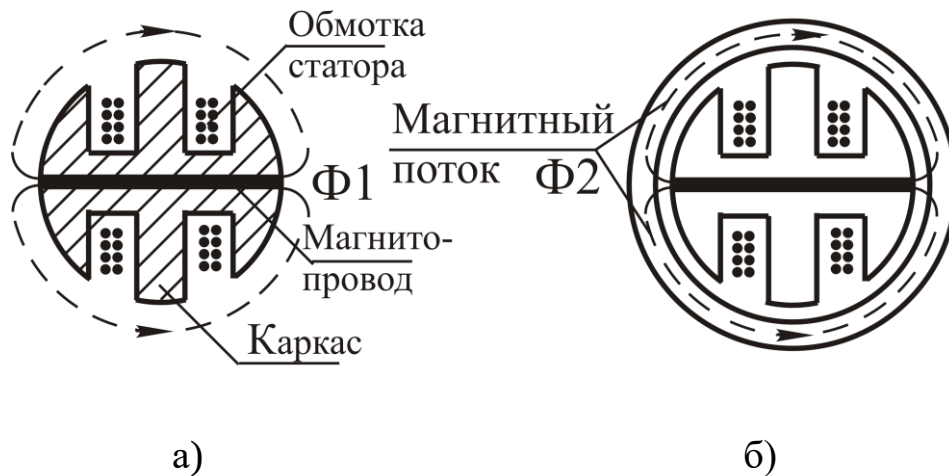


Рисунок 5.6 - Перерез датчика в поперечной плоскости [139]

Пусть длина средней линии магнитного поля обозначена как l_{cp} ; длина линии магнитного поля в пределах магнитопровода статора обозначена как $l_{ст}$; а длина воздушного зазора в области расположения подвижного магнитопровода - как δ . Тогда длина линии магнитного поля вдоль подвижного магнитопровода будет равна:

$$l_{пм} = l_{cp} - 2 \cdot \delta - l_{ст} \quad (5.7)$$

Пусть толщина подвижного магнитопровода равна толщине магнитопровода статора h .

Удельное магнитное сопротивление магнитопровода информационной линейки в зоне отсутствия подвижного магнитопровода равна

$$Z_{0м1} = \frac{l_{ст}}{\mu \cdot \mu_0 \cdot h} + \frac{(l_{cp} - l_{ст})}{\mu_0 \cdot h} = \frac{l_{ст} + \mu \cdot (l_{cp} - l_{ст})}{\mu \cdot \mu_0 \cdot h} \quad (5.8)$$

Пусть магнитная проницаемость материала магнитопровода статора и подвижного магнитопровода равны между собой и равны μ .

Удельное магнитное сопротивление магнитопровода информационной линейки в зоне расположения подвижного магнитопровода:

$$Z_{0M2} = \frac{l_{cp} - 2 \cdot \delta}{\mu \cdot \mu_0 \cdot h} + \frac{2 \cdot \delta}{\mu_0 \cdot h} = \frac{l_{cp} + 2 \cdot \delta \cdot (\mu - 1)}{\mu \cdot \mu_0 \cdot h} \quad (5.9)$$

Для более точного анализа процессов в распределенном магнитопроводе информационной линейки рекомендуется учитывать вязкость магнитного материала. Это обусловлено тем, что при перемагничивании электротехнической стали на повышенных частотах, превышающих 1 кГц, и при слабых магнитных полях, зависимость индукции магнитного поля от напряженности описывается не классической кривой намагничивания с зоной насыщения, а кривой, приближенной к эллипсу. В таком случае возникает фазовый сдвиг φ_M между напряженностью и индукцией магнитного поля, и тогда выражение для определения относительной магнитной проницаемости становится верным, представляя собой отношение абсолютной магнитной проницаемости к проницаемости вакуума:

$$\underline{\mu} = \underline{\mu}_a / \mu_0 = \mu e^{-j\varphi_M} \quad (5.10)$$

Уравнения удельных магнитных сопротивлений должны быть в этом случае записаны в комплексной форме:

$$\underline{Z}_{0M1} = \frac{l_{ст}}{\underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h} + \frac{(l_{cp} - l_{ст})}{\mu_0 \cdot h} = \frac{l_{ст} + \underline{\mu} \cdot (l_{cp} - l_{ст})}{\underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h} \quad (5.11)$$

и

$$\underline{Z}_{0M2} = \frac{l_{cp} - 2 \cdot \delta}{\underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h} + \frac{2 \cdot \delta}{\mu_0 \cdot h} = \frac{l_{cp} + 2 \cdot \delta \cdot (\underline{\mu} - 1)}{\underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h} \quad (5.12)$$

Удельная магнитная проводимость является величиной, обратной величине магнитного сопротивления. Магнитная проводимость распределенного магнитопровода в зоне отсутствия подвижного магнитопровода равна:

$$\underline{Y}_{0M1} = \frac{\underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h}{l_{ст} + \underline{\mu} \cdot (l_{cp} - l_{ст})} = \frac{\underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h}{\underline{\mu} \cdot l_{cp} - l_{ст} \cdot (\underline{\mu} - 1)} \quad (5.13)$$

Магнитная проводимость распределенного магнитопровода в зоне расположения подвижного магнитопровода:

$$\underline{Y}_{0м2} = \frac{\underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h}{l_{cp} + 2 \cdot \delta \cdot (\underline{\mu} - 1)} \quad (5.14)$$

Поскольку модуль относительной магнитной проницаемости электротехнической стали составляет несколько тысяч, явно прослеживается данное соотношение $\underline{Y}_{0м2} > \underline{Y}_{0м1}$.

Визуальным индикатором характеристик электромагнитной системы с неоднородным магнитопроводом служит график распределения удельной магнитной проводимости вдоль информационной линейки. На рисунке 5.7 представлен график зависимости модуля удельной магнитной проводимости от координаты рассматриваемой точки на распределенном магнитопроводе.

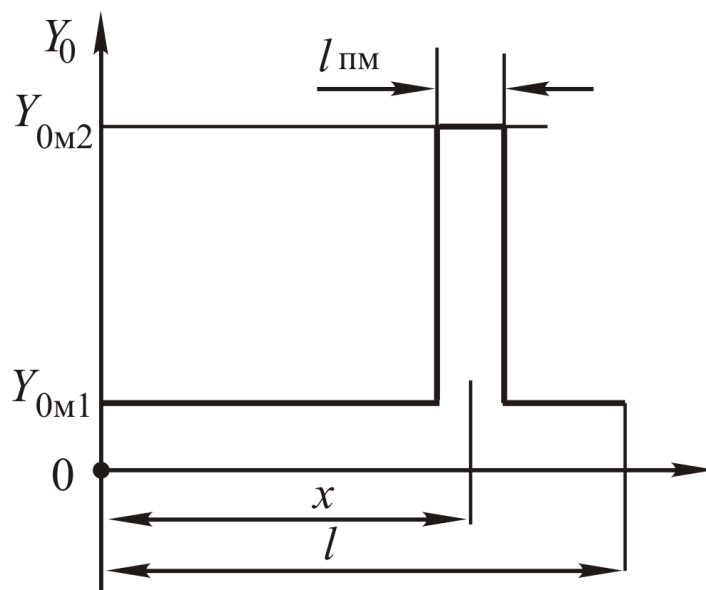


Рисунок 5.7 - Диаграмма зависимости модуля удельной магнитной проводимости [создано авторами]

Специфическая проводимость распределенного магнитопровода остается константной $\underline{Y}_{0м1}$ в области, где отсутствует подвижный магнитопровод. В области присутствия подвижного магнитопровода, который имеет длину $l_{пм}$, и его середина расположена на расстоянии x от начала информационной линейки, удельная магнитная

проводимость составляет $\underline{Y}_{0m2}$. Последнюю магнитную проводимость можно представить в виде суммы удельных магнитных проводимостей:

$$\underline{Y}_{0m2} = \underline{Y}_{0m1} + (\underline{Y}_{0m2} - \underline{Y}_{0m1}) = \underline{Y}_{0m1} + \underline{Y}_{0mp} \quad (5.15)$$

где $\underline{Y}_{0mp}$ – это изменение удельной магнитной проводимости в зоне, где находится подвижный магнитопровод. Именно эта часть удельной магнитной проводимости обеспечивает выходные напряжения синусной и косинусной обмоток. Амплитуды этих напряжений зависят от положения подвижного магнитопровода на информационной линейке:

$$\begin{aligned} \underline{Y}_{0mp} &= \underline{Y}_{0m2} - \underline{Y}_{0m1} = \frac{\underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h}{l_{cp} + 2 \cdot \delta \cdot (\underline{\mu} - 1)} - \frac{\underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h}{\underline{\mu} \cdot l_{cp} - l_{ct} \cdot (\underline{\mu} - 1)} = \\ &= \underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h \cdot \left[\frac{\underline{\mu} \cdot l_{cp} - l_{ct} \cdot (\underline{\mu} - 1) - l_{cp} + 2 \cdot \delta \cdot (\underline{\mu} - 1)}{[l_{cp} + 2 \cdot \delta \cdot (\underline{\mu} - 1)] \cdot [\underline{\mu} \cdot l_{cp} - l_{ct} \cdot (\underline{\mu} - 1)]} \right] = \\ &= \underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h \cdot (\underline{\mu} - 1) \cdot \left[\frac{l_{cp} - l_{ct} + 2 \cdot \delta}{\underline{\mu} \cdot l_{cp}^2 + \underline{\mu} \cdot l_{cp} \cdot 2 \cdot \delta \cdot (\underline{\mu} - 1) - l_{cp} \cdot l_{ct} \cdot (\underline{\mu} - 1) - 2 \cdot \delta \cdot l_{ct} \cdot (\underline{\mu} - 1)^2} \right] = \\ &= \underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h \cdot \left[\frac{l_{cp} - l_{ct} + 2 \cdot \delta}{\frac{\underline{\mu} \cdot l_{cp}^2}{(\underline{\mu} - 1)} + \underline{\mu} \cdot l_{cp} \cdot 2 \cdot \delta - l_{cp} \cdot l_{ct} - 2 \cdot \delta \cdot l_{ct} \cdot (\underline{\mu} - 1)} \right] = \\ &= \underline{\mu} \cdot \mu_0 \cdot h \cdot \left[\frac{l_{cp} - l_{ct} + 2 \cdot \delta}{\frac{\underline{\mu} \cdot l_{cp}^2}{(\underline{\mu} - 1)} + \underline{\mu} \cdot 2 \cdot \delta \cdot (l_{cp} - l_{ct}) - l_{cp} \cdot l_{ct}} \right] \quad (5.16) \end{aligned}$$

Внесение понятия изменения удельной магнитной проводимости упростит процесс вычисления индуктивностей и коэффициентов взаимной индуктивности обмоток.

5.4. Схема замещения измерительной системы линейных перемещений на базе электромагнитного преобразователя с

неоднородным магнитопроводом с распределенными параметрами

Составление схемы замещения измерительной системы линейных перемещений с неоднородным магнитопроводом и распределенными параметрами представляет определенные сложности. Согласно структурной схеме, изображенной на рисунке 5.4, в измерительной системе присутствуют два фазовращателя ($\Phi 1$ и $\Phi 2$), сумматор (СУМ) и фазометр (Φ). Основная задача создания схемы замещения заключается в разработке системы уравнений, которая бы позволила установить соотношение между токами обмоток и выходными напряжениями. Эти соотношения будут служить основой для получения функции преобразования измерительной системы. Существует несколько методов для построения схемы замещения многообмоточных электромеханических устройств, работающих от источников переменного напряжения.

Источники питания на схеме замещения представляются как идеальные источники ЭДС. В реальности у этих источников есть внутреннее сопротивление, поэтому в схеме оно последовательно соединено с идеальным источником. Каждая обмотка измерительной системы замещается идеальной индуктивностью. Активное сопротивление проводника обмотки и потери в магнитопроводе представлены активным сопротивлением, соединенным последовательно с идеальной индуктивностью. В процессе формирования системы уравнений учитывается взаимное влияние обмоток с использованием коэффициента взаимной индуктивности.

В общем случае каждая обмотка нагружена активным сопротивлением.

Структура замещения электромагнитной части измерительной системы представлена на рисунке 5.8, где

$\underline{E}_s$, $\underline{E}_c$ и $\underline{E}_r$ – идеальные источники питания соответствующих цепей обмоток;

R'_s , R'_c и R'_r – внутренние сопротивления источников питания;

R_s , R_c и R_r – сопротивления соответствующих обмоток;

L_s , L_c и L_r – индуктивности обмоток;

M_{sc} , M_{cr} и M_{sr} – коэффициенты взаимной индуктивности обмоток;

R_{ns} , R_{nc} и R_{nr} – сопротивления нагрузки соответствующих цепей.

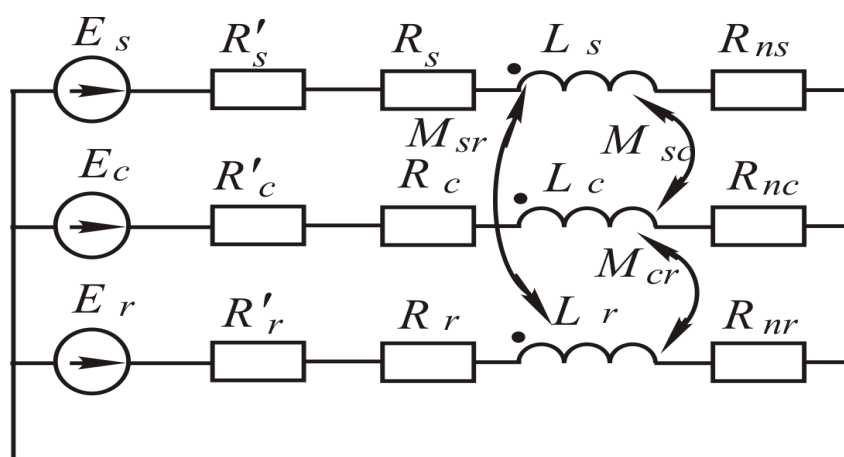


Рисунок 5.8 - Схема электромагнитной части замещения измерительной системы [создано авторами]

На рисунке 4.8 представлена общая схема замещения. В зависимости от режима работы некоторые элементы этой схемы могут отсутствовать.

Система уравнений для расчета токов в общем случае для схемы замещения, изображенной на рисунке 5.8, будет иметь следующий вид:

$$\begin{cases} \underline{I}_r(R_r + R'_r + j\omega L_r) + j\omega \underline{I}_s M_{rs} + j\omega \underline{I}_c M_{rc} = \underline{E}_r, \\ j\omega \underline{I}_r M_{rs} + \underline{I}_s(R_s + R'_s + j\omega L_s) + j\omega \underline{I}_c M_{sc} = \underline{E}_s, \\ j\omega \underline{I}_r M_{rc} + j\omega \underline{I}_s M_{sc} + \underline{I}_c(R_c + R'_c + j\omega L_c) = \underline{E}_c. \end{cases} \quad (5.17)$$

где $\underline{I}_s$, $\underline{I}_c$ и $\underline{I}_r$ – токи обмоток электромагнитного преобразователя

5.5. Вопросы проектирования измерительной системы линейных перемещений с заданными метрологическими характеристиками

При разработке измерительной системы для линейных перемещений возникает ряд вопросов, которые необходимо решить, чтобы обеспечить заданные свойства и характеристики системы. Хотя окончательные метрологические характеристики могут быть получены экспериментально, проведя исследования на опытных образцах измерительных устройств, начальный этап требует установления требований к характеристикам блоков устройств, которые определяют точность измерений. Результаты исследований, представленные в предыдущей главе, позволяют утверждать, что метрологические свойства системы зависят от различных факторов, и степень их влияния можно оценить на начальном этапе проектирования.

Эти факторы включают в себя:

- Неравенство максимальных значений напряжений синусной и косинусной обмоток на входе сумматора;
- Погрешность фазовращателя ФВ1;
- Стабильность частоты генератора измерительной системы;
- Количество зубцов фазовращателя;
- Точность изготовления подвижного магнитопровода;
- Целочисленность количества витков;
- Балансировка электрических параметров синусной и косинусной обмоток.

Так как результирующая погрешность системы зависит от взаимодействия всех факторов, необходимо разработать методику оценки систематической погрешности измерительной системы на основе исследования влияния отдельных факторов на абсолютную погрешность устройства.

Один из возможных методов формулирования требований к характеристикам каждого элемента измерительной системы состоит в анализе статистических данных, полученных из свойств готовых изделий. Однако этот метод требует значительных материальных затрат из-за необходимости иметь большое количество готовых изделий.

Второй способ получения рекомендаций для проектирования измерительных систем линейных перемещений заключается в анализе функции преобразования. Однако функция преобразования не учитывает воздействие ряда факторов на погрешность

измерительной системы, так как она получена теоретически с использованием идеализированного электромагнитного преобразователя, не учитывающего дискретное распределение магнитных свойств измерительной линейки и других влияющих факторов.

Оптимальное решение этой задачи заключается в использовании компьютерной математической модели для полного анализа метрологических характеристик системы. Это позволяет исследовать метрологические свойства системы при воздействии как отдельных факторов, так и их совокупности. Компьютерная модель не использует теоретические формулы, а учитывает характеристики реальных элементов устройства. Это обеспечивает учет воздействия большого числа факторов на характеристику измерительной системы.

Результаты исследования измерительной системы, представленные в предыдущей главе, показали, что в большинстве случаев абсолютные погрешности при однофакторных воздействиях изменяются периодически в зависимости от измеряемого перемещения. Воздействие некоторых факторов вызывает линейное изменение абсолютных погрешностей в функции перемещения. Диапазон значений погрешности ограничен значениями перемещений от нуля до предела измерений, что позволяет рассматривать линейное изменение погрешности как периодический закон с периодом, равным пределу измерения. Это обстоятельство лежит в основе последующих исследований.

Цель последующих исследований заключается в использовании методики проектирования измерительных систем линейных перемещений для получения допусков на изготовление отдельных элементов электромагнитной системы и формирования требований к характеристикам блоков измерительной системы. Речь идет о требованиях к точности изготовления информационной линейки, выборе максимального расчетного количества витков обмоток, и точности изготовления подвижного магнитопровода. Важным аспектом проектирования является формирование требований к характеристикам отдельных блоков измерительной системы, таких как неравенство максимальных значений напряжений синусной и косинусной обмоток на входе сумматора, погрешность фазовращателя ФВ, стабильность частоты генератора измерительной

системы и отсутствие балансировки электрических параметров цепей синусной и косинусной обмоток.

5.6. Многомерное пространство и взаимодействие факторов

Математический курс объясняет, что система функций, включающая бесконечное количество элементов следующего вида:

$$\frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}}, \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \cos x, \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \sin(x), \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \cos(2 \cdot x), \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \sin(2 \cdot x), \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \cos(3 \cdot x), \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \sin(3 \cdot x), \dots \quad (5.18)$$

представляет собой полную ортонормированную систему. В результате этого можно заключить, что при приближении функции тригонометрическим многочленом:

$$s_n(x) = \frac{\alpha_0}{2} + \sum_{k=1}^n (\alpha_k \cdot \cos(k \cdot x) + \beta_k \cdot \sin(k \cdot x)) \quad (5.19)$$

минимальное значение среднеквадратичной погрешности

$$\delta^2 = \int_{-\pi}^{\pi} (f(x) - s_n(x))^2 \cdot dx \quad \text{достигается только при использовании}$$

коэффициентов Фурье в качестве α_k и β_k , которые определяются следующим образом:

$$\alpha_k = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} (f(x) \cdot \cos(kx)) \cdot dx \quad (5.20)$$

и

$$\beta_k = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} (f(x) \cdot \sin(kx)) \cdot dx \quad (5.21)$$

где $k = 1, 2, 3, 4, \dots$

Предлагается использовать данную ортонормированную систему для проведения анализа систематических погрешностей измерительной системы. В общем случае, разложение функции в ряд Фурье представляется в следующей форме:

$$f(x) = A_0 + A'_{1m} \cos(kx) + A''_{1m} \sin(kx) + A'_{2m} \cos(2kx) + A''_{2m} \sin(2kx) + A'_{3m} \cos(3kx) + A''_{3m} \sin(3kx) + A'_{4m} \cos(4kx) + A''_{4m} \sin(4kx) + A'_{5m} \cos(5kx) + A''_{5m} \sin(5kx) + \dots \quad (5.22)$$

Обозначим:

$A_1 = \frac{A'_{1m}}{\sqrt{2}}$ – текущее значение косинусной компонента основной гармоники функции;

$A_2 = \frac{A''_{1m}}{\sqrt{2}}$ – текущее значение синусной компонента основной гармоники функции;

$A_3 = \frac{A'_{2m}}{\sqrt{2}}$ – текущее значение косинусной компонента второй гармоники функции;

$A_4 = \frac{A''_{2m}}{\sqrt{2}}$ – текущее значение синусной компонента второй гармоники функции;

$A_5 = \frac{A'_{3m}}{\sqrt{2}}$ – текущее значение косинусной компонента третьей гармоники функции;

$A_6 = \frac{A''_{3m}}{\sqrt{2}}$ – текущее значение синусной компонента третьей гармоники функции и так далее.

Действующее значение функции возводится в квадрат, что равно сумме квадратов действующих значений слагаемых. Таким образом,

$$A^2 = A_0^2 + A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + A_5^2 + A_6^2 + A_7^2 + A_8^2 + \dots \quad (5.23)$$

При оценке погрешности измерений применяется среднеквадратическое отклонение значений от прямой линии, уравнение которой формулируется следующим образом:

$$y(x) = cx + d \quad (5.24)$$

где c – постоянная, которая определяет угол наклона прямой относительно оси x ;

d – компонента ошибки, добавляемая в суммарную ошибку.

Следовательно, полная характеристика дисперсии функции зависит исключительно от ее компонентов $A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6, A_7, \dots$ или отдельных частей.

$$D = A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + A_5^2 + A_6^2 + A_7^2 + A_8^2 + \dots \quad (5.25)$$

Эти компоненты $A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6, A_7, \dots$ могут рассматриваться как координаты в многомерном пространстве с номерами $1, 2, 3, \dots, n$. Таким образом, предлагается разложить абсолютную погрешность ИИС, обусловленную воздействием какого-либо фактора, по осям многомерного пространства. Результирующая дисперсия от воздействия всех факторов зависит не только от дисперсии каждого фактора, но также является результатом их взаимодействия. Таким образом, для анализа погрешности ИИС достаточно получить коэффициенты Фурье.

С использованием математической модели, представленной в третьей главе, проведены исследования разработанной измерительной системы с целью разложения абсолютных погрешностей системы на составляющие по осям многомерного пространства. На вертикальной оси отображаются амплитуды составляющих, а на горизонтальной оси представлены номера осей синусных или косинусных составляющих.

На рисунках 5.9 и 5.10 представлены координаты разложения абсолютной погрешности, вызванной неравномерностью максимальных напряжений на входе сумматора. Такая погрешность условно называется амплитудной погрешностью. Общее количество осей выбрано равным $160:80$ осей для синусных составляющих разложения с целью получения коэффициентов Фурье и 80 осей для косинусных составляющих.

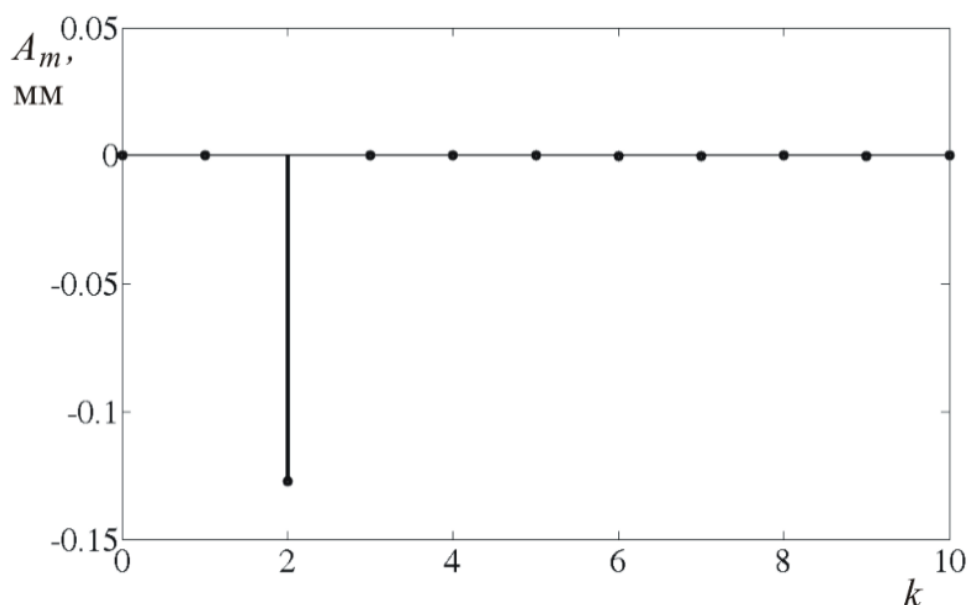


Рисунок 5.9 - Координаты, представляющие декомпозицию абсолютной погрешности [создано авторами]

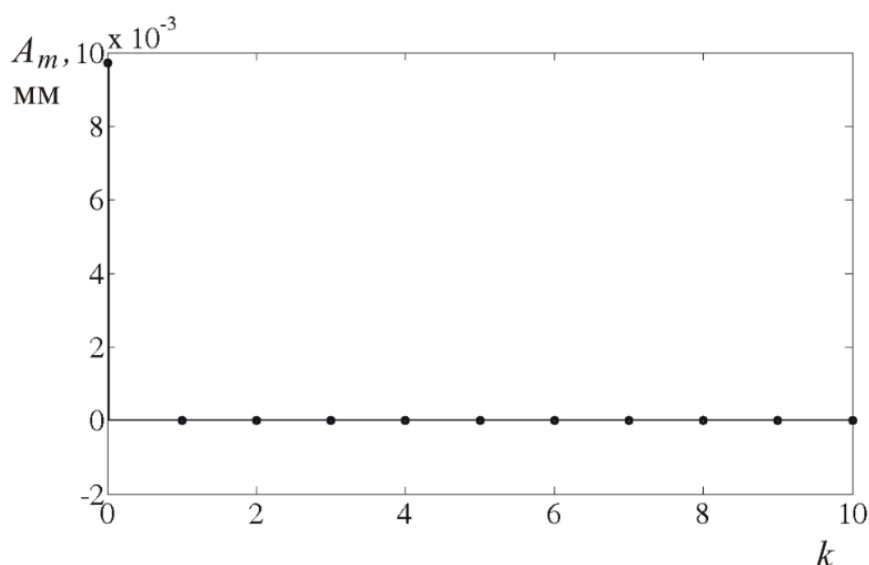


Рисунок 5.10 - Координаты, представляющие декомпозицию амплитудной погрешности [создано авторами]

Из графиков 5.9–5.11 видно, что синусная составляющая имеет ненулевую амплитуду только по второй оси. Косинусная составляющая указывает на наличие постоянной амплитудной погрешности в размере 0,01 мм. На рисунке 4.11 представлен «спектр» синусных составляющих абсолютной погрешности фазовращателя ФВ1. Это означает, что фазовращатель изменяет фазу входного напряжения синусной обмотки не на 90 градусов. В данном примере ошибка составляет 0,1% от четверти периода.

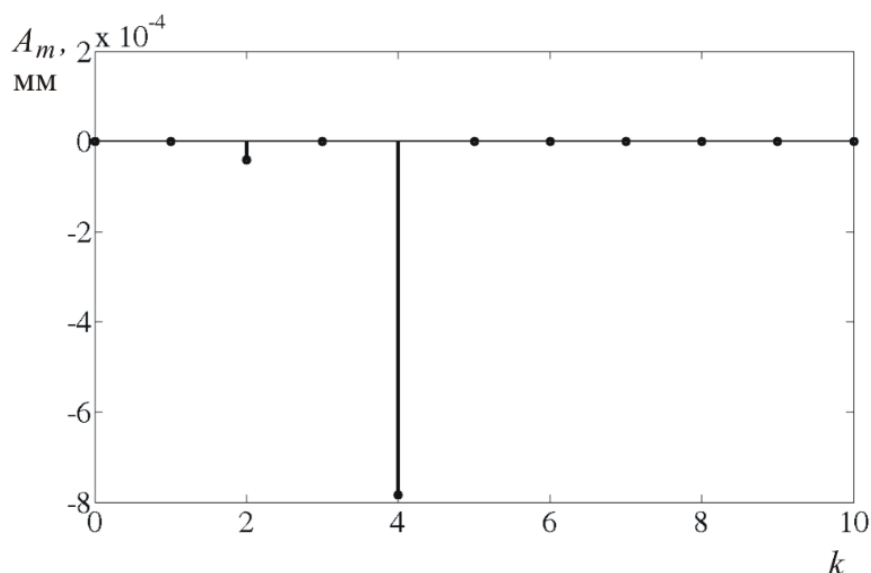


Рисунок 5.11 - Частотный диапазон синусоидальных компонент абсолютной погрешности фазовращателя ФВ1 [создано авторами]

На изображении 4.12 представлены косинусные компоненты по осям многомерного пространства. Важно отметить, что существует ненулевое значение компоненты по нулевой оси. С практической точки зрения это указывает на наличие аддитивной составляющей погрешности.

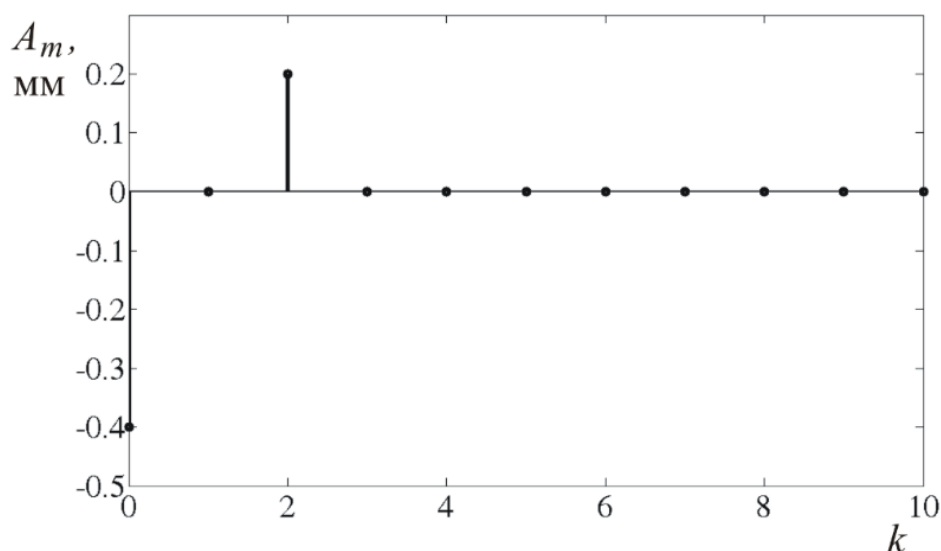


Рисунок 5.12 - Составляющие по осям многомерного пространства, выраженные в виде косинусов [создано авторами]

Необходимо отметить, что эти компоненты в векторной форме размещены на плоскости под углом 90° , и квадрат действующего

значения их суммы равен сумме квадратов действующих значений каждой из составляющих.

На рисунке 5.13 представлен «спектр» синусной составляющей абсолютной погрешности, вызванной небалансировкой активных сопротивлений синусной и косинусной обмоток. Синусная составляющая этого спектра создает компоненту, отличную от нуля, только по второй оси.

Косинусная часть этого «спектр» представляет собой сумму компонент по нулевой и второй осям. Присутствие компоненты по «нулевой» оси метрологически указывает на постоянную составляющую погрешности. Косинусная составляющая по второй оси составляет 0,007 мм, в то время как синусная составляющая по той же оси равна 0,13 мм.

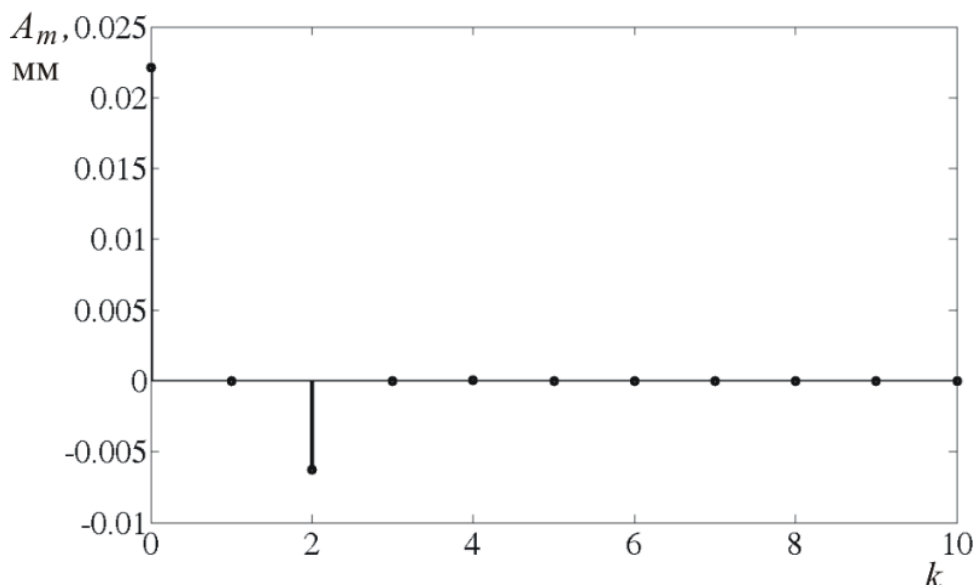


Рисунок 5.13 -Частотный диапазон синусоидальной компоненты абсолютной погрешности [создано авторами]

Балансировка электрических параметров обмоток является обязательным этапом с точки зрения повышения метрологической точности измерительного устройства. Из представленных графиков следует, что отсутствие соответствия активных и реактивных сопротивлений приводит к возникновению абсолютной погрешности измерений. На рисунках 5.14 и 5.15 представлены синусные и косинусные составляющие абсолютной погрешности в случае неравенства индуктивных сопротивлений синусной и косинусной обмоток на уровне 1 %.

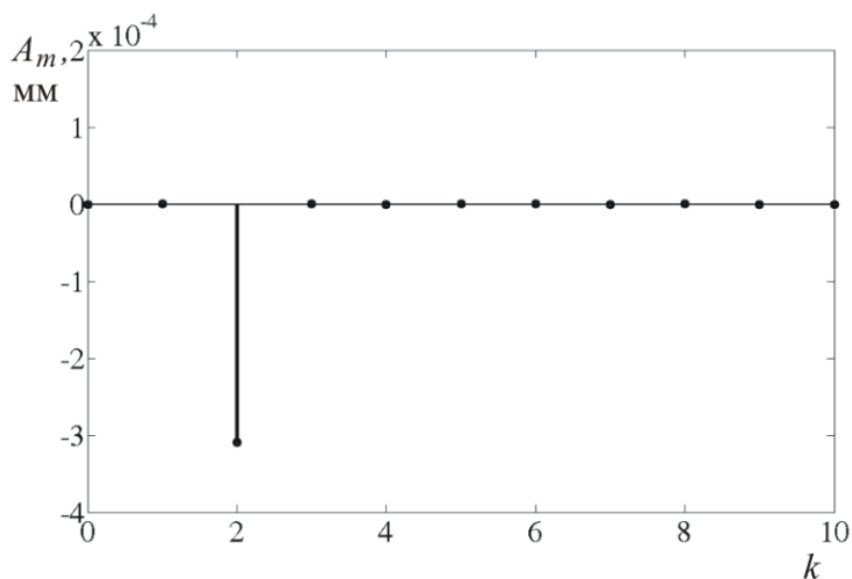


Рисунок 5.14 - Абсолютная погрешность включает в себя синусные компоненты, обусловленные неравенством индуктивных сопротивлений синусной обмотки на уровне 1 % [создано авторами]

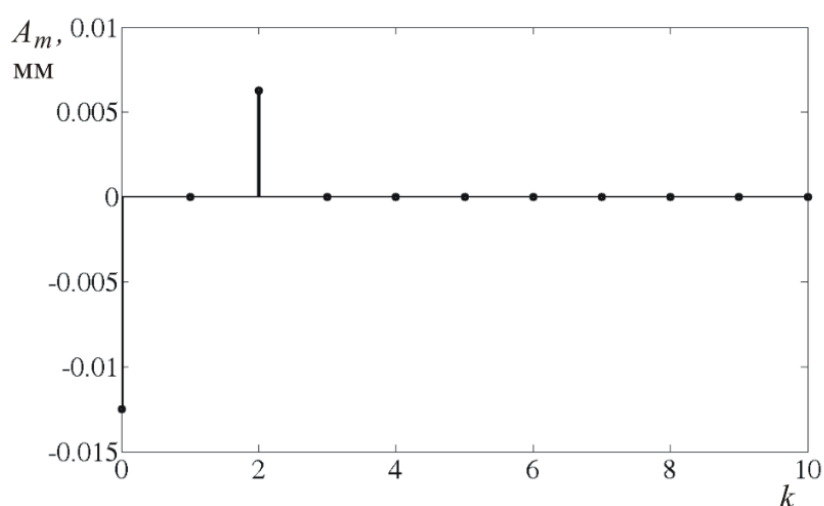


Рисунок 5.15 - Абсолютная погрешность включает в себя косинусные компоненты, обусловленные неравенством индуктивных сопротивлений синусной обмотки на уровне 1 % [создано авторами]

Косинусная компонента небаланса индуктивных параметров обмоток имеет ненулевое значение вдоль так называемой нулевой оси, представляя аддитивную составляющую абсолютной погрешности. Согласно графику, амплитуда этой компоненты по второй оси не равна нулю, что связано с воздействием и другими факторами.

Погрешность измерительной системы также зависит от характеристик генератора, включая стабильность частоты. Изменение частоты приводит к изменению сопротивлений частотозависимых элементов, таких как электромагнитные преобразователи и фазовращатели. Спектральная характеристика абсолютной погрешности измерительной системы при увеличении частоты на 1% от номинального значения представлена на рисунке 5.16. График показывает, что косинусные компоненты присутствуют до 64 оси, при этом наибольшее влияние оказывают компоненты по нулевой и 16 оси. Синусные компоненты абсолютной погрешности отсутствуют при изменении частоты.

Как было отмечено ранее, фактическое количество витков отличается от расчетного значения, так как количество витков не может быть дробным. В математической модели реальное количество витков определяется путем округления расчетного значения до ближайшего целого. Синусные компоненты абсолютной погрешности в зависимости от целочисленного количества витков представлены на рисунке 5.17, а косинусные компоненты - на рисунке 5.18.

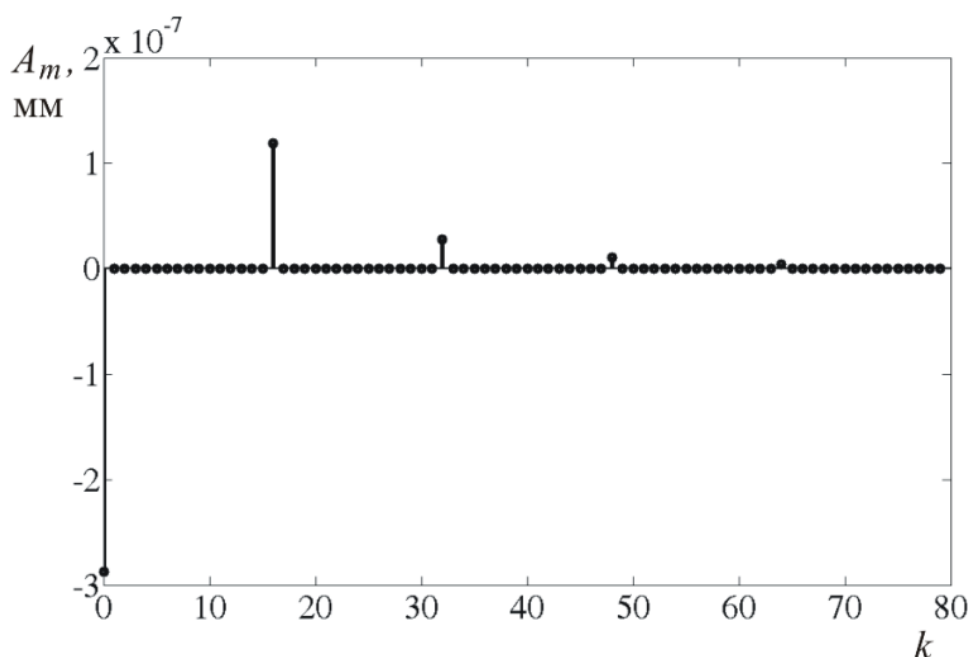


Рисунок 5.16 - Характеристика абсолютной погрешности измерительной системы в зависимости от частоты увеличивается на 1 %
[создано авторами]

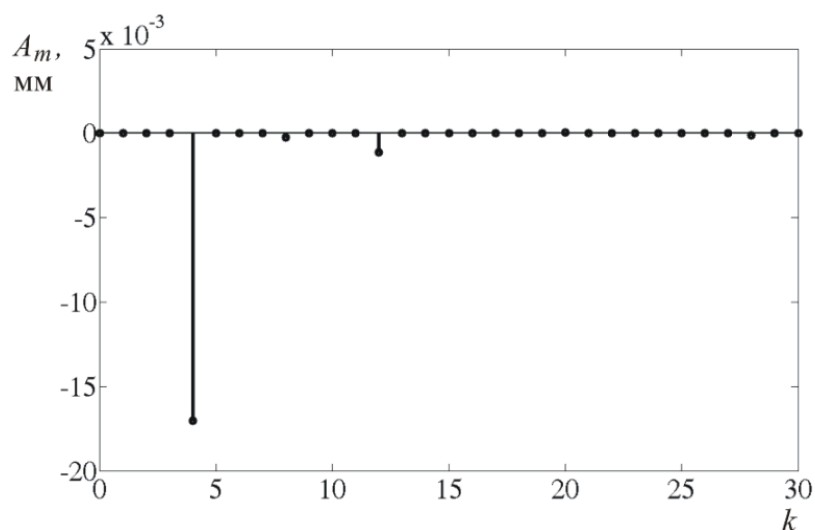


Рисунок 5.17 - Компоненты, связанные с синусом, в абсолютной погрешности определения целого числа витков [создано авторами]

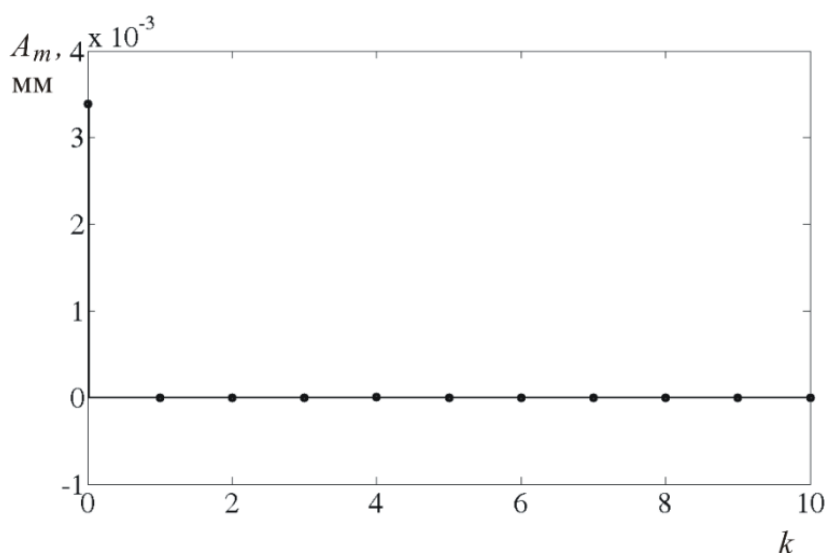


Рисунок 5.18 - Компоненты, связанные с косинусом, в абсолютной погрешности определения целого числа витков [создано авторами]

В рассматриваемом случае косинусная составляющая абсолютной погрешности указывает на присутствие только постоянной составляющей. Исследования свидетельствуют о том, что выбор теоретического максимального количества витков имеет важное значение для минимизации влияния дискретности количества витков. Увеличение предполагаемого максимального количества витков снижает абсолютную погрешность в 1,5 раза.

Точность изготовления подвижного магнитопровода также влияет на погрешность измерительной системы. Увеличение длины магнитопровода приводит к увеличению амплитуды выходных напряжений синусной и косинусной обмоток, усиливая стабильность

измерительной системы по отношению к внешним воздействиям. Однако увеличение длины подвижного магнитопровода уменьшает коэффициент использования информационной линейки. График на рисунке 5.19 иллюстрирует характеристику измерительной системы при увеличении длины подвижного магнитопровода на 1 % от расчетного значения.

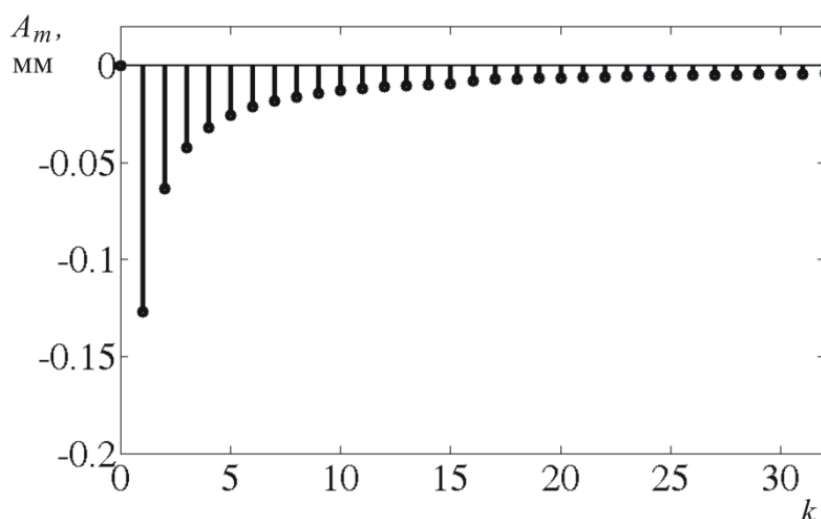


Рисунок 5.19 – Описание работы измерительной системы при увеличении длины подвижного магнитопровода на 1 % [создано авторами]

Необходимо подчеркнуть значительное воздействие точности изготовления подвижного магнитопровода на погрешность измерительной системы. Амплитуда косинусной составляющей принимает ненулевое значение только вдоль нулевой оси, что требует учета данного факта при общем анализе систематических ошибок измерительной системы.

Погрешность электромагнитного преобразователя обусловлена ограниченным количеством зубцов, на которые разбит распределенный магнитопровод. Теоретически количество зубцов магнитопровода должно стремиться к бесконечности. В реальном электромагнитном преобразователе магнитопровод, чья длина зависит от измеряемого перемещения информационной линейки, разделен на определенное число участков.

На рисунке 5.20 представлены «спектры» абсолютной погрешности, обусловленной разделением магнитопровода информационной линейки на 16 участков при длине активной части магнитопровода в 160 мм. Синусные компоненты погрешности

указывают на ординаты, не равные нулю, чьи номера кратны 16. Косинусные компоненты имеют существенное значение практически только вдоль нулевой оси.

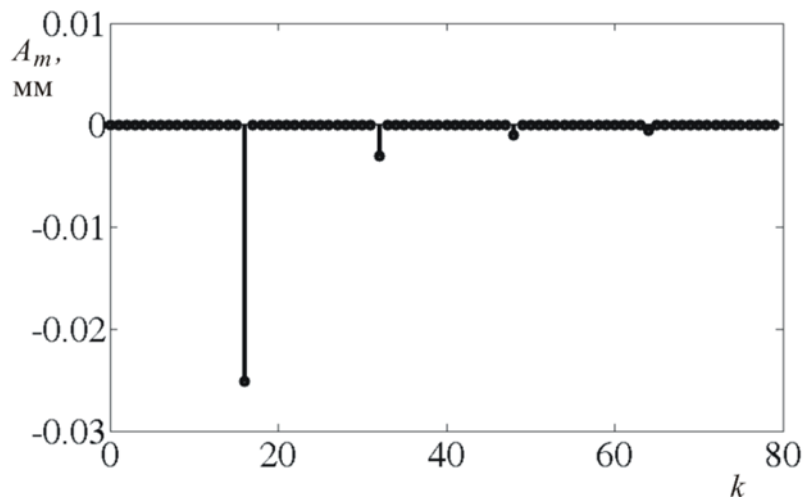


Рисунок 5.20 - Спектры погрешности, связанной с разделением магнитопровода информационной линии [создано авторами]

В таблице 5.1 представлены выводы по анализу абсолютных погрешностей, обусловленных различными воздействующими факторами.

Таблица 5.1 Амплитуды спектров абсолютных погрешностей

№	Ампли		Фаз		Диск з 10-3		Дис вит 10-2		Част 10-5		Баланс R 10-2		Баланс L 10-2		Дл пмп	
	sin	cos	sin	cos	sin	cos	sin	cos	sin	cos	sin	cos	sin	cos	sin	cos
0		0,009 7		- 0,399		- 0,78		0,3 4		- 0,2 8		2,2 2		- 0,1 4		0,395 8
1															- 0,127	
2	- 0,127		- 0,04 1	0,199 9							- 12, 7	- 0,6 3	- 6,3 7	0,3 1	-0,06	
3															-0,04	
4			- 0,78				- 1,7								-0,03	

			4												
5														- 0,025	
6														-0,02	
7														0,018 2	
8							- 0,0 2							- 0,016	
9														- 0,014	
1 0														- 0,013	
1 1														- 0,012	
1 2														- 0,011	
1 3														-0,01	
1 4														-0,01	
1 5														-0,01	
1 6	0,000 1					- 0,02 5	0,01 2			0,2				- 0,008	
1 7														- 0,007	
1 8														- 0,007	
1 9														- 0,007	
2 0														- 0,007	

Согласно проектной методике, были рассчитаны коэффициенты взаимного воздействия факторов. Соответствующие значения коэффициентов приведены в таблице 5.2.

Таблица 5.2 Факторы взаимного влияния коэффициентов

	amp	phaz	diskzub	diskvit	frec	balansr	balansl	dlinpmr
amp	1	0,2471	0,0007	0	0	0,9988	0,9988	0,1409
phaz	0,2471	1	0	0,9689	0	0,2468	0,2468	0,1030
diskzub	0,0007	0	1	0	0,4327	0	0	0,0148
diskvit	0	0,9689	0	1	0	0	0	0,0709
frec	0	0	0,4327	0	1	0	0	0
balansr	0,9988	0,2468	0	0	0	1	1	0,1407
balansl	0,9988	0,2468	0	0	0	1	1	0,1407
dlinpmr	0,1409	0,1030	0,0148	0	0,0709	0,1407	0,1407	1

В таблице 5.2 представлены факторы, оказывающие влияние на абсолютную погрешность, включая:

- amp – фактор, связанный с неравенством амплитуд синусного и косинусного напряжений на входе сумматора,
- phaz – фактор, отражающий неравенство фазового сдвига между синусным и косинусным напряжениями на входе сумматора,
- diskzub – воздействие дискретности количества зубцов информационной линейки,
- diskvit – воздействие дискретности количества витков обмоток,
- frec – воздействие нестабильности частоты генератора,
- balansr – воздействие неравенства активных сопротивлений цепей синусной и косинусной обмоток электромагнитного преобразователя,
- balansl – воздействие неравенства индуктивных сопротивлений цепей синусной и косинусной обмоток электромагнитного преобразователя,
- dlinpmr – отклонение длины подвижного магнитопровода от расчетного значения.

Эти данные из таблицы 4.2 позволяют инженерам провести расчет конструктивных параметров электромагнитного преобразователя и установить требования к параметрам элементов структурной схемы измерительного устройства.

5.7 Вычисление допустимых погрешностей параметров влияющих факторов из условия равенства весов влияющих факторов

Установим пределы отклонений параметров, оказывающих влияние на погрешность датчика, с учетом равенства весов воздействующих факторов.

Общая дисперсия при одновременном воздействии всех факторов на датчик равна сумме их дисперсий:

$$D = D'_a + D'_b + D'_d + D'_e + \dots D'_n \quad (5.26)$$

где $D'_a, D'_b, D'_d, D'_e, \dots, D'_n$ – это дисперсии, обусловленные факторами, учитывая их взаимное воздействие.

Введем понятие веса фактора с учетом взаимного влияния между факторами.

Вес воздействия первого фактора определим как отношение следующего вида:

$$V_a = \frac{B_a^2 + K_{ab}B_aB_b + K_{ad}B_aB_d + \dots + K_{an}B_aB_n}{D} = \frac{D'_a}{D} \quad (5.27)$$

Формулы для определения весов других факторов будут иметь схожий вид.

Рассчитаем допустимые отклонения воздействующих факторов, учитывая их влияние на основе условия равенства весов.

Общая сумма весов всех факторов составляет единицу:

$$\frac{D'_a}{D} + \frac{D'_b}{D} + \frac{D'_d}{D} + \dots + \frac{D'_n}{D} = 1 \quad (5.28)$$

Равенство весов предполагает равенство дисперсий в данном контексте:

Ранее предложенный метод определения однофакторных зависимостей из условия равенства результирующих весов воздействия факторов на результирующую погрешность не учитывает некоторых особенностей технологии изготовления и условий эксплуатации датчиков. Этот метод основан на механическом разделении результирующей дисперсии выходного сигнала на количество воздействующих факторов. Для улучшения гибкости метода определения стандартных отклонений можно внедрить коэффициенты весов. Проектировщик может задавать значения этих коэффициентов в зависимости от стоимости операций по изготовлению датчика, используемой технологии, стабильности и других параметров. Введение коэффициентов весов позволяет изменять вес воздействия фактора, не влияя на результирующую погрешность. Пересмотр соотношения весов можно осуществить с помощью коэффициентов, зависящих от параметра. В результате получается система уравнений следующего вида:

[illegible]

Коэффициенты следует подбирать в соответствии с условием, выраженным уравнением

$$c_a + c_b + c_d + \dots + c_n = n \quad (5.32)$$

Конкретные значения коэффициентов формируются на основе исследования условий и параметров процесса производства и настройки элементов ИИС. При проектировании фазовых датчиков

для ИИС линейных перемещений с бегущим магнитным полем необходимо учитывать следующие аспекты:

Выбор материала магнитопровода информационной линейки.

- Определение геометрических размеров магнитопровода, включая:

- Длину средней линии магнитного поля магнитопровода линейки.

- Длину средней линии воздушного зазора магнитопровода в отсутствие шунта.

- Длину средней линии магнитопровода шунта.

- Длину воздушного зазора.

- Длину магнитного шунта.

- Количество витков активной части равномерной, синусной и косинусной обмоток.

Используя имитационную модель, проводятся однофакторные эксперименты для оценки влияния таких факторов, как:

- Дискретность количества зубцов.

- Дискретность количества витков.

С помощью имитационной модели определяются коэффициенты Фурье, описывающие воздействие этих факторов на координаты в многомерном пространстве. Коэффициенты взаимного влияния факторов рассчитываются согласно указанной методике. На основе этих коэффициентов формируется система уравнений для вычисления стандартных отклонений однофакторных зависимостей, обеспечивающих соответствие систематической погрешности датчиков допустимым значениям.

5.9. Пример анализа систематической погрешности информационно-измерительной системы линейных перемещений

Приведен анализ информационно-измерительной системы линейных перемещений с диапазоном линейных перемещений в 160 мм в качестве примера. Для исследования систематической погрешности была создана имитационная модель с использованием среды MatLAB, а программа представлена в Приложении 2.

Используя имитационную модель, были получены зависимости абсолютной погрешности ИИС при воздействии восьми факторов:

- Неравенство амплитуд синусного и косинусного напряжений на входе сумматора.
- Неравенство фазового сдвига между синусным и косинусным напряжениями на входе сумматора.
- Влияние дискретности количества зубцов информационной линейки.
- Влияние дискретности количества витков обмоток.
- Нестабильность частоты генератора.
- Неравенство активных сопротивлений цепей синусной и косинусной обмоток электромагнитного преобразователя.
- Неравенство индуктивных сопротивлений цепей синусной и косинусной обмоток электромагнитного преобразователя.
- Отклонение длины подвижного магнитопровода от расчетного значения.

Результаты однофакторных испытаний представлены в таблице 5.3

Таблица 5.3 Коэффициенты Фурье однофакторных испытаний

Номер а осей	Влия ние зубцо в	Влия ние коэф усил	погре шнос ть фазы	Балан с а ктив сопро	Балан с реакт ивн	Стаби льнос ть частоты	Грани цы шунт	Дискр. витк
Диспер сия	0,03	0,065 3	0,159 1	0,092 8	0,036	2,84* 1 0 ⁻⁷	0,0178	0,667
Ср кв отклон	0,175 1	0,255 5	0,398 9	0,304 6	0,116 8	5,33* 1 0 ⁻⁴	0,1335	0,817
погреш	0,001 1	0,001 6	0,002 5	0,001 9	7,3* 1 0 ⁻⁴	3,33* 1 0 ⁻⁶	8,341* 10 ⁻⁴	0,0051
0		0,180 3	- 0,281 3	0,245 9	- 0,062 8	0,377 8	-01141	0,1717
1								-0,0768
2								-0,4553
3		- 0,086	0,146 9	- 0,121	0,278			0,0245

		9		1				
4		0,094	0,135 8	0,038 3	0,063			0,0611
5								
6								
7					0,004 7			-0,035
8					- 0,009 4			-0,0223
9								
13								
14								
15								-0,0019
16								0,0007
17								
22								
23								-0,003
24								0,0012
25								
30								
31	- 0.109					- 0,188 8	- 0,0054	
32	0,047 7					- 0,182 3	- 0,0383	
33								
62								
63	- 0,022 6						- 0,0058	
64	0,018 3						0,0183	
65								
95	- 0,007 5						- 0,0059	
96	0						-	

	,011						0,0116	
97								
126								
127	- 0,002 3						- 0,0059	
128	0,007 6						0,0081	
129								

Для определения стандартных отклонений однофакторных воздействий на измерительную систему линейных перемещений была сформулирована система уравнений, решив которую, получены требуемые значения.

Ниже представлен пример такой системы уравнений, которая используется для вычисления стандартных отклонений при условии равенства дисперсий однофакторных воздействий в среде MathCAD:

$$m1(a,b,c,d,e,f,g,h):=a^2+0.2471\cdot a\cdot b+0,0007\cdot a\cdot c+0,9988\cdot a\cdot f+ \\ +0,9988\cdot a\cdot g+0,1409\cdot a\cdot h-0,0001;$$

$$m2(a,b,c,d,e,f,g,h):=0.2471\cdot a\cdot b+b^2+0.9689\cdot b\cdot d+ \\ +0,2468\cdot b\cdot f+0,2468\cdot b\cdot g+0,103\cdot b\cdot h-0,0001;$$

$$m3(a,b,c,d,e,f,g,h):=0,0007\cdot a\cdot c+c^2+0,4327\cdot c\cdot e+ \\ +0,0148\cdot c\cdot h-0,0001;$$

$$m4(a,b,c,d,e,f,g,h):=0.9689\cdot b\cdot d+d^2+ \\ +0,0709\cdot d\cdot h-0,0001;$$

$$m5(a,b,c,d,e,f,g,h):=0.4327\cdot c\cdot e+e^2-0,0001;$$

$$m6(a,b,c,d,e,f,g,h):=0.9988\cdot a\cdot f+0.2468\cdot b\cdot f+f^2+f\cdot g+ \\ +0.1407\cdot f\cdot h-0,0001$$

$$m7(a,b,c,d,e,f,g,h) := 0.9988 \cdot a \cdot g + 0.2468 \cdot b \cdot g + f \cdot g + g^2 + \\ + 0.1407 \cdot g \cdot h - 0,0001$$

$$m8(a,b,c,d,e,f,g,h) := 0,1409 \cdot h \cdot a + 0,103 \cdot b \cdot h + 0.0148 \cdot c \cdot h + 0.0709 \cdot d \cdot h + \\ + 0,1407 \cdot f \cdot h + 0,1407 \cdot g \cdot h + h^2 - 0,0001;$$

$$a := 0 \quad b := 0 \quad c := 0 \quad d := 0 \quad e := 0 \quad f := 0 \quad g := 0 \quad h := 0$$

Given

$$m1(a,b,c,d,e,f,g,h) = 0 \quad m2(a,b,c,d,e,f,g,h) = 0$$

$$m3(a,b,c,d,e,f,g,h) = 0 \quad m4(a,b,c,d,e,f,g,h) = 0$$

$$m5(a,b,c,d,e,f,g,h) = 0 \quad m6(a,b,c,d,e,f,g,h) = 0$$

$$m7(a,b,c,d,e,f,g,h) = 0 \quad m8(a,b,c,d,e,f,g,h) = 0$$

$$v := \text{Find}(a,b,c,d,e,f,g,h)$$

$$v = \begin{pmatrix} 0.077 \\ 0.083 \\ 0.104 \\ 0.212 \\ 0.204 \\ 0.095 \\ 0.08 \\ 0.024 \end{pmatrix}$$

Для удобства записи в системе используются следующие обозначения стандартных отклонений воздействующих факторов:

a — стандартное отклонение влияния неравенства коэффициентов усиления каналов синусной и косинусной обмоток.

b — стандартное отклонение влияния ошибки фазового сдвига входных напряжений синусной и косинусной обмоток на входе сумматора.

s – стандартное отклонение влияния дискретности зубцов.

d – стандартное отклонение, обусловленное влиянием дискретности витков.

e – стандартное отклонение, обусловленное влиянием нестабильности частоты.

f – стандартное отклонение, обусловленное влиянием разбаланса активных сопротивлений обмоток электромагнитного преобразователя.

g – стандартное отклонение, обусловленное влиянием разбаланса реактивных сопротивлений обмоток электромагнитного преобразователя.

h – стандартное отклонение, обусловленное влиянием погрешности изготовления длины подвижного магнитопровода.

В уравнениях переменные $a, b, c, d, \dots, g, h$ представляют собой стандартные отклонения однофакторных экспериментов. Таким образом, для рассматриваемого случая: $a = 0,077$; $b = 0,083$; $c = 0,104$; $d = 0,212$; $e = 6,048 \cdot 10^{-3}$; $f = 0,095$; $g = 0,08$; $h = 0,024$. По полученным значениям стандартных отклонений с использованием коэффициентов взаимодействия определяются допустимые отклонения того или иного параметра.

Учитывая, что однофакторные испытания проводились при условии отклонения влияющей величины на 1% от идеального значения воздействующей величины, и для такого уровня воздействий получены стандартные отклонения, вычислены допустимые отклонения влияющих величин с целью получения результирующей систематической погрешности, равной 0,1%.

$$\begin{aligned} amp &= 0,3\%; \quad fhaz = 0,21\%; \quad dz = 0,127\%; \quad dvit = 0,212\%; \quad frec = 0,2\%; \\ balansr &= 0,095\%; \quad balansind = 0,08\%; \quad dlinamp = 0,024\%. \end{aligned}$$

При применении метода с разными весовыми коэффициентами для параметров также проводится расчет допустимых отклонений.

Выводы по главе 5

1. В электромагнитном измерительном преобразователе, функционирующем в однофазном режиме, формируется пульсирующее магнитное поле. В случае использования

электромагнитного измерительного преобразователя в двухфазном режиме, возникает бегущее магнитное поле.

2. В отсутствие подвижного магнитопровода в электромагнитной системе взаимные индуктивности обмоток равны нулю. При подаче переменного напряжения на любую обмотку в такой системе напряжения на зажимах других обмоток будут равны нулю.

3. Введение подвижного магнитопровода приводит к изменению параметров обмоток электромагнитной системы, что позволяет определить местоположение нарушения однородности.

4. Следовательно, для разработки измерительной системы линейных перемещений с электромагнитным преобразователем, обладающим неоднородным магнитопроводом с распределенными параметрами, необходимо создать имитационную модель измерительной системы.

5. Имитационная модель ИИС должна способствовать отображению абсолютной погрешности в зависимости от измеряемого перемещения при различных факторах воздействия.

6. Оценка влияния каждого фактора на окончательную погрешность должна учитывать его вес с учетом воздействия других факторов.

7. Расчет допустимых отклонений конструктивных параметров от расчетных значений следует проводить с учетом различных весов.

8. Эффективный результат обеспечивает использование предложенной выше методики разложения результатов однофакторных отклонений по осям многомерного пространства.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Перечислим вкратце основные полученные результаты.

1. Предложено использовать конструкции электромагнитных фазовращателей с неоднородно распределенным магнитопроводом для исследования систематических погрешностей измерительно-информационных устройств (ИИУС).

2. Было выявлено влияние источников систематических погрешностей измерения электромагнитных фазовращателей с неоднородным распределенным магнитопроводом на датчики линейных перемещений, особенно при низкой дискретизации информационной линейки и нестабильности характеристик при изменении внешних факторов.

3. Была скорректирована функция преобразования системы на основе электромагнитных фазовращателей с неоднородным распределенным магнитопроводом, что позволяет снизить систематические погрешности ИИУС до 4%. Это применяется в датчиковой аппаратуре систем роботизации и автоматизированного управления.

4. Разработан улучшенный алгоритм функционирования измерительной системы линейных перемещений, который позволяет более точно оценивать систематические погрешности измерений по осям многомерного ортогонального пространства. Этот алгоритм включает в себя блоки вычисления абсолютной погрешности и учитывает влияние дискретности информационной линейки и измерения ИИУС от перемещения шунта.

5. Создана методика анализа систематической погрешности измерений, которая способствует повышению надежности роботизированных и автоматизированных систем на 2% за счет учета взаимного влияния дестабилизирующих факторов. Методика основана на разложении абсолютных погрешностей по осям многомерного ортогонального пространства.

6. Разработана структурная схема ИИУС динамических перемещений, использующая датчик перемещений в виде электромагнитного фазовращателя с неоднородным распределенным магнитопроводом, что улучшает метрологические характеристики до 5%. Это достигается за счет учета синусной и косинусной обмоток.

Литература

1. В. П. Бабак, С. В. Бабак, В. С. Еременко и др. Теоретические основы информационно-измерительных систем: учебник /под ред. чл.-кор. НАН Украины В. П. Бабака // Киев, 2014, с. 832
2. Бабак В.П. Теоретичні основи захисту інформації: Підручник / Книжкове видво НАУ, 2008. - 752 с.
3. Бабак В.П., Белецкий А.Я., Гуржий А.Н. Сигналы и спектры: Учебник / К.: Кн. изд-во НАУ, 2005. – 520 с.
4. Бабак В.П., Марченко Б.Г., Фриз М.Є. Теорія ймовірностей, випадкові процесита математична статистика: Підручник. / К.: Техніка, 2004. - 288 с.
5. Бабак В.П., Хандецкий В.С., Шрюфер Е. Обробка сигналів: Підручник. / К.: Либідь, 1999. - 392 с.
6. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник. / М.: Высш. шк. - 2000. - 462 с.
7. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. Изд-е 13-е. / М.: Наука, 1986. – 544с.
8. Вержбицкий В. М. Численные методы. Линейная алгебра и нелинейные уравнения. / М.: Высшая школа, 2000. – 268с.
9. Гук М. Интерфейсы ПК: Справочник. / СПб: Питер Ком, 1999. -416 с.
10. Домарев В.В. Безопасность информационных технологий. Системный подход. / К.: ООО «ТИД «ДС» - 2004. - 992 с.
11. Еременко В.С. Статистичний аналіз даних вимірювань: навч. посібник // В.С. Еременко, Ю.В. Куц, В.М. Мокійчук, О.В. Самойліченко. - К.: Освіта України - 2013. - 320 с.
12. Жуков Ю.Д. Полиметрические системы: теория и практика: Монография / Ю.Д. Жуков, Б.Н. Гордеев, А.В. Зивенко и др.; под ред. Ю.Д. Жукова. // Николаев: Изд-ль Прокопчук Т.Ю., 2012. – 380 с.
13. Захаров И.П., Кукуш В.Д. Теория неопределенности в измерениях: учеб. пособие. / Харьков: Консул, 2002. - 256 с.
14. Зегжда Д.П., Ивашко А.М. Основы безопасности информационных систем. / М.: Горячая линия – Телеком, 2000. - 452 с.
15. Профос П.М. Измерения в промышленности: Справ. изд. В 3-х кн. Под ред. Профоса П.М. / М.: Металлургия, 1990г.
16. А.А. Зори, С.И. Клевцов, В.Д. Коренев и др. Информационно-измерительные системы. Применение интеллектуальных модулей, методов и средств повышения точности физических измерений: монография / Донецк: ДВНЗ «ДонНТУ», 2011 - 206 с.

17. Кузнецов В.П. Метрологические характеристики измерительных систем / М.: Машиностроение, 1984. – 412 с.
18. Кузнецов Б.Ф. Стохастические модели и методы анализа информационноизмерительных систем АСУ ТП / Ангарск: Ангарская гос. техн. Академия, 2007. – 180 с.
19. Кузьмин И.В., Кедров В.А. Основы теории информации и кодирования: Учебник. / К.: Вища шк., 1986. - 238 с.
20. Куликовский К.Л., Купер В.Я. Методы и средства измерений. / М.: Энергоатомиздат, 1986. – 448 с.
21. Кухарчук В.В. Основи метрології та електричних вимірювань : підручник / Херсон: Олді-плюс // В.В. Кухарчук, В.Ю. Кучерук, Є.Т. Володарський, В.В. Грабко, 2013.–538 с.
22. Новопащенко Г.Н. Информационно-измерительные системы: Учебное пособие / М.: Высш. Школа, 1977. – 208 с.
23. Т.Ю.Бростилова, В.Я.Горячев, О.К.Абдирашев, Д.И.Нефедьев, А.А.Тихомирова «Методика анализа систематической погрешности информационно-измерительной системы перемещений на основе датчика линейных перемещений для электроэнергетических систем» Журнал «Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль» / г.Пенза РФ, 2019 - №4(30) стр. 21-33
24. О.К.Абдирашев, В. Я. Горячев, Ю. А. Шатова Электрическая схема замещения информационно-измерительных систем линейных перемещений на основе фазового датчика "Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль" ВАК Научный журнал / Россия, г.Пенза С. 5-11, 2019 - № 1 (27)
25. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники: Учебник. / К.: Вища шк., 1983. - 455 с.
26. Основи метрології та вимірювальної техніки: Підручник у 2 т./М. Дорожовець, В. Мотало, Б. Стадник, В. Василюк, Р. Борек, А. Ковальчик / Львів: Видавництво Національного університету «Львівська політехніка», 2005.–1300с.
27. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи / Киев, 2003 г.
28. Поліщук Є.С., Дорожовець М.М., Стадник Б.І. та ін. Засоби та методи вимірювань неелектричних величин: Підручник / Львів: Вид-во «Бескид Біт», 2012. –618 с.
29. Раннев Г.Г. Измерительные информационные системы: учебное пособие / М.: Академия, 2010. – 336 с.
30. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. Пер. с англ. / М.: МИР, 1978. - 848 с.
31. Рубичев Н.А. Измерительные информационные системы: учебное пособие / М.: Дрофа, 2010. – 334 с.

32. В. П. Бабак, О. Г. Байбуз, А. П. Русско-украинско-английский словарь терминов по информационным технологиям. Приставка. / К.: НАУ, 2006. - 252 с.
33. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. / М.: Изд. дом Вильямс, 2004. - 1104 с.
34. Темников Ф.Е., Афонин В.А., Дмитриев В.И. Теоретические основы информационной техники: Учеб. Пособие / М.: Энергия, 1979. - 512 с.
35. Томпкинс У., Уэбстер Дж. Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC / М.: «Мир», 1992. – 592 с.
36. Фишер-Крипс А. С. Интерфейсы измерительных систем. Справочное руководство / М.: Изд. Дом «Технологии», 2006.- 336 с.
37. Цапенко М.П. Измерительные информационные системы: Структуры и алгоритмы, системотехническое проектирование: Учебн. Пособие / М.: Энергоатомиздат, 1985. – 440 с.
38. Ярочкин В.И. Информационная безопасность: Учебник. / М.: Академпроект: Трикта, 2005. - 544 с.
39. Md. Zachurul Had. Applied Measurement System / Edited by Md. Zachurul Had. – In Tech, USA, 2012.
40. Belkhamza Z., Wafa A. Measuring Organizational Information Systems Success: New Technologies and Practices / Universiti Malaysia Sabah, Malaysia, 2012
41. Herold R., Robers M. Encyclopedia of Information Assurance / Indiana, USA, 2010.
42. Lin S., Costello D.J. Error Control Coding: Fundamentals and Applications / PrenticeHall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 2003.
43. Pritchard W.L., Sciulli J.A. Satellite Communication Systems Engineering / PrenticeHall, N. J., 2006.
44. Stackpole B., Oksendahl E. Security Strategy: From Requirements to Reality. / Washington, USA, 2010.
45. О.К.Абдирашев Измерительная система линейных перемещений на базе электромагнитного фазовращателя. / Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки, 2021 - №2. – С. 90-100
46. V. Goryachev, S.Kislyakov, D.Nefediev, O.K. Abdirashev Linear Measuring Phase Shift Module International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon-2019) 978-1-7281-0061-6/19/\$31.00 - 2019 IEEE - Vladivostok, Russia, 2019
47. Goryachev V.Y., Nefedyev, D.I., Brostilov, S.A., Trofimov,A.A., Shatova, Y.A., O.K. Abdirashev Influence of Spectral Composition of the

Generator Voltage on the Error in the Information-Measuring System for Linear Displacements with Phase Sensor // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies / MWENT 2020 – Proceedings - 2020

48. Zh. M. Ramazanova, K.Zh.Kirgizbayeva, A.U.Akhmedyanov, M.A. Jaxymbetova, D.Yergaliyev, A.Zhakupova, O.K. Abdirashev Influence of the process of microplasma treatment in electrolyte solutions on the oxide coating properties // International Journal of Mechanical Engineering and Technology (IJMET) Volume 9, Issue 12 - December 2018 - pp. 709-721 IAEME Publication, Scopus Indexed

49. В. Я. Горячев, Д. И. Нефедьев, С. А. Бростилов, А. А. Трофимов, Ю. А. Шатова, Абдирашев О. К. Влияние спектрального состава напряжения генератора на погрешность информационно-измерительной системы линейных перемещений с фазовым датчиком // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации («Шляндинские чтения – 2020») : материалы XII Международной наuchнотехнической конференции с элементами научной школы и конкурсом наuchноисследовательских работ для студентов, аспирантов и молодых ученых. Под ред. Е. А. Печерской / Пенза : Изд-во ПГУ, 2020. – с. 222–227. – ISBN 978-5-907262-56-0.

50. Горячев В.Я, Шатова Ю.А, Абдирашев О. К. Параметры лобовых соединений обмоток фазового датчика линейных перемещений // WORLD SCIENCE: PROBLEMS AND INNOVATIONS : сборник статей XXVI Международной наuchнопрактической конференции. / Пенза : МЦНС «Наука и Просвещение», 2018. – С. 102–104. – ISBN 978-5-907135-21-5.

51. Горячев В.Я., Шатова Ю.А., Кисляков С.В., Бростилова Т.Ю. Блок-схема и настройка ИИС крутящих моментов / Труды Международного симпозиума «Надежность и качество», 2018. – Т. 2.- С.5-7.

52. Горячев В.Я., Шатова Ю.А., Бростилова Т.Ю., Абдирашев О. К. Фазовый датчик линейных перемещений / Труды Международного симпозиума «Надежность и качество», 2018. – Т. 2.- С.7-9.

53. Абдирашев О. К., Горячев В.Я., Шатова Ю.А., Бростилова Т.Ю. Информационно-измерительная система линейных перемещений Индуктивные параметры фазовых датчиков линейных перемещений / Труды Международного симпозиума «Надежность и качество», 2018. – Т. 2.- С.9-11.

54. Батоврин, А. А. Электромашинные фазовращатели / А. А. Батоврин. / Л. : Энерго-атомиздат - 1986. – 124 с.

55. Горячев, В. Я. Анализ систематической погрешности информационно-измерительной системы на основе датчика биений с

бегущим магнитным полем / В. Я. Горячев, О. В. Гаврина, Ю. К. Чапчиков, Ю. А. Шатова / Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки, 2013. – № 1 (25). – С. 46–57.

56. Горячев, В. Я. Фазовые датчики механических величин с бегущим магнитным полем : моногр. / В. Я. Горячев. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2005. – 308 с.

57. Горячев, В. Я. Датчики механических величин на базе фазовращателей с бегущим магнитным полем / В. Я. Горячев, Т. Ю. Бростилова, С. В. Кисляков / Надежность и качество сложных систем, 2017 – № 1 (17). – С. 59–69.

58. Горячев, В. Я. Редукционные датчики угловых перемещений с бегущим магнитным полем / В. Я. Горячев, В. И. Волчихин, Ю. А. Шатова // Новые промышленные технологии, 2007. – № 2. – С. 45–50.

59. Горячев, В. Я. Влияние конструктивных параметров фазовых датчиков с бегущим магнитным полем на их метрологические характеристики / В. Я. Горячев, В. И. Волчихин // Датчики и системы, 2006. – Вып. 12. – С. 18–22.

60. С. А. Бростилов, Д. А. Голушко, Н. В. Горячев, В. А. Трусов, Н. К. Юрков Экспериментальная информационно-измерительная система для проведения испытаний на воздействие вибрации / Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль, 2017. – № 1 (19). – С. 64–70.

61. Абдирашев О. К., Горячев В.Я., Шатова Ю.А. Индуктивные параметры фазовых датчиков линейных перемещений. // Традиции и инновации в современной науке: материалы XXXII международной научно-практической конференции. – Москва: Олимп, 2018. – Т. 65. – С. 66–68. – ISBN 978-5-6040640-1-6.

62. Гришко, А. К. Управление электромагнитной устойчивостью радиоэлектронных систем на основе вероятностного анализа динамики информационного конфликта /А. К. Гришко, А. С. Жумабаева, Н. К. Юрков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль, 2016. – № 4 (18). – С. 66–75.

63. Контроль. – 2016. – № 4 (18). – С. 66–75.

64. Горячев В.Я., Ергалиев Д.С., Калманова Д.М., Абдирашев О. К., Исмаилов С.Б. Датчики механических величин робототехнических комплексов на базе фазовращателей с бегущим магнитным полем. // Вестник технических наук. № 1 / Костанай, 2018 г. – С. 32 – 46

65. Горячев В.Я., Шатова Ю.А., Абдирашев О. К. Электромагнитная система фазового датчика линейных перемещений. / Волоконно – оптические, лазерные и нанотехнологии в наукоемком приборостроении. СВЕТ 2018.// Международной научно – технической конференции с элементами научной молодежной школы, посвященной 20-

летию ведущей научной школы России «Волоконно-оптические приборостроение» / г.Пенза, 2018г., с. 204-211

66. D. Kalmanova, O.Abdirashev, V. Goryachev, A. Zhakupova Electrical parameters of phase sensors linear displacement / Вестник государственного университета имени Шакарима города Семей - № 3(87)2019 - С. 17-20.

67. Э. Г. Миронов Методы и средства измерений: учебное пособие //ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, Екатеринбург - 2009г., с. 463

68. Раннев, Г.Г. Методы и средства измерений: учебник для вузов.

69. Г.Г. Раннев, А.П. Тарасенко. – 5-е изд., стер. / М. : Издат. центр «Академия»- 2008. – 336 с.

70. Миронов, Э.Г. Метрология и технические измерения: учеб. пособие / Э.Г. Миронов, Н.П. Бессонов. / Екатеринбург: УГТУ–УПИ - 2005. – 299 с.

71. Дворяшин, Б.В. Метрология и радиоизмерения: учеб. пособие / Б.В. Дворяшин. / М. : Издат. центр «Академия», 2005. – 304 с.

72. РМГ 43–2001. ГСОЕИ. Применение «Руководства по выражению неопределенности измерений»: Рекомендации межгосударственные / М. : Изд-во стандартов- 2003. – 38 с.

73. Рекомендации по метрологии. ГСОЕИ. Измерения прямые однократные. Оценивание погрешностей и неопределенности результата измерений. / М. : Стандартиформ, 2005. – 7 с.

74. Метрология и электроизмерения в телекоммуникационных системах: учебник для вузов: под ред. В.И. Нефедова. / М. : Высшая школа, 2001. – 383 с.

75. В.И. Нефедов, В.И. Хахин, В.К. Битюков и др. Метрология и радиоизмерения: Учеб. для ВУЗов / Под ред. проф. В.И. Нефедова. / М.: Высш. шк., 2003. – 526 с.

76. Эм Г.А., Потемкина Е.Б. Ақпараттық-өлшеуіш техника: Оқу құралы / Қарағанды: КарМТУ баспасы, 2006. – 119 б.

77. Тартаковский Д.Ф., Ястребов А.С. Метрология, стандартизация и технические средства измерений: Учеб. для ВУЗов. / М.: Высш. Школа, 2001. – 205 с.

78. Атамалян Э.Г. Приборы и методы измерения электрических величин: Учеб. пособие для втузов. / М.: «Дрофа», 2005. – 415 с.

79. Нефедов В.И., Сигов А.С., Битюков В.К и др. Электрорадиоизмерения: Учебник для ВУЗов. / М.: Форум: Инфра-М, 2004. – 384 с.

80. Эм Г.А., Потемкина Е.Б. Информационно-измерительная техника: Учеб. пособие. / Караганда, Изд-во КарГТУ, 2006. – 121 с.

81. Калманова Д. М. Сравнительный анализ программ, предназначенных для автоматизирования технологических процессов производства / Сборник материалов 13 международной научной конференции студентов и молодых ученых "Наука и образование-2018" – с.51-54
82. В.А. Кузнецов, В.А. Долгов, В.М. Измерения в электронике: Справочник.
83. Коневских и др.; Под ред. В.А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 512с.
84. Д. М. Калманова, О. К. Абдирашев, Г.А. Ануар, Н. Ырыскелди Деформирование цилиндрического лейнера в жесткой обойме с применением объемных конечных элементов в программном комплексе LS-DYNA / Материалы V международной научно-практической конференции студентов, аспирантов, преподавателей "прикладные вопросы точных наук", Армавир, Россия - 2021 – с. 257-261
85. Электрические измерения: Учеб. для ВУЗов / Малиновский В.Н., ДемидоваПанферова Р.М., Евланов Ю.Н. и др.; Под ред. В.Н. Малиновского. / М.: Энергоатомиздат - 1985. – 416 с.
86. Котур В.И., Скомская М.А., Храмова Н.Н. Электрические измерения и электроизмерительные приборы: Учебник. / М.: Энергоатомиздат - 1986. – 400с.
87. Б.Я.Авдеев, Е.М. Антонюк, Е.М. Душин и др Основы метрологии и электрические измерения: Учебник для вузов / Под ред. Е.М. Душина. // Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 480 с.
88. Болтон У. Карманный справочник инженера-метролога / Пер. с англ. / М.: Издательский дом «Додэка-XXI» - 2002. – 384 с.
89. Бишард Е.Г., Дмитриев Ф.С., Киселева Е.А. и др. Аналоговые электроизмерительные приборы / М.: Высшая школа, 1991. – 414 с.
90. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. / Л.: Энергоатомиздат - 1988. – 288 с.
91. Карлащук В.И. Электронная лаборатория на IBM PC. Лабораторный практикум на базе Electronics Workbench и Matlab. / М.: СОЛОН-Пресс - 2004. – 800 с.
92. Федорашко И.Н., Дайч Л.И., Федорашко Ю.И. и др. Применение программы схемотехнического моделирования Electronics Workbench в процессе обучения электротехническим специальностям. Часть 1: Учеб. пособие. / Караганда, 2003. – 40 с.
93. Азизов, А. М. Методическая погрешность исследования случайных коррелированных процессов / Измерительная техника, 1969.– № 2.– С. 11–14.

94. Ахметжанов, А. А. Индукционный редуктосин / А.А. Ахметжанов, Н.В.Лукиных. / Москва, Энергия - 1971. – 78 с.
95. Ахметжанов, А. А. Электромеханические преобразователи угла с электрической редукцией / Москва : Энергоатомиздат, 1987. – 104 с.
96. Батоврин, А.А. Основы теории индукционных фазовращателей с пульсирующим полем / Ленинград: Судпромгиз, 1957.– С. 3–25.
97. Батоврин, А.А. Электромашинные фазовращатели / Ленинград : Энергоатомиздат, 1986. – 124 с.
98. Сканапи М.И. Математика: Большой справочник / Москва:Издательство АСТ: Мир и образование, 2016 – с.592
99. Вульвет, Дж. Датчики в цифровых системах / Москва: Энергоиздат , 1981.
100. Горячев, В. Я. Электрические параметры фазовых датчиков линейных и угловых перемещений / В. Я. Горячев, В. И. Волчихин // Новые промышленные технологии, 2007. – № 1. – С. 48–52.
101. Горячев, В. Я. Влияние конструктивных параметров фазовых датчиков с бегущим магнитным полем на их метрологические характеристики / В.Я. Горячев, В.И. Волчихин // Датчики и системы, 2006. – № 12. – С. 18–22.
102. Горячев, В. Я. Спектральный метод анализа погрешности фазовых датчиков механических величин / В. Я. Горячев // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Сер. Технические науки, 2005. – № 5. – С. 48–56.
103. Горячев, В. Я. Фазовые датчики механических величин с бегущим магнитным полем: монография / Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2005. – 307 с.
104. Горячев, В. Я. Электрические параметры фазовых датчиков механических величин / Актуальные проблемы науки и образования: труды Международного юбилейного симпозиума. // Пенза, 2003. – Т. 2. – С. 231–233.
105. Горячев, В. Я. Физические основы возникновения погрешностей датчиков с бегущим магнитным полем / Актуальные проблемы науки и образования: труды Международного юбилейного симпозиума. // Пенза, 2003. – Т. 2. – С. 238–240.
106. Джексон, Р. Г. Новейшие датчики / Москва : Техносфера - 2007. – 384 с.
107. Добровольский, И. Г. Анализ точности измерений значений информационно-измерительных систем. / Контроль. Диагностика, 2002. – № 5. – С. 41–44.
108. Домрачев, В. Г. Цифровые преобразователи угла / В. Г. Домрачев, Б. С. Мейко. // Москва: Энергоиздат, 1984. – 328 с.

109. Домрачев, В. Г. Цифроаналоговые системы позиционирования: Электромехатронные преобразователи / В. Г. Домрачев, Ю. С. Смирнов. – Москва : Энергоатомиздат, 1990. – 207 с.
110. Зарипов, М.Ф. Индуктивные преобразователи больших линейных перемещений с распределенными параметрами магнитных цепей: автореф. дис. канд. техн. наук - Москва -1963.
111. Зарипов, М. Ф. Преобразователи с распределенными параметрами для автоматики и информационно-измерительной техники / М.Ф. Зарипов. - Москва : Энергия - 1969. – 176 с.
112. Зарипов, М. Ф. Индуктивные преобразователи больших линейных перемещений с распределенными параметрами магнитных цепей : автореф. дис. ... канд. техн. наук - Москва - 1963.
113. Конюхов, Н. Е. Унифицированный преобразователь линейных перемещений / Н.Е. Конюхов, А.А. Курицкий / Приборы и системы управления – 1984.– № 10.– С. 29–30.
114. Конюхов, Н. Е. Электромагнитные датчики механических величин / Н.Е. Конюхов, Ф. М. Медников, М.Л. Нечаевский // Москва: Машиностроение - 1987. – 256 с.
115. Куликовский, Л. Ф. Индуктивные измерители перемещений / Л. Ф. Куликовский. // Москва: Госэнергоиздат - 1961.
116. Куликовский, Л. Ф. Преобразователи перемещения с распределенными параметрами / Москва: Энергия - 1966. – 112 с.
117. Мартяшин, А. И. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения/ А. И. Мартяшин, Э. К. Шахов, В. М. Шляндин // Москва : Энергия, 1976. – 392 с.
118. Новицкий, П.В. Оценка погрешностей результатов измерений / П. В. Новицкий, И. А. Зограф. // Ленинград: Энергоатомиздат. Ленингр.отд-ние - 1991. – 304 с.
119. Орнатский, П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники / Киев: Вища шк., 1983. – 455 с.
120. Женисова А.Р., Әбдірашев Ө. К., Калманова Д.М., Ергалиев Д.С. Электромагниттік фазалық ауыстырғышқа негізделген өлшеу жүйесін түрлендіру функциясы / Международная конференция «Наука и образование» - 2024г. – Астана - с.215-218
121. Осадчий, Е.П. Испытательное оборудование и методы испытаний элементов систем автоматики / Пенза, 1981 – 110 с.
122. Осадчий, Е. П. Методы проведения эксперимента при проектировании измерительных элементов систем автоматики и телемеханики / Е. П. Осадчий, В. И. Карпов // Пенза, 1988. – 84 с.

123. Петрова, И. Ю. Микроэлементы систем управления с распределенными параметрами различной физической природы / Москва: Наука, 1979. – 110 с.
124. Потемкин, В. Г. MATLAB 6: среда проектирования инженерных приложений / Москва: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003. – 448 с.
125. Пульер, Ю. М. Индукционные электромеханические преобразователи / Ю. М. Пульер, Ю. А. Колесов, Э. И. Асиновский. // Москва: Энергия, 1969. – 110 с.
126. Рабинович, С. Г. Погрешности измерений физических величин: учебное пособие для вузов / Воронеж, 2009. – 49 с.
127. Шувалова Л.Е. Ряды Фурье: учебное пособие / Нижнекамск: Наука, 2016 – 64 с.
128. Свечарник, Д. В. Дистанционные передачи / Москва, 1966. – 480 с.
129. Усольцев А. А. Электрические машины автоматических устройств / Санкт-Петербург, 2011 – 217 с.
130. Рубичев Н. А. Измерительные информационные системы: учебное пособие / Москва: Дрофа, 2010 – 334 с.
131. Чернецов, К. Н. Проектирование технических средств автоматики и телемеханики / К. Н. Чернецов, Е. П. Осадчий Датчики систем автоматики : межвуз. сб. науч. тр. // Пенза, 1976. – 91 с.
132. Шатова, Ю. А. Основы теории и способы анализа распределенных магнитных линий с плоскопараллельным бегущим магнитным полем / В. Я. Горячев, Ю. А. Шатова // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : материалы Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза, 2007. – С. 79–82.
133. Шатова, Ю. А. Конструктивные особенности фазовых датчиков параметров линейных и угловых перемещений / В. Я. Горячев, Ю. А. Шатова // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : материалы Междунар. науч.-техн. конф. // Пенза, 2007. – с. 96–98.
134. Шляндин, В.М. Цифровые измерительные преобразователи и приборы / Москва : Высш. шк., 1973. – 280 с.
135. Мұхтарұлы Е., Әбдірашев Ө.К., Калманова Д.М., Ергалиев Д. С. Электромагниттік өлшеу түрлендіргіштерінің көмегімен механикалық шамаларды өлшеудің қолданыстағы әдістерін талдау / Международная конференция «Наука и образование», 2024. – с. 211-215
136. Патент ФРГ. № 960831. Генте. Индуктивный датчик с линейным перемещением. / Пат. 2119642 SU.

137. В.Я. Горячев, В. Н. Ашанин, В. А. Мещеряков. Пат. 2119642 SU. Датчик линейных перемещений / Заявка № 96108051; зарег. 27.09.1998 ; опубл. 27.09.98. – Бюл. № 27.
138. В. Я. Горячев, В. И. Волчихин, А. П.Чепасов Пат. 2272244 SU. Фазовый датчик линейных перемещений / Заявка № 2004119997; зарег. 20.03.2006 ; опубл. 20.03.2006. – Бюл. № 8.
139. В. Я. Горячев, А. П. Чепасов, В. А. Иванов. Датчик линейных перемещений / Опубл. 15.06.1985. – Бюл. № 22.
140. В. Я. Горячев, Л. Н. Александрова, А. П. Чепасов, Н. К. Маркелов Фазовый преобразователь перемещений / Опубл. 30.09.83. – Бюл. № 36.
141. Agraval, R. P. Microprocessor based data acquisition system for power systems / R. P. Agraval, M. A. Pai & T. V. Prabhakar // Proc. of All India Symp. On Power System Operation and Control, Hyderabad - Paper № 56.2.
142. Harrson, H. R. The Inductosin and its Application to a Programm Coordinate Table / H. R. Harrson, B. A. Horlock [et al.] // Electronic Engeneering. – 1957. – Vol. 29, № 352, 353.
143. Finden, N. J. The Inductosyn and its Application / N. J. Finden, B. A. Horlock // Journal of the British Institution of Radio Engineers. – 1957. – Vol. 17, № 7.
144. Design, Perfomance and Application of the Vernier Resolver / By G. Kronacher // The Bell System Technical Journal. – 1957. – Vol. XXXVI, № 6.

Приложение А Модель измерительной системы линейных перемещений

```
%количество зубцов
n=32;
%тио-проницаемость вакуума
muo=4*pi/10^7;
%mu — относительная магнитная проницаемость магнитного
материала и ее аргумент в
%градусах, радианах и комплексной алгебраической форме.
mu=1000;          phimgr=0;          phimr=phimgr*pi/180;
muk=mu*cos(phimr)+mu*sin(phimr)*i;
%эдс синусной, косинусной обмоток, фазовый сдвиг между ними, эдс
равномерной,
%частота, угловая частота, реальные эдс косинусной, синусной и
равномерной
%обмоток.
es=0; c=10; er=10; f=5000; omega=2*pi*f;
escr=ec; esr=es; err=er;
%сопротивления нагрузки синусной, косинусной и равномерной
обмоток.
rns=10; rnc=10; rnr=1000;
%параметры магнитопровода:
%общая длина магнитной линии статора
dlms=0.01;
%толщина магнитопровода статора
tmst=0.003;
tmvoz=0.006;
%длина зазора при отсутствии шунта
dlzbezsch=0.016;
%длина магнитопровода шунта
dlmsch=0.018;
%толщина магнитопровода шунта
tmsch=0.002;
%длина воздушного зазора с шунтом
dlzssch=0.0005;
%длина информационной линейки
dlil=0.16;
```

```

%максимальное количество витков синусной и косинусной обмотки
wm=100;
%удельная проводимость меди в Омхмм в квадрате/4, диаметр
провода в мм, площадь поперечного
%сечения провода мм в квадрате
ro=0.0172; diametrpr=0.12; plpr=pi*(diametrpr)^2/4;
%удельное сопротивление провода Ом/м
rprud=ro/plpr;
%шаг зубцов статора
h=dlil/n;
% границы зубцов статора
for p=1:n
    grnzst(p)=h*(p-1);
    grvzst(p)=h*p;
end
%количество витков обмоток: расчетное и реальное значение
равномерной,
%синусной и косинусной обмоток
for p=1:n
    wsr(p)=wm*sin((2*pi/16)*(p-0.5));
    wcr(p)=wm*cos((2*pi/16)*(p-0.5));

end
wr=100;
%сопротивления обмоток
%сопротивление провода равномерной обмотки
rpr= rprud*(2*wr*dlil+2*wr*0.006);
rs=0; rc=0;
%сопротивление активных частей провода синусной и сопротивление
провода косинусной обмотки
for p=1:n
    rs=rs+rprud*abs(wsr(p))*2*dlil/n;
    rc=rc+rprud*abs(wcr(p))*2*dlil/n;
end

%вычисление удельной проводимости магнитопровода в зоне
отсутствия шунта
%удельное магнитное сопротивление

```

```

rmagnbez=dlms/(muo*mu*tmst)+dlzbezsch/(muo*tmvozdz);
%удельная магнитная проводимость в зоне отсутствия шунта
ybez=1/rmagnbez;
%вычисление удельной проводимости магнитопровода в зоне
расположения шунта
%удельное магнитное сопротивление
rmagnsch=dlms/(muo*mu*tmst)+2*dlmsch/(muo*mu*tmsch)+dlzssch/(muo*tmst);
% удельная магнитная проводимость в зоне шунта
ysch=1/rmagnsch;
% вычисление собственных индуктивностей обмоток, взаимных
индуктивностей
% обмоток и вычисление выходных напряжений и их начальных фаз
для различных
% положений шунта
for x=1:20*n/2
    %обнуление значений собственных и взаимных индуктивностей
    Lsin=0; Lcos=0; Lrawn=0; Mrs=0; Mrc=0; Msc=0;
    %границы шунта
    grnch(x)=(dlil/(20*n))*(x-1);
    grvch(x)=grnch(x)+2*0.020;
    %индуктивность равномерной обмотки
    Lrawn=ybez*(dlil-2*20)*wr^2+ysch*2*20*wr^2;
    %магнитные проводимости зубцов статора при данных координатах
    расположения
    %шунта икс
    for p=1:n
        if grnzst(p)<=grnch(x)& grvzst(p)>grnch(x)
            y(p)=(grnch(x)-grnzst(p))*ybez+(grvzst(p)-grnch(x))*ysch;
        elseif grvzst(p)<=grnch(x)
            y(p)=(grvzst(p)-grnzst(p))*ybez;
        elseif grnzst(p)>=grvch(x)
            y(p)=(grvzst(p)-grnzst(p))*ybez;
        elseif grnzst(p)>=grnch(x)& grvzst(p)<grvch(x)
            y(p)=(grvzst(p)-grnzst(p))*ysch;
        else grnzst(p)<grvch(x)& grvzst(p)>=grvch(x)
            y(p)=(grvzst(p)-grvch(x))*ybez+(grvch(x)-grnzst(p))*ysch;
        end
    end
end

```

end

for p=1:n

Lsin= Lsin+y(p)*wsr(p)^2;

Lcos= Lcos+y(p)*wcr(p)^2;

Mrs= Mrs+ y(p)*wsr(p)*wr;

Mrc= Mrc+ y(p)* wcr(p)*wr;

Msc= Msc+ y(p)*wsr(p)*wcr(p);

end

%матрица а-коэффициентов системы уравнений для вычисления токов

ma(1,1)=rpr+rn+omega*Lrawn*i;

ma(1,2)=omega*Mrs*i;

ma(1,3)=omega*Mrc*i;

ma(2,1)=omega*Mrs*i;

ma(2,2)=rs+rns+omega*Lsin*i;

ma(2,3)=omega*Msc*i;

ma(3,1)=omega*Mrc*i;

ma(3,2)=omega*Msc*i;

ma(3,3)=rc+rnc+omega*Lcos*i;

%матрица b-коэффициентов

b(1,1)=err; b(2,1)=esr; b(3,1)=ecr;

%матрица комплексн. знач токов равна отношению матрицы а-кэф-ов к матрице

%в-значений

mi=ma\b;

%токи обмоток для каждого положения ротора, векторы.

tokravn(x)=mi(1,1);

toksin(x)=mi(2,1);

tokcos(x)=mi(3,1);

tokvyh(x)=tokcos(x)+j*toksin(x);

%модули и фазы токов обмоток

tokravnmod(x)=abs(tokravn(x));

tokravnphaz(x)=angle(tokravn(x));

toksinmod(x)=abs(toksin(x));

toksinphaz(x)=angle(toksin(x));

tokcosmod(x)=abs(tokcos(x));

tokcosphaz(x)=angle(tokcos(x));

tokvyhmod(x)=abs(tokvyh(x));

tokvyhphaz(x)=angle(tokvyh(x));

```

end
plot(tokcosphaz)
for x=1:20*n/2
    if tokvyhphaz(x)>=tokvyhphaz(1)
        tokvyhphaz(x)=tokvyhphaz(x);
    else
        tokvyhphaz(x)=tokvyhphaz(x)+2*pi;
    end
end

for x=1:20*n/2
    phaz(x)= tokvyhphaz(x)-tokvyhphaz(1);
end

%коэффициент показания перемещения в углах в показание
перемещения в миллиметрах

k=dlil*1000/(4*pi);
% преобразование перемещения в углах в показание перемещения в
миллиметрах

for x=1:20*n/2
    pokaz(x)=k*phaz(x);
end

%количество зубцов
n=32;
% $\mu_0$ -проницаемость вакуума
 $\mu_0=4\pi/10^7$ ;
% $\mu$  — относительная магнитная проницаемость магнитного
материала и ее аргумент в
%градусах, радианах и комплексной алгебраической форме.
 $\mu=1000$ ;           $\text{phimgr}=0$ ;           $\text{phimr}=\text{phimgr}\pi/180$ ;
 $\mu k=\mu\cos(\text{phimr})+\mu\sin(\text{phimr})i$ ;
%эдс синусной, косинусной обмоток, фазовый сдвиг между ними, эдс
равномерной,
%частота, угловая частота, реальные эдс косинусной, синусной и
равномерной

```

```

%обмоток.
es=0; ес=0; er=10; f=5000; omega=2*pi*f;
есr=ес; еsr=es; еrr=er;
%сопротивления нагрузки синусной, косинусной и равномерной
обиоток.
rns=1000; rnc=1000; rnr=10;
%параметры магнитопровода:
%общая длина магнитной линии статора
dlms=0.01;
%толщина магнитопровода статора
tmst=0.003;
tmvoz=0.006;
%длина зазора при отсутствии шунта
dlzbezsch=0.016;
%длина магнитопровода шунта
dlmsch=0.018;
%толщина магнитопровода шунта
tmsch=0.002;
%длина воздушного зазора с шунтом
dlzssch=0.0005;
%длина информационной линейки
dlil=0.16;
%максимальное количество витков синусной и косинусной обмоток
wm=100;
%удельная проводимость меди в Ом*мм в квадрате/4, диаметр
провода в мм, площадь поперечного
%сечения провода мм в квадрате
ro=0.0172; diametrpr=0.12; plpr=pi*(diametrpr)^2/4;
%удельное сопротивление провода Ом/м
rprud=ro/plpr;
%шаг зубцов статора
h=dlil/n;
% границы зубцов статора
for p=1:n
    grnzst(p)=h*(p-1);
    grvzst(p)=h*p;
end

```

```

%количество витков обмоток: расчетное и реальное значения
равномерной,
%синусной и косинусной обмоток
for p=1:n
    wsr(p)=wm*sin((2*pi/16)*(p-0.5));
    wcr(p)=wm*cos((2*pi/16)*(p-0.5));

end
wr=100;
%сопротивления обмоток
%сопротивление провода равномерной обмотки
rpr=rpud*(2*wr*dlil+2*wr*0.006);
rs=0; rc=0;
%сопротивление активных частей провода синусной и сопротивление
провода косинусной обмотки
for p=1:n
    rs=rs+rpr*abs(wsr(p))^2*dlil/n;
    rc=rc+rpr*abs(wcr(p))^2*dlil/n;
end

%вычисление удельной проводимости магнитопровода в зоне
отсутствия шунта
%удельное магнитное сопротивление
rmagnbez=dlms/(muo*mu*tmst)+dlzbezsch/(muo*tmvoz);
%удельная магнитная проводимость в зоне отсутствия шунта
ybez=1/rmagnbez;
%вычисление удельной проводимости магнитопровода в зоне
расположения шунта
%удельное магнитное сопротивление
rmagnsch=dlms/(muo*mu*tmst)+2*dlmsch/(muo*mu*tmsch)+dlzssch/(muo*tmst);
% удельная магнитная проводимость в зоне шунта
ysch=1/rmagnsch;
% вычисление собственных индуктивностей обмоток, взаимных
индуктивностей
% обмоток и вычисление выходных напряжений и их начальных фаз
для различных
% положений шунта

```

```

for x=1:20*n/2
    %обнуление значений собственных и взаимных индуктивностей
    Lsin=0; Lcos=0; Lrawn=0; Mrs=0; Mrc=0; Msc=0;
    %границы шунта
    grnch(x)=(dlil/(20*n))*(x-1);
    grvch(x)=grnch(x)+2*0.020;
    %индуктивность равномерной обмотки
    Lrawn=ybez*(dlil-2*20)*wr^2+ysch*2*20*wr^2;
    %магнитные проводимости зубцов статора при данных координатах
    расположения
    %шунта икс
    for p=1:n
        if grnzst(p)<=grnch(x)& grvzst(p)>grnch(x)
            y(p)=(grnch(x)-grnzst(p))*ybez+(grvzst(p)-grnch(x))*ysch;
        elseif grvzst(p)<=grnch(x)
            y(p)=(grvzst(p)-grnzst(p))*ybez;
        elseif grnzst(p)>=grvch(x)
            y(p)=(grvzst(p)-grnzst(p))*ybez;
        elseif grnzst(p)>=grnch(x)& grvzst(p)<grvch(x)
            y(p)=(grvzst(p)-grnzst(p))*ysch;
        else grnzst(p)<grvch(x)& grvzst(p)>=grvch(x)
            y(p)=(grvzst(p)-grvch(x))*ybez+(grvch(x)-grnzst(p))*ysch;
        end
    end

    for p=1:n
        Lsin= Lsin+y(p)*wsr(p)^2;
        Lcos= Lcos+y(p)*wcr(p)^2;
        Mrs= Mrs+ y(p)*wsr(p)*wr;
        Mrc= Mrc+ y(p)* wcr(p)*wr;
        Msc= Msc+ y(p)*wsr(p)*wcr(p);
    end

    %матрица а-коэффициентов системы уравнений для вычисления
    токов
    ma(1,1)=rpr+rn+omega*Lrawn*i;
    ma(1,2)=omega*Mrs*i;
    ma(1,3)=omega*Mrc*i;

```

```

ma(2,1)=omega*Mrs*i;
ma(2,3)=omega*Msc*i;
ma(3,1)=omega*Mrc*i;
ma(3,3)=rc+rnc+omega*Lcos*i;
%матрица b-коэффициентов
b(1,1)=err; b(2,1)=esr; b(3,1)=ecr;
%матрица комплексн. знач токов равна отношению матрицы a-кэф-ов
к матрице
%в-значений
mi=ma\b;
%токи обмоток для каждого положения ротора, векторы.
tokravn(x)=mi(1,1);
toksin(x)=mi(2,1);
tokcos(x)=mi(3,1);
tokvyh(x)=tokcos(x)+j*toksin(x);
%модули и фазы токов обмоток
tokravnmod(x)=abs(tokravn(x));
tokravnphaz(x)=angle(tokravn(x));
toksinmod(x)=abs(toksin(x));
toksinphaz(x)=angle(toksin(x));
tokcosmod(x)=abs(tokcos(x));
tokcosphaz(x)=angle(tokcos(x));
tokvyhmod(x)=abs(tokvyh(x));
tokvyhphaz(x)=angle(tokvyh(x));
end

for x=1:20*n/2
    if tokvyhphaz(x)>=tokvyhphaz(1)
        tokvyhphaz(x)=tokvyhphaz(x);
    else
        tokvyhphaz(x)=tokvyhphaz(x)+2*pi;
    end
end

for x=1:20*n/2
    phaz(x)= tokvyhphaz(x)-tokvyhphaz(1);
end

```

```
%коэффициент показания перемещения в углах в показание  
перемещения в миллиметрах
```

```
k=dlil*1000/(4*pi);
```

```
% преобразование перемещения в углах в показание перемещения в  
миллиметрах
```

```
for x=1:20*n/2
```

```
    pokaz1(x)=k*phaz(x);
```

```
end
```

```
for x=1:20*n/2
```

```
    otklon(x)=pokaz1(x)-pokaz(x);
```

```
    k=otklon(x);
```

```
end
```

```
%вычисление коэффициентов прямой, полученной по методу  
наименьших квадратов
```

```
a1=0; a2=0; a3=0; a4=0;
```

```
%количество точек икс
```

```
m=20*n/2;
```

```
for x=1:m
```

```
    a1=a1+pokaz(x); a2=a2+x^2; a3=a3+x; a4=a4+pokaz(x)*x;
```

```
end
```

```
a6=(m*a4-a3*a1)/(m*a2-a3^2);
```

```
a5=(a1-a6*a3)/m;
```

```
%вычисление вектора абсолютных погрешностей
```

```
for x=1:m
```

```
    absotklon(x)=pokaz(x)-a5-a6*x;
```

```
    l(x)=a5+a6*x;
```

```
    y(x)=absotklon(x);
```

```
end
```

```
%построение графика абсолютных погрешностей
```

```
%вычисление погрешности
```

```
d=0; sumkvadr=0;
```

```
for x=1:m
```

```

    sumkvadr=sumkvadr+absotklon(x)^2;
end
%дисперсия
d=sumkvadr/m;
%среднеквадратическое отклонение
srqwadr=sqrt(d);
% погрешность
pogr=srqwadr/m;

```

Приложение В Программа вычисления коэффициентов взаимного влияния факторов

```

amp=zeros(2,17);
phaz=zeros(2,17);
diskzub=zeros(2,17);
diskvit=zeros(2,17);
frec=zeros(2,17);
balansrez=zeros(2,17);
balansind=zeros(2,17);
dlinapmp=zeros(2,17);
amp(1,3)=-0.127; amp(1,17)=0.0001; amp(2,1)=0.0097;
phaz(1,3)=-0.041; phaz(1,5)=-0.784; phaz(1,1)=-0.399; phaz(1,3)=0.1999;
diskzub(1,17)=-0.000025; diskzub(2,1)=-
0.00078; diskzub(2,17)=0.000012;
diskvit(1,5)=-0.017; diskvit(1,9)=-0.0002; diskvit(2,1)=0.0034;
frec(2,1)=-0.28*10^-5; frec(2,17)=0.2*10^-5;
balansrez(1,3)=-0.127; balansrez(2,1)=0.0222; balansrez(2,3)=-0.0063;
balansind(1,3)=-0.0637; balansind(2,1)=-0.0014; balansind(2,3)=0.0031;
dlinapmp(1,2)= -0.127; dlinapmp(1,3)= -0.06; dlinapmp(1,4)= -
0.04; dlinapmp(1,5)= -0.03; dlinapmp(1,6)= -0.025;
dlinapmp(1,7)= -0.02; dlinapmp(1,8)= -0.0182; dlinapmp(1,9)= -
0.016; dlinapmp(1,10)= -0.014; dlinapmp(1,11)= -0.013;
dlinapmp(1,12)= -0.012; dlinapmp(1,13)= -0.011; dlinapmp(1,14)= -
0.01; dlinapmp(1,15)= -0.01; dlinapmp(1,16)= -0.008;
dlinapmp(1,17)= -0.007; dlinapmp(2,2)= 0.3958;
kvamp=amp.^2;
kvphaz=phaz.^2;
kvdiskzub=diskzub.^2;

```

```

kvdiskvit=diskvit.^2;
kvfrec=frec.^2;
kvbalansrez=balansrez.^2;
kvbalansind=balansind.^2;
kvdlinapmp=dlinapmp.^2;
dzkvamp=kvamp./2;
dzkvphaz=kvphaz./2;
dzkvdiskzub=kvdiskzub./2;
dzkvdiskvit=kvdiskvit./2;
dzkvfrec=kvfrec./2;
dzkvbalansrez=kvbalansrez./2;
dzkvbalansind=kvbalansind./2;
dzkvdlinapmp=kvdlinapmp./2;
ps1=amp(1,1)+amp(2,1)+phaz(1,1)+phaz(2,1)+diskzub(1,1)+diskzub(2,1)
+diskvit(1,1)+diskvit(2,1)+frec(1,1)+frec(2,1);
ps2=balansrez(1,1)+balansrez(2,1)+balansind(1,1)+balansind(2,1)+dlinap
mp(1,1)+dlinapmp(2,1);
ps=ps1+ps2;
Damp=0; Dphaz=0; Ddiskzub=0; Ddiskvit=0; Dfrec=0; Dbalansrez=0;
Dbalansind=0; Ddlinapmp=0;
pvamp=zeros(2,16);
pvphaz=zeros(2,16);
pvdiskzub=zeros(2,16);
pvdiskvit=zeros(2,16);
pvfrec=zeros(2,16);
pvbalansrez=zeros(2,16);
pvbalansind=zeros(2,16);
pvdlinapmp=zeros(2,16);
for p=1:2
    for k=1:16
        Damp=Damp+dzkvamp(p,(k+1));
        pvamp(p,k)=dzkvamp(p,(k+1));
        Dphaz=Dphaz+dzkvphaz(p,(k+1));
        pvphaz(p,k)=dzkvphaz(p,(k+1));
        Ddiskzub=Ddiskzub+dzkvdiskzub(p,(k+1));
        pvdiskzub(p,k)=dzkvdiskzub(p,(k+1));
        Ddiskvit=Ddiskvit+dzkvdiskvit(p,(k+1));
        pvdiskvit(p,k)=dzkvdiskvit(p,(k+1));
    end
end

```

```

Dfrec=Dfrec+dzkvfrec(p,(k+1));
pvfrec(p,k)=dzkvfrec(p,(k+1));
Dbalansrez=Dbalansrez+dzkvbalansrez(p,(k+1));
pvbalansrez(p,k)=dzkvbalansrez(p,(k+1));
Dbalansind=Dbalansind+dzkvbalansind(p,(k+1));
pvbalansind(p,k)=dzkvbalansind(p,(k+1));
Ddlinapmp=Ddlinapmp+dzkvdlinapmp(p,(k+1));
pvdlinapmp(p,k)=dzkvdlinapmp(p,(k+1));
end
end
vamp=pvamp./Damp;
vphaz=pvphaz./Dphaz;
vdiskzub=pvdiskzub./Ddiskzub;
vdiskvit=pvdiskvit./Ddiskvit;
vfrec=pvfrec./Dfrec;
vbalansrez=pvbalansrez./Dbalansrez;
vbalansind=pvbalansind./Dbalansind;
vdlinapmp=pvdlinapmp./Ddlinapmp;

mp12=vamp.*vphaz;    mp13=vamp.*vdiskzub;    mp14=vamp.*vdiskvit;
mp15=vamp.*vfrec;
mp16=vamp.*vbalansrez;    mp17=vamp.*vbalansind;
mp18=vamp.*vdlinapmp;

mp23=vphaz.*vdiskzub; mp24=vphaz.*vdiskvit; mp25=vphaz.*vfrec;
mp26=vphaz.*vbalansrez;    mp27=vphaz.*vbalansind;
mp28=vphaz.*vdlinapmp;

mp34=vdiskzub.*vdiskvit;    mp35=vdiskzub.*vfrec;
mp36=vdiskzub.*vbalansrez;
mp37=vdiskzub.*vbalansind; mp38=vdiskzub.*vdlinapmp;

mp45=vdiskvit.*vfrec;    mp46=vdiskvit.*vbalansrez;
mp47=vdiskvit.*vbalansind;
mp48=vdiskvit.*vdlinapmp;

mp56=vfrec.*vbalansrez;    mp57=vfrec.*vbalansind;
mp58=vfrec.*vdlinapmp;

```

mp67=vbalansrez.*vbalansind; mp68=vbalansrez.*vdlinapmp;

mp78=vbalansind.*vdlinapmp;

kk12=mp12.^0.5; kk13=mp13.^0.5; kk14=mp14.^0.5; kk15=mp15.^0.5;
kk16=mp16.^0.5; kk17=mp17.^0.5; kk18=mp18.^0.5;

kk23=mp23.^0.5; kk24=mp24.^0.5; kk25=mp25.^0.5; kk26=mp26.^0.5;
kk27=mp27.^0.5; kk28=mp28.^0.5;

kk34=mp34.^0.5; kk35=mp35.^0.5; kk36=mp36.^0.5; kk37=mp37.^0.5;
kk38=mp38.^0.5;

kk45=mp45.^0.5; kk46=mp46.^0.5; kk47=mp47.^0.5; kk48=mp48.^0.5;
kk56=mp56.^0.5; kk57=mp57.^0.5; kk58=mp58.^0.5;
kk67=mp67.^0.5; kk68=mp68.^0.5;
kk78=mp78.^0.5;

k=zeros(8,8);

k(1,1)=1; k(1,2)=sum(sum(kk12));k(2,1)=k(1,2);
k(1,3)=sum(sum(kk13));k(3,1)=k(1,3);
k(1,4)=sum(sum(kk14));k(4,1)=k(1,4);
k(1,5)=sum(sum(kk15));k(5,1)=k(1,5);
k(1,6)=sum(sum(kk16));k(6,1)=k(1,6);k(1,7)=sum(sum(kk17));k(7,1)=k(1,7);
k(1,8)=sum(sum(kk18));k(8,1)=k(1,8);

k(2,2)=1; k(2,3)=sum(sum(kk23));k(3,2)=k(2,3);
k(2,4)=sum(sum(kk24));k(4,2)=k(2,4);
k(2,5)=sum(sum(kk25));k(5,2)=k(2,5);
k(2,6)=sum(sum(kk26));k(6,2)=k(2,6);
k(2,7)=sum(sum(kk27));k(7,2)=k(2,7);k(2,8)=sum(sum(kk28));k(8,2)=k(2,8);

k(3,3)=1; k(3,4)=sum(sum(kk34));k(4,3)=k(3,4);
k(3,5)=sum(sum(kk35));k(5,3)=k(3,5);

$k(3,6)=\text{sum}(\text{sum}(kk36));k(6,3)=k(3,6);$
 $k(3,7)=\text{sum}(\text{sum}(kk37));k(7,3)=k(3,7);$
 $k(3,8)=\text{sum}(\text{sum}(kk38));k(8,3)=k(3,8);$

$k(4,4)=1;$ $k(4,5)=\text{sum}(\text{sum}(kk45));k(5,4)=k(4,5);$
 $k(4,6)=\text{sum}(\text{sum}(kk46));k(6,4)=k(4,6);$
 $k(4,7)=\text{sum}(\text{sum}(kk47));k(7,4)=k(4,7);$
 $k(4,8)=\text{sum}(\text{sum}(kk48));k(8,4)=k(4,8);$

$k(5,5)=1;$ $k(5,6)=\text{sum}(\text{sum}(kk56));k(6,5)=k(5,6);$
 $k(5,7)=\text{sum}(\text{sum}(kk57));k(7,5)=k(5,7);$
 $k(5,8)=\text{sum}(\text{sum}(kk58));k(8,5)=k(5,8);$

$k(6,6)=1;$ $k(6,7)=\text{sum}(\text{sum}(kk67));k(7,6)=k(6,7);$
 $k(6,8)=\text{sum}(\text{sum}(kk68));k(8,6)=k(6,8);$

$k(7,7)=1; k(7,8)=\text{sum}(\text{sum}(kk78));k(8,7)=k(7,8);$

$k(8,8)=1;$