

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ПРИБОРОСТРОЕНИЯ И ИНФОРМАТИКИ

на правах рукописи
УДК 531.7.08

Строганов Дмитрий Анатольевич

**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА ИНДУКТИВНЫХ ДАТЧИКОВ
ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ И
УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ**

Специальность: 05.11.16 – «Информационно-измерительные и
управляющие системы» (промышленность) по
техническим наукам

Диссертация на соискание
ученой степени кандидата
технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук,
профессор А.Г. Щепетов

Москва
2012

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	6
Глава 1. Принципы построения и расчета индуктивных датчиков перемещения	13
1.1. Схемы индуктивных измерительных устройств	13
1.2. Базовые элементы ИДП	15
1.2.1. Виды индуктивных измерительных преобразователей.....	15
1.2.2. Схемы включения.....	18
1.3. Особенности расчета ИДП	20
1.4. Технические характеристики ИДП	33
1.4.1. Характеристики отечественных ИДП	33
1.4.2. Характеристики зарубежных ИДП.....	41
1.4.3. Требования к характеристикам ИДП для ИИУС	51
1.5. Структуры индуктивных измерительных каналов ИИУС.....	53
1.5.1. Канал прямого преобразования	53
1.5.2. Канал компенсационного преобразования	55
1.5.3. Канал следящего преобразования.....	58
1.5.4. Канал с микропроцессорной обработкой сигнала	60
Глава 2. Структурно-математические модели индуктивных датчиков перемещения.....	63
2.1. Структурно-математические модели ИДП для статического режима измерений	63
2.2. Структурно-математические модели ИДП для динамического режима измерений	76
2.3. Структурно-математические модели ИДП для возмущенного режима измерений	83
Глава 3. Разработка алгоритмов расчета и выбора параметров индуктивных датчиков перемещения	89
3.1. Расчет первичных индуктивных преобразователей.....	89

3.1.1. Расчет параметров и характеристик преобразователя с переменной величиной воздушного зазора.....	89
3.1.2. Расчет параметров и характеристик преобразователя с переменной площадью воздушного зазора	102
3.1.3. Расчет параметров и характеристик индуктивного преобразователя соленоидного типа.....	111
3.2. Расчет параметров схемы включения	120
3.2.1. Расчет и выбор параметров последовательно-симметричной мостовой схемы включения	120
3.2.2. Расчет и выбор параметров параллельно-симметричной мостовой схемы включения	122
Глава 4. Автоматизация расчета индуктивных датчиков перемещения	125
4.1. Автоматизированный расчет ИДП.....	125
4.2. Применение программы Mathcad в задачах расчета ИДП.....	128
4.2.1. Векторная графика	130
4.2.2. Расчет приведенной погрешности от нелинейности статической характеристики	134
4.3. Алгоритмы расчета и выбора параметров ИДП в среде Mathcad	143
4.4. Апробация методики расчета и рекомендации по совершенствованию ИДП	148
Заключение.....	152
Библиографический список использованных источников	155
Приложение А. Программа расчета и выбора параметров ИДП с ЗИП	159
Приложение Б. Программа расчета и выбора параметров ИДП с ПИП	160
Приложение В. Программа расчета и выбора параметров ИДП с СИП.....	161

СПИСОК ТЕРМИНОВ, УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ И СОКРАЩЕНИЙ

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;

ДЗИП – дифференциальный индуктивный преобразователь с переменной величиной воздушного зазора;

ДИП – дифференциальный измерительный преобразователь;

ДПИП – дифференциальный индуктивный преобразователь с переменной площадью воздушного зазора;

ДСИП – дифференциальный индуктивный преобразователь соленоидного типа

ЗИП – индуктивный преобразователь с переменной величиной воздушного зазора;

ИД – индуктивный датчик;

ИДП – индуктивный датчик перемещения;

ИИС – информационно-измерительная система;

ИИУС – информационно-измерительные и управляющие системы;

ИК – измерительный канал;

ИНДИП – индуктивный измерительный прибор;

ИНДИУ – индуктивное измерительное устройство;

ИПр – индуктивный преобразователь;

КЗ – корректирующее звено;

МППН – максимальная приведенная погрешность от нелинейности;

ОУ – отсчетное устройство;

ПДЗИП – полудифференциальный индуктивный преобразователь с переменной величиной воздушного зазора;

ПДПИП – полудифференциальный индуктивный преобразователь с переменной площадью воздушного зазора;

ПДСИП – полудифференциальный индуктивный преобразователь соленоидного типа;

ПИП – индуктивный преобразователь с переменной площадью воздушного зазора;

ПМ – передаточно-множительный механизм;

ПНМ – прямая наименьших модулей;

ПО – программное обеспечение;

ПОСМ – последовательно-симметрическая мостовая схема;

ПП – предварительный преобразователь;

ППЧ – полоса пропускания частот;

ПРСМ – параллельно-симметрическая мостовая схема;

САУ – система автоматического управления;

СВ – схема включения;

СИП – индуктивный преобразователь соленоидного типа;

СХ – статическая характеристика;

УПОС – устройство первичной обработки сигнала;

ЦКЗ – цифровое корректирующее звено;

ЦПП – цепь промежуточных преобразователей.

ВВЕДЕНИЕ

Индуктивные датчики перемещения (ИДП) широко применяются при создании различных информационно-измерительных и управляющих систем (ИИУС) и выполняют в них наиболее важные функции. Главное отличие этих датчиков от других средств линейно-угловых измерений заключается в наличии основного индуктивного измерительного преобразователя (ИПр), с помощью которого измеряемое перемещение преобразуется в изменение полного электрического сопротивления катушки индуктивности.

На рис. 1 показана обобщенная схема измерительного прибора.

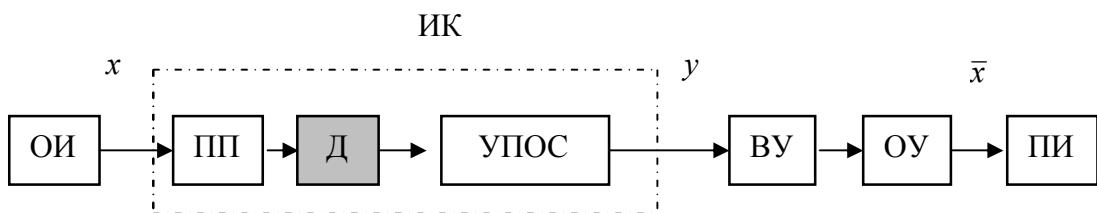


Рис. 1. Обобщенная схема измерительного прибора

С помощью предварительного преобразователя ПП измеряемая физическая величина x , характеризующая состояние объекта измерений ОИ, подводится к датчику первичной информации Д, в частности – к индуктивному датчику перемещения. Выходной сигнал датчика подается на устройство первичной обработки сигнала УПОС, в котором осуществляются необходимые преобразования измерительного сигнала: селекция, масштабирование, модуляция, фильтрация, коррекция, нормализация и пр. Выходной сигнал УПОС y поступает на вычислительное устройство ВУ. В нем формируется (вычисляется) оценка измеряемой величины \bar{x} , которая выводится на отсчетное устройство ОУ и используется потребителем информации ПИ. Совокупность элементов, обеспечивающих получение сигнала y , образует измерительный канал ИК, имеющий нормированные метрологические характеристики. Таких каналов может быть несколько. Обобщенная структурная схема

информационно-измерительной системы (ИИС) аналогична схеме рис. 1, однако может содержать множество измерительных каналов.

На рис. 2 показана обобщенная схема замкнутой системы автоматического управления (САУ).

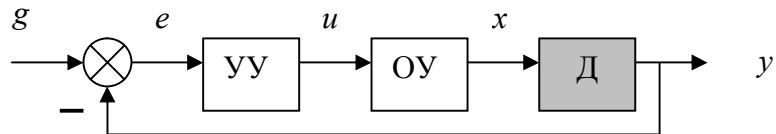


Рис. 2. Обобщенная схема САУ

Процесс установления желаемого состояния объекта управления ОУ происходит в САУ автоматически за счет создания такого устройства управления УУ и выбора закона управления u , при которых значение ошибки регулирования $e = g - x$ стремится к нулю.

Качество работы устройств, показанных на рис. 1,2, практически целиком зависит от характеристик датчиков Д, с помощью которых получают первичную информацию о значениях контролируемых параметров. Поэтому ключевой проблемой повышения эффективности и качества всех информационно-измерительных и управляющих систем (ИИУС) является совершенствование существующих и создание новых датчиков первичной информации.

Широкое применение в измерительной технике получили электронные измерительные устройства с индуктивными измерительными преобразователями. На основе использования таких преобразователей строятся датчики самых различных неэлектрических величин: линейных размеров и их производных (линейных и угловых размеров, уровня жидкости, продольных деформаций, линейной и угловой скорости, механических колебаний); сил и их производных (силы, крутящие моменты, механическая работа, механическая мощность); масс и производных величин (масса, расход, плотность); гидростатических и гидродинамических величин (давление, скорость потоков).

Для измерения перечисленных величин индуктивный измерительный преобразователь снабжается элементом, преобразующим измеряемую величину в перемещение якоря индуктивного преобразователя. Достоинством индуктивных датчиков является простота конструкции, хорошая помехоустойчивость, возможность получения высоких метрологических характеристик и простота построения последующих преобразовательных элементов. Индуктивные измерительные устройства серийно выпускаются инструментальными заводами и фирмами во всех промышленно развитых странах.

Опыт эксплуатации ИДП свидетельствует о том, что они надежны, легки в монтаже, не требуют при изготовлении дорогостоящих материалов, имеют простую конструкцию, малые габариты и массу. Благодаря этим достоинствам индуктивные измерительные устройства успешно применяются в различных областях техники.

Современные ИДП выпускают ведущие зарубежные фирмы США, Европы и Японии: Tesa (Швейцария), Mahr (Германия), MITUTOYO (Япония), Marposs (Италия) и др. В России ИДП различного назначения разрабатывают и выпускают множество приборостроительных организаций и фирм. Наиболее крупными являются: «НИИизмерения» (г. Москва), «РОБОКОН» (г. Москва), завод «Измерон» (г. Санкт-Петербург) и ООО «Микромех» (г. Санкт-Петербург). ИДП востребованы при создании различных ИИУС.

Вместе с тем до сих пор не достигнуты потенциальные возможности ИДП. Причиной этому является отсутствие полноценной теории ИДП, адекватно описывающей свойства и характеристики индуктивных датчиков, а также недостатки проектирования ИДП, связанные с применением традиционных методов их расчета. Для повышения метрологических характеристик и конкурентоспособности ИДП требуется применение современных компьютерных технологий их расчета, моделирования и оптимизации. Исследованиям в этой области уделяется основное внимание.

Известные методики расчета ИДП основаны на эмпирических соотношениях и графических построениях, что сужает область изменения варьируемых параметров, затрудняет автоматизацию расчетов, снижает их эффективность и затягивает сроки проектирования. Поэтому весьма актуальной задачей является разработка универсальных, эффективных и достоверных математических моделей ИДП, пригодных для автоматизированного расчета и проектирования датчиков.

Индуктивный метод получения и преобразования информации привлекает к себе внимание исследователей и получает все более широкое распространение благодаря своим достоинствам. В области теории и практики индуктивных измерительных преобразователей перемещений известен значительный вклад исследователей В.Н.Мильштейн, Е.И.Дмитриев, Б.С.Сотсков, Л.Ф.Куликовский, Ф.А.Ступель, Б.К.Буль, Л.Я.Цикерман, М.Ф.Зарипов, М.И.Белый, Ю.С.Русин, Н.Е.Конюхов, Л.А.Срибнер, С.А.Розентул, положивших начало разработке индуктивных измерительных средств в нашей стране, создавших научные школы и обеспечивших разработку серийных приборов.

Период становления теории индуктивных измерительных преобразователей приходится на пятидесятые - семидесятые годы. Именно в этот период индуктивные измерительные преобразователи выделены в особую группу электромагнитных устройств специфического метрологического назначения и заложены основы их теории. Новые конструкции преобразователей с улучшенными метрологическими характеристиками непрерывно создавались основными производителями контрольно-измерительных приборов во всех промышленно развитых странах. В нашей стране и в зарубежных странах в этот период было опубликовано большое число научных работ по теории, расчету и проектированию индуктивных измерительных преобразователей [25].

Для дальнейшего повышения метрологических характеристик ИДП и роста их конкурентоспособности требуется повышение точности и

стабильности используемых ИПр. Для этого, в свою очередь, требуется совершенствование методов расчета и проектирования ИДП.

Используемые методики расчета ИПр основаны на эмпирических соотношениях и графических построениях, что сужает область изменения варьируемых параметров, затрудняет автоматизацию расчетов, снижает их эффективность и затягивает сроки проектирования. Поэтому весьма актуальной является задача разработки универсальных, эффективных и достоверных математических моделей ИПр, пригодных для автоматизированного проектирования ИДП.

Анализ метрологических характеристик современных индуктивных приборов убедительно показывает, что еще не достигнуты потенциальные возможности ИДП и это, особенно, касается самих первичных индуктивных преобразователей. В частности, расчетный порог чувствительности для индуктивных приборов составляет $0,01\text{-}0,001$ мкм, а относительная погрешность может быть уменьшена до 10^{-5} . Эти величины не достигнуты в современных приборах и их реализация требует проведения серьезных исследований [25].

Проблему совершенствования первичных индуктивных измерительных преобразователей, исходя из их метрологических и эксплуатационных характеристик, нельзя отнести к числу закрытых проблем и более того, при наблюдающемся расширении использования индуктивных измерительных преобразователей в составе автоматизированных информационно-измерительных систем и автоматизированных систем управления технологическими процессами, эта проблема приобретает все более важное значение. Разработка теории индуктивных измерительных преобразователей, достаточно полно учитывающей их метрологическую сущность, становится еще актуальнее в свете наблюдающегося повсеместного перехода на прогрессивные и более эффективные методы автоматизированного проектирования (САПР). Для индуктивных измерительных преобразователей основой для использования САПР является математическая модель

преобразователя, построенная с учетом его основного метрологического назначения. Эффективность этой модели во многом определит и эффективность автоматизированного проектирования преобразователей, и особенно эффективность оптимизации их конструкций. Естественно, что такая модель должна иметь, по возможности, общий характер, единый для разных типов индуктивных измерительных преобразователей. Это существенно с точки зрения упрощения программного обеспечения САПР индуктивных измерительных преобразователей и сокращения объема требуемых программ.

Существующие классификации индуктивных измерительных преобразователей, в первую очередь, ориентированы на особенности конструкции преобразователя, его метрологические и эксплуатационные возможности, на область применения и в слабой мере учитывают особенности математической модели преобразователя или элементы электромагнитной теории, на основе которых могут быть построены такие модели.

Одним из условий качественной подготовки выпускников ВУЗов по направлению 200100 «Приборостроение» является наличии у них прочных навыков использования компьютерных технологий при разработке средств измерений. Актуальность этой задачи связана с выдвижением новых требований к выпускникам ВУЗов и формам их профессиональной деятельности, главными из которых являются требования компетентности и компьютеризации инженерного труда.

Целью диссертационной работы является повышение точности и снижение сроков проектирования индуктивных датчиков перемещения для информационно-измерительных и управляющих систем.

Для достижения этой цели определены следующие основные задачи:

- анализ текущего состояния, тенденций развития и технических требований к индуктивным датчикам перемещения для ИИУС;

- разработка структурно-математических моделей индуктивных датчиков перемещения, позволяющих на стадии проектирования определить полный комплекс их метрологических характеристик;
- разработка алгоритмов и программных средств для автоматизированного расчета параметров ИДП для ИИУС;
- разработка методики автоматизированного расчета ИДП с применением программы Mathcad.

ГЛАВА 1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И РАСЧЕТА ИНДУКТИВНЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

1.1. Схемы индуктивных измерительных устройств

Индуктивные измерительные приборы (ИНДИП) используются для измерения линейных перемещений и других физических величин, которые могут быть преобразованы в перемещение с помощью различных предварительных преобразователей [2].

Особенностью ИНДИП является использование в них индуктивных датчиков перемещения (ИДП), имеющих простую конструкцию, малые инерционность, габариты и массу, большую выходную мощность, малое измерительное усилие и достаточно малую чувствительность к изменениям условий эксплуатации. Такие датчики отвечают требованиям высокой надежности и не требуют специального ухода, относительно дешевы и технологичны в изготовлении.

Индуктивные датчики перемещения (ИДП) состоят из индуктивного преобразователя (ИПр) и схемы включения (СВ) (рис. 1.1). Взаимное перемещение движущихся частей датчика приводит к изменению магнитного сопротивления ИПр, что приводит к изменению индуктивности и полного электрического сопротивления катушки, которая включена в СВ, вызывая разбаланс моста, с измерительной диагонали которого снимается сигнал измеряемой физической величины.

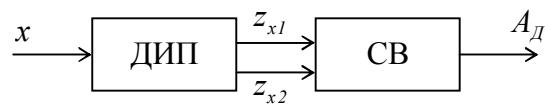


Рис. 1.1. Функциональная схема индуктивного датчика перемещения

Зачастую ИДП имеют в своем составе предварительный преобразователь (ПП) и передаточно-множительный механизм (ПМ) как показано на рис. 1.2.

Это позволяет любую физическую величину преобразовать в линейное перемещение, что дает возможность использовать ИДП для построения ИНДИП различного значения. В работе не рассмотрен расчет и проектирование ПП и ПМ.

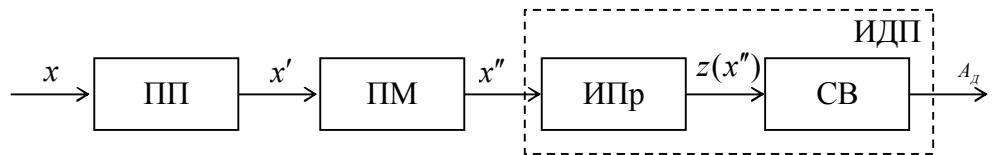


Рис. 1.2. Функциональная схема индуктивного датчика перемещения

Статические характеристики (СХ) используемых в ИДП индуктивных преобразователей и схем включения – нелинейные, поэтому статическая характеристика датчика будет нелинейная, т.е. $\bar{x} = F(x)$, вид которой зависит от типа используемых ИПр и СВ.

1.2. Базовые элементы ИДП

1.2.1. Виды индуктивных измерительных преобразователей

Известно большое число конструкций индуктивных преобразователей. Однако наиболее широкое применение на практике получили только три их типа – это индуктивные преобразователи с переменной величиной воздушного зазора ЗИП (рис. 1.3а), с переменной площадью воздушного зазора ПИП (рис. 1.3б) и преобразователи соленоидного типа СИП (рис. 1.3в). Первые два типа преобразователей относятся к индуктивным устройствам с замкнутой магнитной цепью. Для них характерно наличие относительно малого воздушного зазора, изменение величины δ , или площади S которого, вызванное перемещением якоря, приводит к изменению магнитного сопротивления преобразователя R_{mx} и, как следствие - изменению индуктивности его катушки, вычисляемой по формуле

$$L_x = \frac{w^2}{R_{mx}}, \quad (1.1)$$

где w - число витков катушки. Индуктивные преобразователи соленоидного типа также имеют подвижный сердечник, который перемещается вдоль оси катушки (соленоида) (рис. 1.3в) и для них также справедливо соотношение (1.1). Однако зависимость магнитного сопротивления R_{mx} от перемещения сердечника x в них гораздо более сложная, чем в индуктивном преобразователе с замкнутым магнитопроводом. Благодаря этому соленоидные ИПр при правильном выборе параметров имеют более линейную статическую характеристику и могут использоваться для измерения перемещений в более широком диапазоне.

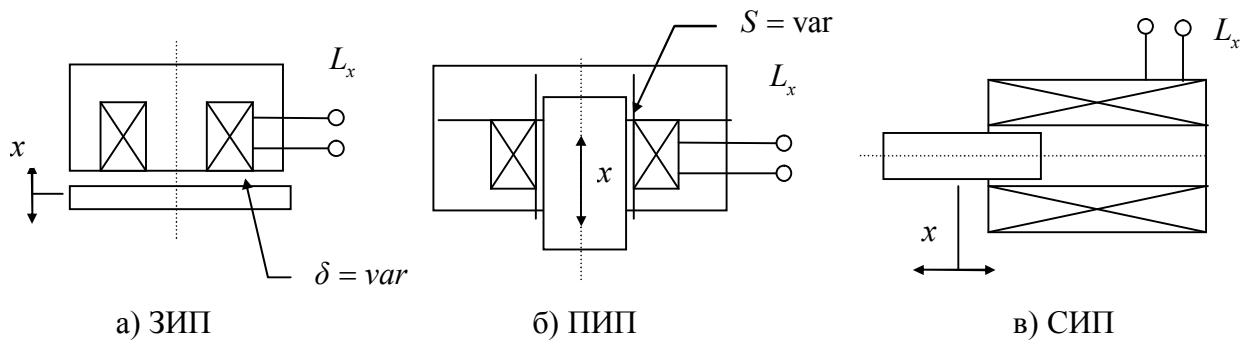


Рис. 1.3. Индуктивные измерительные преобразователи

Одиночные ИПр, показанные на рис. 1.3, применяются редко, так как с их помощью сложно обеспечить линейность общей статической характеристики прибора, при использовании таких преобразователей заметно проявляются инструментальные погрешности, связанные с отклонениями параметров преобразователя и окружающей среды от номинальных значений этих параметров. Поэтому на практике чаще применяют дифференциальные (ДИП) и полуодифференциальные (ПДИП) индуктивные преобразователи. На рис. 1.4 приведены дифференциальные преобразователи с переменной величиной воздушного зазора (ДЗИП) (рис. 1.4а), с переменной площадью воздушного зазора (ДПИП) (рис. 1.4б), преобразователи соленоидного типа (ДСИП) (рис. 1.4в) и полуодифференциальные преобразователи с переменной величиной воздушного зазора (ПДЗИП) (рис. 1.4г), с переменной площадью воздушного зазора (ПДПИП) (рис. 1.4д) и соленоидного типа (ПДСИП) (рис. 1.4е).

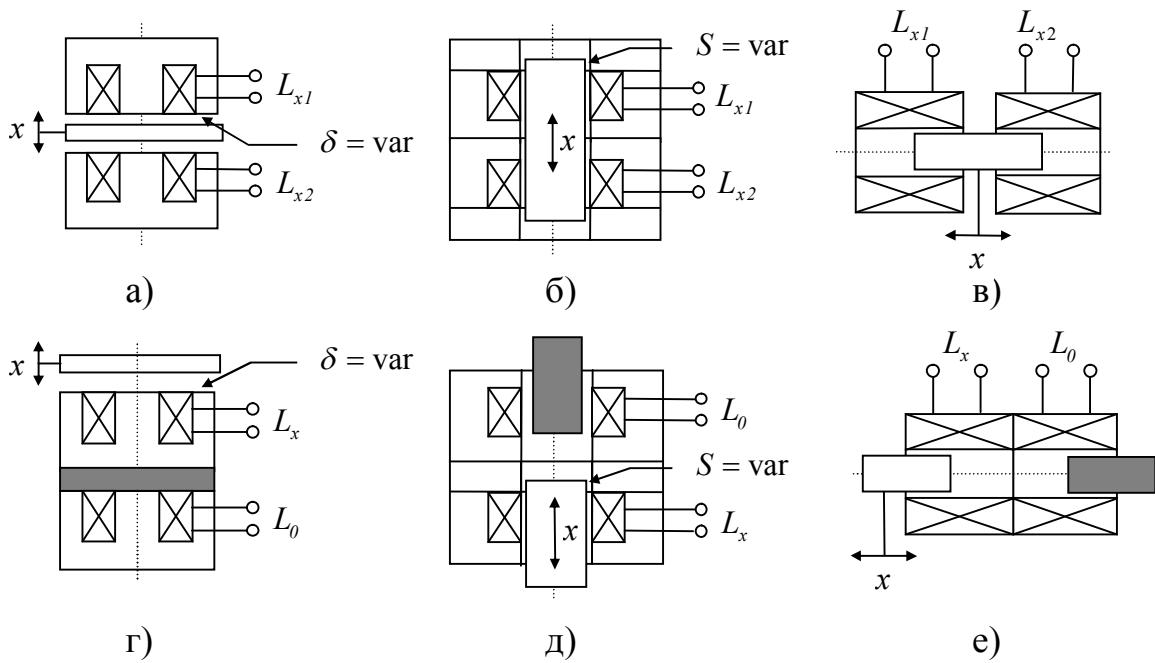


Рис. 1.4. Индуктивные преобразователи перемещения:

- а) дифференциальный с переменной величиной воздушного зазора;
- б) дифференциальный с переменной площадью воздушного зазора;
- в) дифференциальный соленоидного типа; г) полудифференциальный с переменной величиной воздушного зазора; д) полудифференциальный с переменной площадью воздушного зазора; е) полудифференциальный соленоидного типа

ДИП и ПДИП имеют по две катушки индуктивности, это позволяет минимизировать влияние нестабильности параметров источника питания и существенно снизить погрешность, вызванную перепадами температуры окружающей среды. ДИП отличаются от ПДИП второй катушкой, которая также идентична первой, но ее изменение индуктивности, вызванное перемещением того же якоря, имеет знак, обратный изменению индуктивности первой катушки, что позволяет увеличить чувствительность индуктивного датчика. Использование полудифференциальных ИПр упрощает конструкцию датчика, но они уступают дифференциальным преобразователям по чувствительности и линейности статической характеристики.

1.2.2. Схемы включения

Катушки ИПр включаются в мост переменного тока [2]. На рис. 1.5. представлены последовательно-симметричная (ПОСМ) и параллельно-симметричная (ПРСМ) мостовые схемы включения (рис. 1.5а и б – для ДИП, рис. 1.5в и г – для ПДИП соответственно).

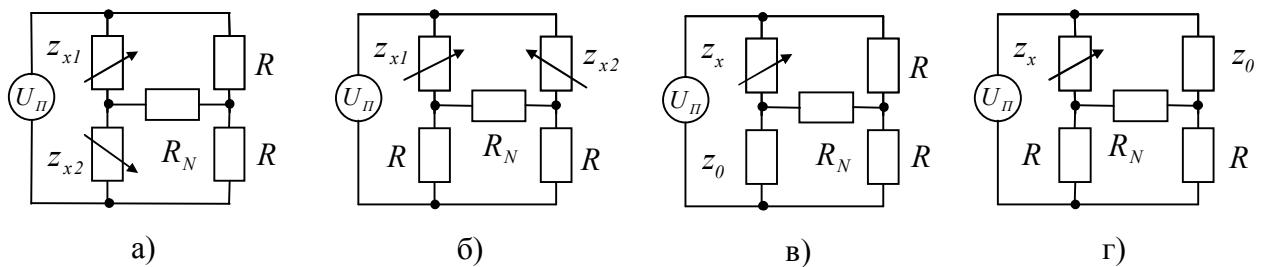


Рис. 1.5. Мостовые схемы включения

На рис. 1.5 используются следующие обозначения: U_{π} – напряжение питания моста; R – сопротивления пассивных плеч моста; R_N – сопротивление нагрузки моста (входное сопротивление усилителя).

При изменении электрических сопротивлений катушек z_{x1} , z_{x2} нарушается состояние равновесия мостовой схемы и в ее измерительной диагонали появляется напряжение

$$U_{\Delta} = U_{\Delta \max} \sin(\omega_{\pi} t + \varphi),$$

амплитуда $U_{\Delta \max}$ которого зависит от величины перемещения якоря x , частота ω_{π} совпадает с частотой напряжения питания U_{π} , а фаза φ – зависит от направления перемещения якоря.

На рис. 1.6 показан выходной сигнал схемы включения для случая, когда якорь преобразователя за время t_1 перемещается на величину x_1 , а затем

возвращается в исходное положение. В точке $t = t_1$ направление перемещения якоря меняется на обратное.

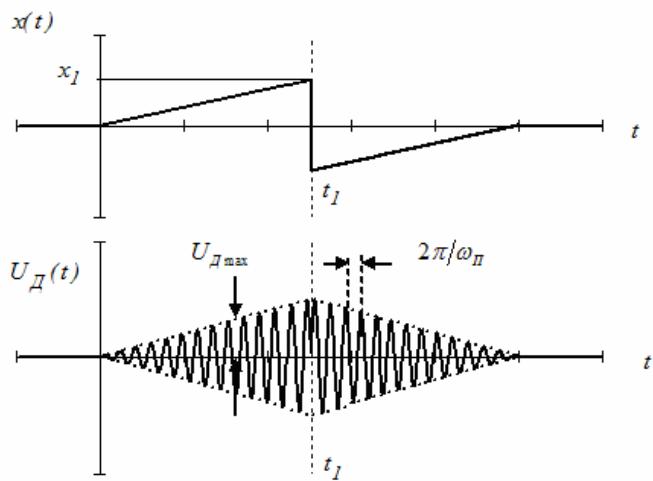


Рис. 1.6. Выходной сигнал схемы включения

Катушки индуктивных ДИП включаются в мост переменного тока. При этом обычно применяются последовательно - симметричная (ПОСМ) или параллельно - симметричные (ПРСМ) мостовые схемы включения (СВ), показанные в таблице 1.1 [2].

Таблица 1.1. Мостовые схемы включения

Тип СВ	Вид СВ	Напряжение в измерительной диагонали
ПОСМ		$A_d = A_\Pi R_N \frac{z_{x1} - z_{x2}}{2z_{x1}z_{x2} + (R + 2R_N)(z_{x1} + z_{x2})}$
ПРСМ		$A_d = A_\Pi R_N \frac{R(z_{x1} - z_{x2})}{R_N(R + z_{x1})(R + z_{x2}) + Rz_{x1}(R + z_{x2}) + Rz_{x2}(R + z_{x1})}$

Они отличаются разным способом включения катушек ДИП в плечи моста и разной зависимостью напряжения U_d в измерительной диагонали моста от сопротивлений этих катушек z_{x1} и z_{x2} . Сочетание ДИП и СВ образует дифференциальный индуктивный датчик (ДИД).

1.3. Особенности расчета ИДП

Несмотря на относительно простую конструкцию рассматриваемых индуктивных преобразователей, происходящие в них процессы требуют для своего описания сложного математического аппарата теории нестационарных электромагнитных полей, а их расчет связан с необходимостью выполнения большого объема громоздких вычислений. С одной стороны это объясняется отсутствием замкнутых аналитических выражений, непосредственно связывающих выходные характеристики ИДП с их физическими параметрами, с другой – определенными традициями, сложившимися в области расчета и проектирования электромагнитных устройств, где часто господствует эмпирический подход.

Применяемые в настоящее время методики расчета ИПр базируются в основном на теории магнитных цепей с малыми немагнитными зазорами и в большинстве случаев сводятся к поверочному расчету преобразователя с известными размерами магнитопровода. Основными являются следующие два соотношения [4]:

1. Магнитный поток в магнитопроводе ИПр равен

$$\dot{\Phi} = \frac{\dot{F}}{\dot{z}_\mu}, \quad (1.2)$$

где \dot{F} – намагничивающая сила катушки преобразователя;
 \dot{z}_μ – комплексное магнитное сопротивление ИПр.

2. Индуктивность катушки преобразователя равна

$$L = \frac{w\dot{\Phi}}{\dot{I}} = \frac{w^2}{\dot{z}_\mu}, \quad (1.3)$$

где w – число витков катушки;
 \dot{I} – ток, протекающий по катушке.

При практических расчетах весь магнитопровод разбивают на участки со стационарными характеристиками и пренебрегают реактивной составляющей магнитного сопротивления. В этом случае магнитное сопротивление индуктивного преобразователя можно вычислить по приближенной формуле

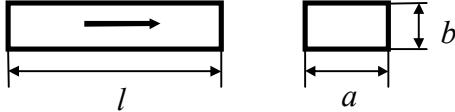
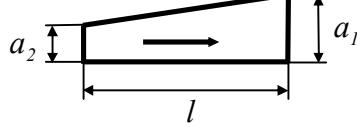
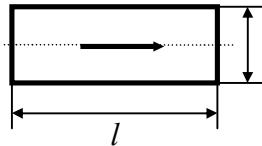
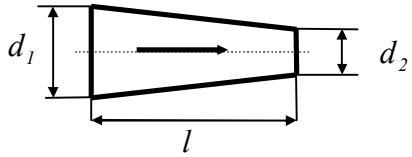
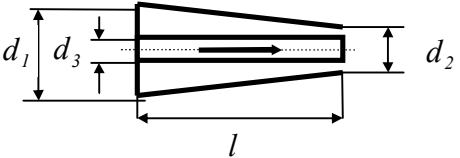
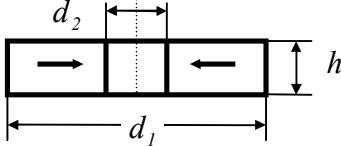
$$\dot{z}_\mu \approx R_m = \sum_i \frac{l_{ci}}{S_{ci}\mu_{ci}} + \sum_j \frac{l_{ej}}{\mu_0 S_{ej}}, \quad (1.4)$$

где l_{ci}, S_{ci}, μ_{ci} – соответственно длина, площадь и магнитная проницаемость материала на i -ом участке «стальной» (ферритовой) части магнитопровода;
 l_{ej}, S_{ej} – соответственно длина и площадь сечения на j -ом участке воздушной части магнитопровода;

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\Gamma_H}{m} = 4\pi \cdot 10^{-10} \frac{\Gamma_H}{mm} \text{ — магнитная постоянная.}$$

В таблице 1.2 приведены геометрические характеристики типовых участков «стальной» части магнитопроводов индуктивных преобразователей. Направление магнитного потока Φ показано на них стрелками.

Таблица 1.2. Геометрические характеристики участков

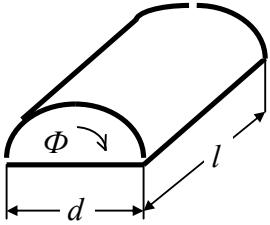
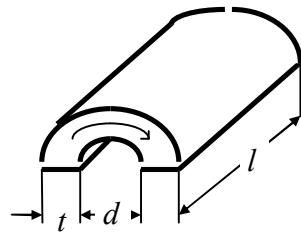
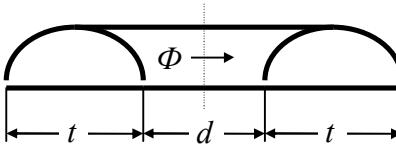
Название участка	Схема участка	Длина l_c	Площадь сечения S_c
Брус прямоугольного сечения		l	ab
Клин прямоугольного сечения		l	$\frac{b(a_1 - a_2)}{\ln(a_1/a_2)}$
Вал сплошной (пруток)		l	$\frac{\pi d^2}{4}$
Вал полый (трубка)		l	$\frac{\pi(d_1^2 - d_2^2)}{4}$
Конус сплошной		l	$\frac{\pi}{4}d_1d_2$
Конус полый		l	$\frac{\pi}{4}(d_1d_2 - d_3^2)$
Шайба		$\frac{d_1 - d_2}{2}$	$\frac{\pi h(d_1 - d_2)}{\ln(d_1/d_2)}$

Общую магнитную проводимость воздушных зазоров G_B определяют отдельно, также разбивая воздушную часть магнитопровода на элементарные участки. В этом случае

$$G_B = \mu_0 \sum \frac{S_{ej}}{l_{ej}} = \sum G_{ej} . \quad (1.5)$$

Существуют подробные справочные данные для расчета проводимостей G_{ej} воздушных объемов сложной формы [5]. Некоторые из них приведены в таблице 1.3.

Таблица 1.3. справочные данные для расчета проводимостей воздушных объемов

 $G_B = 0,077 \mu_0 d$	 $G_B = 0,26 \mu_0 l$
 $G_B = 0,64 \frac{\mu_0 l}{l + d/t}$	 $G_B = 0,815 \mu_0 (d + t)$

В соответствии с методом Г. Ротерса, такие объемы образуют вероятные пути распространения магнитного потока Φ между полюсами воздушных зазоров. Полную проводимость воздушного зазора находят суммированием проводимостей элементарных объемов. По данным работы [5], погрешность метода Ротерса не ниже 8%.

В [4] описан следующий типичный порядок расчета статической характеристики индуктивного преобразователя:

1. По эскизу преобразователя «стальную» часть магнитопровода разбивают на отдельные (элементарные) последовательные участки, имеющие постоянное сечение и выполненные из одного материала. Чем больше таких участков, тем выше точность расчета. Для каждого из них определяют геометрические характеристики l_{ci}, S_{ci} (табл. 1.2).

2. Задаются произвольной величиной магнитного потока в магнитопроводе Φ_l и для каждого участка «стальной» части магнитопровода определяют индукцию магнитного поля

$$B_i = \frac{\Phi_l}{S_{ci}}. \quad (1.6)$$

С помощью кривой намагничивания материала определяют соответствующую напряженность магнитного поля H_i и затем вычисляют магнитную проницаемость материала на i -ом участке по формуле

$$\mu_{ci} = \frac{B_i}{H_i}. \quad (1.7)$$

3. Определяют полное магнитное сопротивление «стальной» части магнитопровода по формуле

$$R_{mS} = \sum_i \frac{l_{ci}}{S_{ci}\mu_{ci}}. \quad (1.8)$$

4. Суммируя проводимости элементарных воздушных объемов, по формуле (1.5) вычисляют проводимость воздушной части магнитопровода G_B .

5. Определяют намагничивающую силу F_{ml} , необходимую для создания принятой (в п.2) величины магнитного потока Φ_l

$$F_{ml} = \Phi_l R_{ml}. \quad (1.9)$$

6. Последовательно задаются еще рядом значений магнитного потока Φ_2, Φ_3, \dots и аналогично определяют соответствующие значения намагничающей силы F_{m2}, F_{m3}, \dots

7. Строят кривую намагничивания магнитопровода $\Phi = f(F_m)$.

Дальнейший ход расчета зависит от особенностей электрического режима работы преобразователя.

– Если задана величина тока I в обмотке преобразователя, то расчет ведут следующим образом:

8. Определяют намагничающую силу F_N , соответствующую току I в обмотке преобразователя

$$F_N = Iw. \quad (1.10)$$

9. Из точки F_N , лежащей на оси абсцисс построенной кривой намагничивания магнитопровода $\Phi = f(F_m)$ проводят прямую с углом наклона к этой оси

$$\varphi = \arctg(G_B \frac{m}{n}), \quad (1.11)$$

где m – масштаб графика по оси Φ ;

n – масштаб графика по оси F_m .

10. Ордината Φ_N точки пересечения этой прямой с кривой $\Phi = f(F_m)$ равна величине магнитного потока в магнитопроводе преобразователя при заданной величине тока I в его обмотке.

11. Определяют индуктивность катушки преобразователя по формуле

$$L_x = \frac{w\Phi_N}{I}. \quad (1.12)$$

Многократно повторяя эти действия, для каждого положения якоря определяют соответствующие значения индуктивности обмотки преобразователя, используя которые, строят график его статической характеристики преобразователя.

– Если задано напряжение U на обмотке преобразователя, то, по аналогии с вышеизложенным, задаются несколькими произвольными

значениями тока в обмотке I_1, I_2, \dots и для каждого из них определяют величину индуктивности катушки преобразователя L_{x1}, L_{x2}, \dots

12. По найденным значениям индуктивности L_{x1}, L_{x2}, \dots и выбранным значениям тока I_1, I_2, \dots определяют падения напряжения на обмотке преобразователя по формуле

$$U_k = 2\pi f_{\text{II}} L_{xk} I_k \sqrt{1 + \frac{I}{Q_k^2}}, \quad (1.13)$$

где $k = 1, 2, \dots$;

$$Q_k = \frac{2\pi f_{\text{II}} L_{xk}}{R_K} - \text{добротность ИПр};$$

R_K – активное сопротивление катушки.

13. По полученным значениям U_k и L_{xk} строят график зависимости $L_x = f(U)$ и для заданного значения напряжения U по этому графику находят соответствующее значение индуктивности катушки преобразователя L_x .

14. Задаются рядом значений измеряемого перемещения $x = x_1, x_2, \dots$ и, определяя для каждого из них суммарную проводимость воздушных зазоров G_{B1}, G_{B2}, \dots , повторяют вычисления, начиная с п.9.

В результате всех этих расчетов строят график статической характеристики преобразователя, с помощью которого оценивают чувствительность преобразователя и погрешность от нелинейности его статической характеристики.

Очевидным недостатком описанной методики расчета является необходимость графических построений. Это порождает отсутствие замкнутых аналитических выражений, непосредственно связывающих метрологические характеристики ИПр с его физическими параметрами. Поэтому ниже, помимо возможных упрощений, главное внимание уделяется получению расчетных соотношений в форме, позволяющей сделать прозрачной связь между показателями статической точности рассматриваемых ИДП и их физическими параметрами.

При расчете ИПр необходимо знать индукцию магнитного поля в магнитопроводе преобразователя или магнитную проницаемость его материала при заданном электрическом режиме работы датчика. Известно [4], что если магнитопровод имеет немагнитные зазоры или выполнен в виде незамкнутого сердечника, то при намагничивании в нем создается размагничающее поле, направление которого противоположно внешнему полю. В результате относительная магнитная проницаемость магнитопровода $\bar{\mu}$ отличается от относительной магнитной проницаемости его материала μ . Это отличие описывается формулой

$$\bar{\mu} = \frac{\mu}{1 + \frac{N}{4\pi}(\mu - 1)}, \quad (1.14)$$

где N – коэффициент размагничивания, зависящий от формы магнитопровода. Например, для магнитопровода в виде шара $N = 4\pi/3$.

Для разомкнутой магнитной цепи с известным коэффициентом размагничивания N должно выполняться соотношение [4]

$$\frac{l_3}{l_c} \frac{S_c}{S_3} \leq \frac{N}{4\pi}, \quad (1.15)$$

где l_3 – длина зазора;

l_c – длина сердечника;

S_3 – площадь поперечного сечения зазора;

S_c – площадь поперечного сечения сердечника.

В [4] эту формулу рекомендуется использовать для оценки верхнего предела измерения индуктивного преобразователя. Например, для преобразователя, построенного с изменением длины воздушного зазора l_3 ,

$$(l_3)_{max} \leq l_c \frac{S_3}{S_c} \frac{N}{4\pi}. \quad (1.16)$$

Формула для расчета коэффициента размагничивания магнитопровода в виде цилиндрического стержня с катушкой [4]

$$N = 4\pi \cdot \chi \cdot e^\Theta, \quad (1.17)$$

где χ, Θ – безразмерные коэффициенты, зависящие от относительных размеров сердечника и катушки $\lambda = \frac{l_c}{d_c}$ и $\nu = \frac{l_k}{l_c}$

$$\chi = 1 + 0,211 \cdot \nu^{-1,116}, \quad (1.18)$$

$$\Theta = 6,855 - 8,074 \cdot \lambda^{0,1353}. \quad (1.19)$$

где l_c – длина сердечника;

d_c – диаметр сердечника;

l_k – длина катушки.

Если магнитопровод имеет призматическую форму, то в формуле (1.19) при вычислении параметра Θ нужно принять

$$\lambda = \frac{l_c}{2} \sqrt{\frac{\pi}{S_c}}, \quad (1.20)$$

где l_c – длина стержня;

S_c – площадь поперечного сечения стержня.

В общем случае при определении коэффициента размагничивания сложного магнитопровода, состоящего из участков разного сечения, необходимо определить эквивалентную длину магнитопровода вдоль средней магнитной линии

$$L_C = \sum_{i=1}^n l_{ci}, \quad (1.21)$$

где n – число участков магнитопровода одинакового сечения, выполненных из одного материала.

Определить эквивалентную площадь сечения магнитопровода можно по формуле

$$S_C = \frac{L_C}{a_1 + a_2 + \dots + a_i + \dots + a_n} = \frac{L_C}{\sum_{i=1}^n \frac{l_{ci}}{S_{ci}}}, \quad (1.22)$$

где $a_i = l_{ci}/S_{ci}$, S_{ci} – площадь сечения каждого условного участка магнитопровода длиной l_{ci} и затем определить соответствующие значения относительных эквивалентных геометрических параметров магнитопровода

$$\lambda = \frac{L_C}{2} \sqrt{\frac{\pi}{S_C}} \quad \text{и} \quad v = \frac{l_k}{L_C}. \quad (1.23)$$

После этого можно по формуле (1.17) вычислить коэффициент размагничивания такого (составного) магнитопровода.

Магнитопровод индуктивных преобразователей с переменной величиной и площадью воздушного зазора состоит из сердечника и якоря. Их геометрические параметры (длины L_{CD}, L_λ и площади сечения S_{CD}, S_λ) можно вычислять отдельно. После этого эквивалентную длину всего магнитопровода L_C и площадь сечения «стальной» части всего магнитопровода S_C можно вычислить по формулам

$$L_C = L_{CD} + L_\lambda, \quad S_C = \frac{L_C}{\frac{L_{CD}}{S_{CD}} + \frac{L_\lambda}{S_\lambda}}. \quad (1.24)$$

Аналогично для воздушной части магнитопровода можно записать

$$L_B = \sum_{j=1}^m l_{ej}, \quad S_B = \frac{L_B}{b_1 + b_2 + \dots + b_j + \dots + b_m} = \frac{L_B}{\sum_{j=1}^m \frac{l_{ej}}{S_{ej}}}, \quad (1.25)$$

где $b_j = l_{ej}/S_{ej}$, l_{ej}, S_{ej} – эквивалентные длина и площадь сечения j -го участка воздушного зазора.

При проектировании индуктивных преобразователей следует стремиться к исключению выпучивания линий магнитного поля в воздушном зазоре. Это исключает зависимость площади сечения магнитного потока от перемещения якоря, которая обычно не учитывается в расчетной статической характеристике преобразователя. Коэффициент выпучивания k_B можно рассматривать как отношение площади сечения магнитного потока в зазоре к площади сечения полюса магнитопровода [4]

$$k_B = \frac{S_3}{S_C}. \quad (1.26)$$

Поэтому сечение магнитного потока в зазоре равно произведению площади полюса магнитопровода на коэффициент выпучивания, т.е.

$$S_3 = k_B S_C . \quad (1.27)$$

Как показано в [4], выпучиванием магнитного поля можно пренебречь (т.е. считать, что $k_B = 1$), если максимальная величина воздушного зазора не превышает 2% от характерного поперечного размера a полюса магнитопровода. Для полюсов сложной формы условно можно принять

$$a = \sqrt{S_C} , \quad (1.28)$$

где S_C – площадь сечения полюса. Таким образом, выпучивание отсутствует, если выполняется условие

$$(L_B)_{max} < 0,02a . \quad (1.29)$$

Помимо этого требования при выборе параметров индуктивного преобразователя нужно учитывать условие (1.16).

С учетом введенных выше обозначений сопротивления «стальной» и воздушной частей магнитопровода ИПр можно вычислять по формулам

$$R_{mC} = \frac{L_C}{\mu_0 \bar{\mu}_C S_C} , \quad (1.30)$$

$$R_B = \frac{L_B}{\mu_0 S_B} , \quad (1.31)$$

где значение эквивалентной относительной магнитной проницаемости сердечника $\bar{\mu}_C$ равно

$$\bar{\mu}_c = \frac{\bar{\mu}_c}{I + \frac{N}{4\pi}(\bar{\mu}_c - 1)}, \quad (1.32)$$

а значение коэффициента размагничивания N вычисляется по формуле (1.17). В формуле (1.32) используется относительная магнитная проницаемость материала сердечника

$$\bar{\mu}_c = \frac{\mu_c}{\mu_0}, \quad (1.33)$$

где μ_c – собственная (абсолютная) магнитная проницаемость материала, равная отношению индукции B к напряженности магнитного поля H

$$\mu_c = \frac{B}{H} \left[\frac{Tl}{A/m} \right] \left[\frac{\Gamma_H}{m} \right]. \quad (1.34)$$

Ввиду нелинейности кривой намагничивания материала $B = B(H)$ величина магнитной проницаемости (1.34) зависит от напряженности магнитного поля H (рис. 1.7).

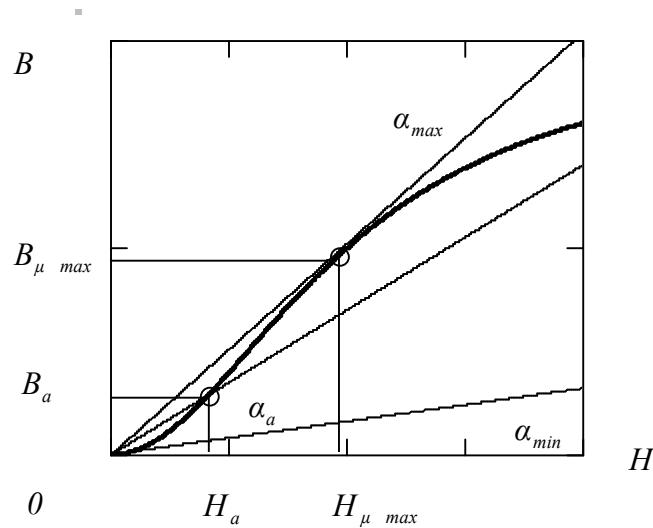


Рис. 1.7. Кривая намагничивания стальной части ИПр

Ее максимальное значение μ_{max} определяется тангенсом угла наклона касательной α_{max} , проведенной к кривой намагничивания из начала системы координат, т.е.

$$\mu_{max} = \frac{m_B}{m_H} \operatorname{tg}(\alpha_{max}),$$

где m_B, m_H – масштабы по соответствующим осям. Аналогично, ее минимальное значение равно

$$\mu_{min} = \frac{m_B}{m_H} \operatorname{tg}(\alpha_{min}),$$

где α_{min} – угол наклона касательной к кривой намагничивания на начальном (линейном) участке кривой намагничивания. Для текущей точки a на кривой намагничивания

$$\mu_a = \frac{B_a}{H_a}.$$

Аппроксимируя кривую намагничивания прямой наименьших модулей $B = \mu_{CP} H$, можно определить среднее значение магнитной проницаемости $\bar{\mu}_c$.

Сердечники индуктивных преобразователей обычно изготавливают из электротехнической и конструкционной сталей, пермаллоя или ферритов [4]. Наиболее широкое применение получили сердечники из марганцево-цинковых и никель-цинковых ферритов. При выполнении прикидочных расчетов для них можно принять $\bar{\mu}_c = \mu_{max}$, где значения μ_{max} приведены в таблице 1.4 [4].

Таблица 1.4

Марка	f_{KP} , МГц	B_{max} , Тл	μ_{max}	$H_{\mu max}$, А/м	γ , $Om^{-1} m^{-1}$
6000 НМ	0,005	0,35	10000	12	10
4000 НМ	0,005	0,35	7000	16	2
3000 НМ	0,015	0,38	3500	20	2
2000 НМ	0,080	0,39	3500	20	2
1500 НМ	0,150	0,35	3500	32	2

1000 НМ	0,500	0,35	1800	40	2
700 НМ	3,000	0,39	2000	128	0,05
2000 НН	0,020	0,25	7000	12	0,10
1000 НН	0,400	0,32	3000	32	0,05
600 НН	0,700	0,31	1600	56	0,01
400 НН	0,700	0,23	800	80	0,001
200 НН	1,000	0,17	800	160	0,001
150 ВЧ	15,00	0,35	-	-	0,0001

1.4. Технические характеристики ИДП

1.4.1. Характеристики отечественных ИДП

Датчик перемещения ДП-50

Датчик перемещения ДП-50 представляет собой индуктивный преобразователь линейного перемещения плунжера в пропорциональный электрический сигнал. Имеет герметичную неразборную конструкцию. Применяется в высокотемпературных условиях окружающей среды.



Рис. 1.8. Внешний вид датчика ДП-50

Таблица 1.5. Технические характеристики ДП-50

Диапазон измерения, не менее	0-50 мм
Коэффициент преобразования при температуре 25°C	1.2мВ/В/мм
Температурный дрейф к-та преобразования без корректирующей схемы	2.5%

Индуктивность обмоток	200(± 20) мГн
Чувствительность, не менее	0,1 мм
Номинальное значение питающего напряжения	3-40 В
Масса датчика, не более	0,8 кг
Габариты датчика, без штока, не более	173*57*26 мм
Температура окружающей среды	120 °С

Датчик перемещения ДП-50-1

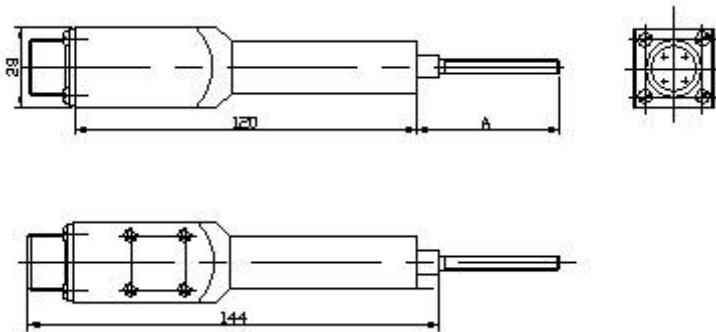


Рис. 1.9. Геометрические размеры датчика ДП-50-1

Таблица 1.6. Технические характеристики ДП-50-1

Диапазон измерения, не менее	0-50 мм
Количество обмоток	3
Активное сопротивление обмоток	450 $\pm 0,2$ Ом
Индуктивность обмоток	10 $\pm 0,1$ мкГн
Коэффициент преобразования	0,5 мВ/В/мм
Нелинейность характеристики преобразования при перемещении штока в пределах	± 25 мм
Относительная приведенная температурная погрешность коэффициента преобразования при измерении температуры (10.... 120°С) - не более	10%
Габариты датчика, без штока, не более	144*28*28 мм
Масса	300 г

Диапазон рабочих температур	5-120 °C
Выходной сигнал встроенного датчика температуры	10 мВ/°C
Номинальное значение возбуждающего напряжения - не менее	3 В
Сопротивление изоляции	1000 МОм
Датчик в пылевлагозащищенном исполнении.	

Преобразователь перемещения М-022

При использовании преобразователя в качестве составного элемента в устройствах, являющихся средствами измерений, соответствие этих устройств требованиям стандартов, распространяющихся на средства измерения, определяется в комплекте с преобразователями.



Рис. 1.10. Внешний вид преобразователя М-022

Таблица 1.7. Технические характеристики преобразователя М-022

Тип	Общий ход шпинделя, мм	Рабочий диапазон, мм	Коэффициент преобразования, мВ/мм/В	Нелинейность характеристики преобразования, %	Размах показаний, мкм	Вариация показаний, мкм

M-022	3,6	± 1	130	0,5	0,2	0,2
M-022A	3,6	± 1	130	0,1	0,2	0,2

Преобразователи мод. М-022-02 (М-022А-02) выполнены с прямым выводом кабеля, преобразователи мод. М-022-03 (М-022А-03) выполнены с боковым выводом кабеля.

Преобразователи мод. М-022А дополнительно оснащены перепрограммируемым ПЗУ, содержащем калибровочную таблицу данного преобразователя. ПЗУ размещено в кабельной части разъема.

Напряжение питания 6 В с частотой (20+0,1) кГц.

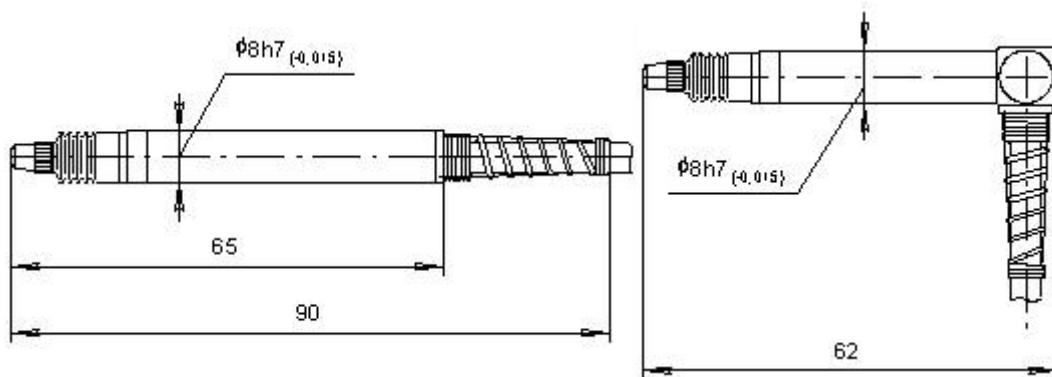
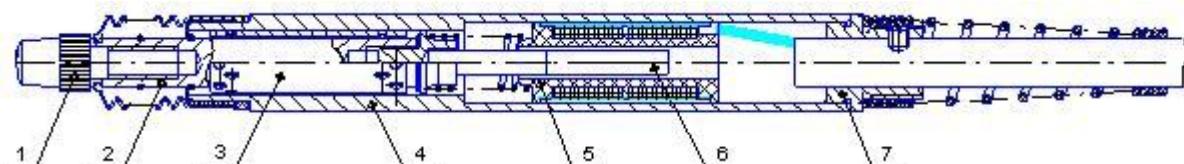


Рис. 1.11. Геометрические размеры преобразователя М-022



1 - измерительный наконечник; 2 - измерительный шток; 3 - сепаратор с шарами; 4 – корпус; 5 - катушка индуктивности; 6 – якорь; 7 - заделка кабеля.

Рис. 1.12. Структура преобразователя М-022

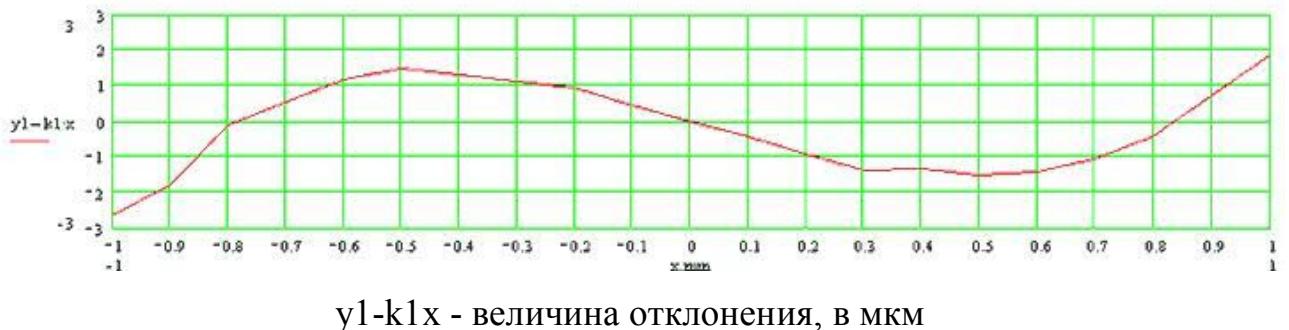


Рис. 1.13. Отклонение характеристики преобразования преобразователя типа М-022 от прямой

Преобразователь перемещения М-023

При использовании преобразователя в качестве составного элемента в устройствах, являющихся средствами измерений, соответствие этих устройств требованиям стандартов, распространяющихся на средства измерения, определяется в комплекте с преобразователями.



Рис. 1.14. Внешний вид преобразователя М-023

Таблица 1.8. Технические характеристики преобразователя М-023

Тип	Общий ход шпинделя, мм	Рабочий диапазон, мм	Коэффициент преобразования, мВ/мм/В	Нелинейность характеристики преобразования, %	Размах показаний, мкм	Вариация показаний, мкм
М-023	12,3	± 5	50	5	0,2	0,2
М-023А	12,3	± 5	50	0,5	0,2	0,2

Преобразователи мод. М-023-02 (М-023А-02) выполнены с прямым выводом кабеля, преобразователи мод. М-023-03 (М-023А-03) выполнены с боковым выводом кабеля.

Преобразователи мод. М-023А дополнительно оснащены перепрограммируемым ПЗУ, содержащем калибровочную таблицу данного преобразователя. ПЗУ размещено в кабельной части разъема.

Напряжение питания 6 В с частотой (20+0,1) кГц.

Условия эксплуатации: температура окружающего воздуха, $20\pm 5^{\circ}\text{C}$; относительная влажность окружающего воздуха при температуре $+20^{\circ}\text{C}$, $60\pm 20\%$; атмосферное давление, $101\pm 4\text{kPa}$.

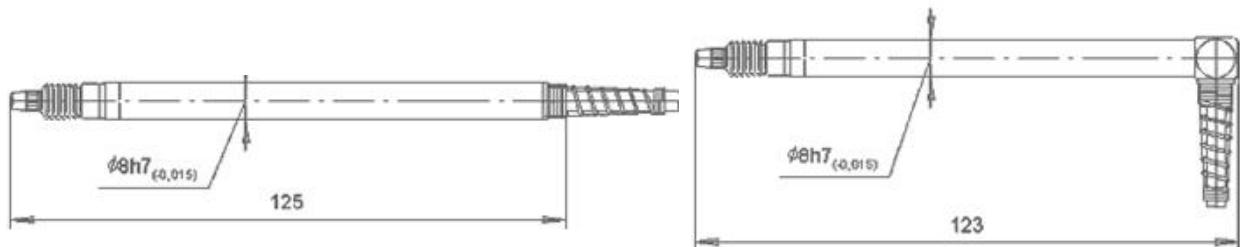
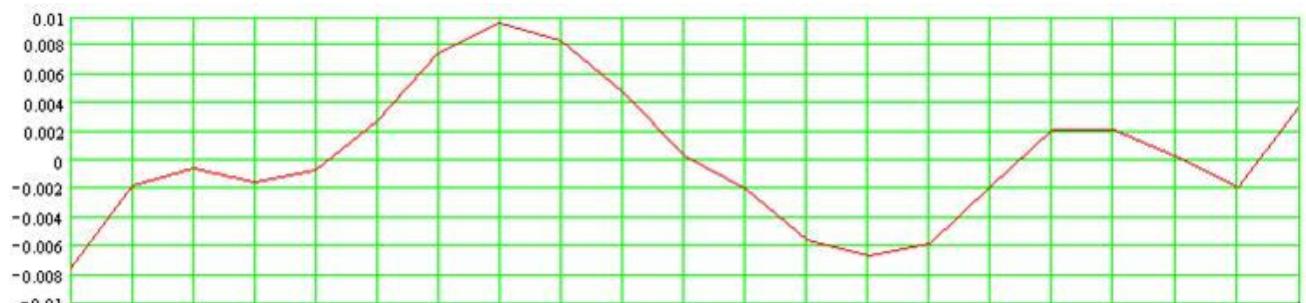


Рис. 1.15. Геометрические размеры преобразователя М-023



по оси ординат - величина отклонения, в мкм

Рис. 1.16. Отклонение характеристики преобразования преобразователя типа М-023 от прямой

Преобразователь перемещения М-024

При использовании преобразователя в качестве составного элемента в устройствах, являющихся средствами измерений, соответствие этих устройств

требованиям стандартов, распространяющихся на средства измерения, определяется в комплекте с преобразователями.

Таблица 1.9. Технические характеристики преобразователя М-024

Тип	Общий ход шпинделя, мм	Рабочий диапазон, мм	Коэффициент преобразования, мВ/мм/В	Нелинейность характеристики преобразования, %	Размах показаний, мкм	Вариация показаний, мкм
М-024	12,6	± 3	80	5	0,2	0,2

Преобразователи мод. М-024 выполнены с вилкой разъема PC4, заделанной в торец корпуса.

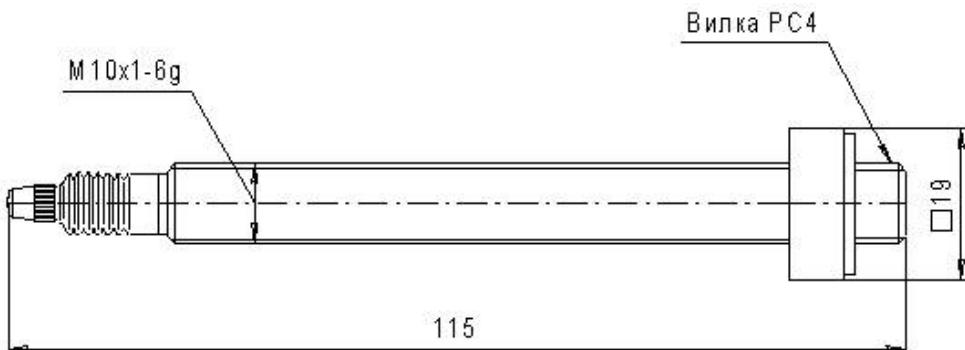


Рис. 1.17. Геометрические размеры преобразователя М-024

Преобразователь перемещения М-032

При использовании преобразователя в качестве составного элемента в устройствах, являющихся средствами измерений, соответствие этих устройств требованиям стандартов, распространяющихся на средства измерения, определяется в комплекте с преобразователями.

Для систем слежения за состоянием железобетонных конструкций (мост Александра Невского, Санкт-Петербург), работающих непрерывно, в жестких климатических условиях, выпускаются датчики М-032. Магнитная система датчика М-032 заварена в сильфон, обеспечивающий герметичность конструкции. Поскольку датчик работает в широком диапазоне температур (-

$60\dots+80^{\circ}\text{C}$ используется калибровка выходного сигнала с учетом коэффициента линейного расширения датчика.



Рис. 1.18. Внешний вид преобразователя М-032

Таблица 1.10. Технические характеристики преобразователя М-032

Тип	Общий ход шпинделя, мм	Рабочий диапазон, мм	Коэффициент преобразования, мВ/мм/В	Нелинейность характеристики преобразования, %	Размах показаний, мкм	Вариация показаний, мкм
М-032	5	$\pm 2,5$	20	5	5	5
М-032-01	5	$\pm 0,5$	100	3	5	5

Чувствительный элемент преобразователя герметично закрыт сильфоном; питание - 4В, 10кГц, степень защиты - IP64.

Условия эксплуатации: $(-40\dots+60)^{\circ}\text{C}$, влажность 100%.

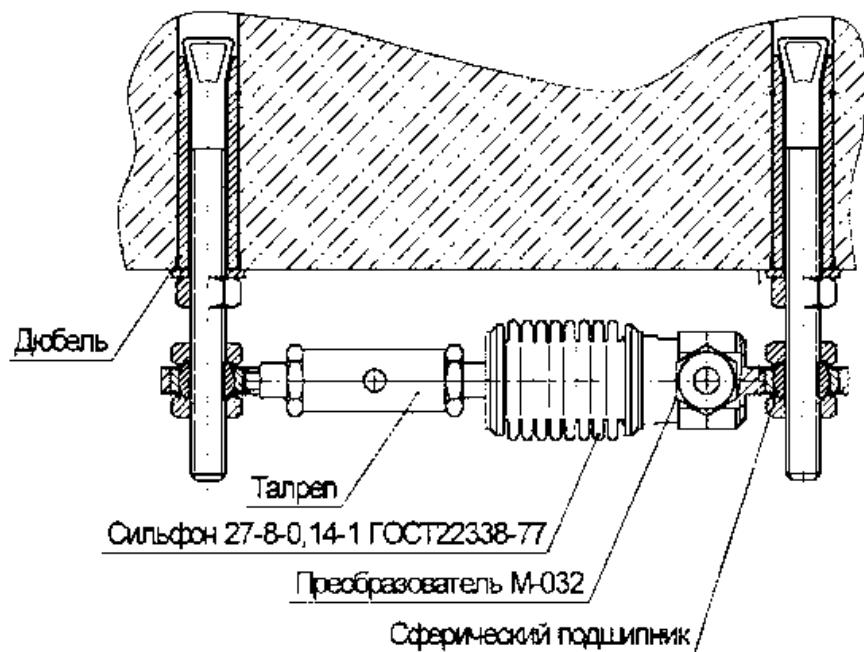


Рис. 1.19. Монтаж преобразователя М-032

1.4.2. Характеристики зарубежных ИДП

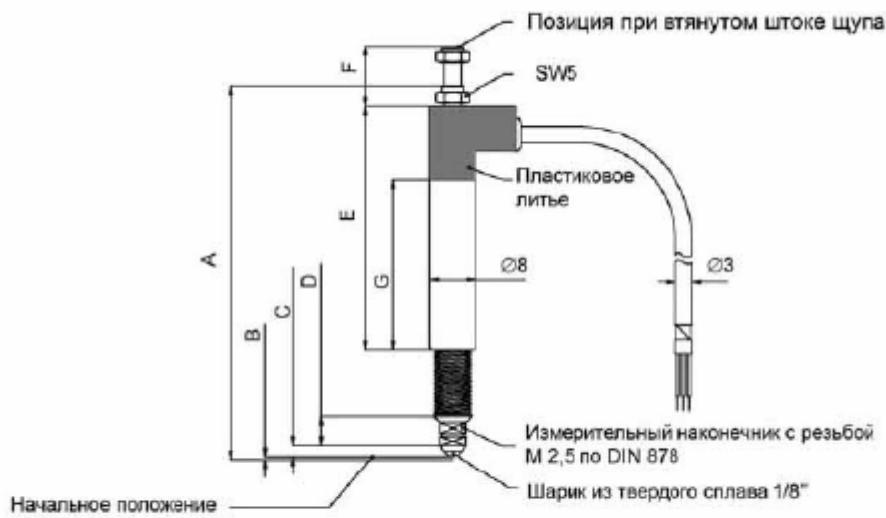
Индуктивные датчики перемещения WI (ГЕРМАНИЯ)

Характерные особенности:

- небольшая конструктивная длина;
- диаметр штока 8мм;
- класс защиты IP67;
- хорошее соотношение цена/качество.



Рис. 1.20. Внешний вид индуктивного датчика WI



Тип	A	B	C	D	E	F	G
WI/2mm-T	65,5	0,5	2	5	42,75	10,5	29,75
WI/5mm-T	79,5	0,5	5	2,5	55,8	11	41,8
WI/10mm-T	95	0,5	10	1,5	64,8	15	51,8

Рис. 1.21. Геометрические размеры

Таблица 1.11. Технические данные

Тип датчика	WI/2mm-T	WI/5mm-T		WI/10mm-T
Номинальное перемещение (ном. диапазон измерения)	мм	2	5	10
Ном. выходная амплитуда (между начальной и конечной точками при ненагруженном выходе)	мВ/В	80	80	80
Номинальный сигнал в начальной точке	мВ/В	- 40		
Номинальный сигнал в конечной точке	мВ/В		40	
Допуск по выходной амплитуде	%		±1	
Нулевой сигнал		Выходной сигнал равен нулю при установке плунжера или щупа в середине диапазона измерения		
Допуск на установку нулевого сигнала	мВ/В	±4		
Нелинейность	%	±0,2		
(макс. отклонение между начальной и конечной точками (включая гистерезис)	°C	10 ... 60		
Рабочий температурный диапазон	°C	-20 ... +80		
Влияние температуры в ном. диапазоне температур				
на нулевой сигнал, отн. номинальной выходной амплитуды на 10 К	%	±0,1 ±0,2	±0,1 ±0,2	±0,1 ±0,2
на номинальную выходную амплитуду, отн. истинной величины на 10 K				
Вес				
измерительного элемента без соединительного кабеля	г	12	15	20
подвижной части	г	425	4,8	5,5
Величина входного импеданса	Ом	27	42	45
Номинальное напряжение питания	Veff		2,5	

Рабочий диапазон напряжения питания	V _{eff}	0,5 ... 10		
Несущая частота	Гц	4800 ±8%		
Класс защиты согласно EN 60529	-	IP67		
Материал поверхности	-	коррозионостойкий		
Предельная допустимая нагрузка колебаниями				
синусоидальной формы DIN40046/8 IEC Часть2-6 (типовая проверка)	Гц ₂ м/с час	От 5 до 65 150 0,5		
Диапазон частот				
Вибрационное ускорение				
Продолжительность(в каждом направлении)				
Стойкость к механическим ударам				
Лист 26 (типовая проверка)	- м/с ² мс	1000 650 3		
Количество ударов(в каждом направлении)	-	синусоидальная полуволна		
Ударное ускорение				
Продолжительность удара				
Форма удара				
Постоянная пружины	N/мм	0,1	0,04	0,08
Усилие пружины в нулевом положении	Н	0,8		
Усилие пружины в конечном положении	Н	1	1	1,6
Макс. допустимое ускорение головки щупа или плунжера, прибл.	м/с ²	180	160	140
Частота среза колебаний головки щупа				
при амплитуде ±1 мм, прибл.	Гц	68	64	60
при максимальной амплитуде, прибл.	Гц	68	45	27
Длина кабеля, прибл.	м	3		
Тип кабеля	-	PU black		

Индуктивные датчики перемещения WA (ГЕРМАНИЯ)

Характерные особенности:

- версии датчика: с подпружиненным сердечником - щупом и со съемным плунжером;
- хорошая температурная стабильность при температурных градиентах;
- компактный благодаря своему короткому конструктивному исполнению;
- устойчивый к воздействию давлений датчик для измерения перемещений в гидроцилиндрах;
- устойчивость к ускорениям обеспечивает большой срок службы;
- опция: высокотемпературное исполнение – до 150 °C;
- возможность выбора выходного сигнала: 10 мВ/В, 80 мВ/В, 0,5–10 В.



Рис. 1.22. Внешний вид индуктивного датчика WA



Рис. 1.23. Геометрические размеры

Таблица 1.12. Геометрические размеры

Диапазон измерения	Плунжер							Щуп		
	A	B	C	D	G	ØH	J	A	E	F
0...2 мм	2	75,5	40	69	35,5	1,2	15	2	14	130
0..10 мм	10	66	40	69	26±0,5	3,7	16	10	14	130
0..20 мм	20	87	55	84	32±0,5	3,7	16	20	24	170
0..50 мм	50	117	85	114	32±0,5	3,7	16	50	54	230
0..100 мм	100	180	134	1816	46±10	3,7	16	100	104	372,6
0..200 мм	200	280	234	2816	46±10	3,7	16			
0..300 мм	300	380	334	3816	46±10	3,7	16			
0..500 мм	500	580	534	5818	46±10	3,7	16			

Таблица 1.13. Технические характеристики

Тип	WA2	WA10	WA20	WA50	WA100	WA200	WA300	WA500	
Номинальное перемещение	мм	0...2	0...10	0...20	0...50	0...100	0...200	0...300	0...500

Ном. чувствительность номинальный выходной сигнал при номинальном перемещении без нагрузки на выходе	мВ/В	80												
Допуск характеристики отклонение характеристики от номинальной чувствительности	%	± 1												
Допуск точки нуля сердечник в нулевом положении	мВ/В	± 1	± 8											
Нелинейность максимальное отклонение между начальной и конечной точками (включая гистерезис относительно номинальной чувствительности)	%	$\leq \pm 0,2$ или. $\leq \pm 0,1$												
Номинальный температурный диапазон	$^{\circ}\text{C}$	$-20\dots+80$												
Рабочий диапазон температур стандартный высокотемпературная версия	$^{\circ}\text{C}$ $^{\circ}\text{C}$	$-40\dots+80$ $-40\dots+150$												
Влияние изменения температуры на 10К на нулевой сигнал в номинальном температурном диапазоне относительно номинальной чувствительности	%	$\leq \pm 0,1$												
Влияние изменения температуры на 10К на выходной сигнал в номинальном температурном диапазоне относительно текущего значения	%	$\leq \pm 0,1$												
Входное сопротивление Выходное сопротивление	Ом Ом	100 $\pm 10\%$ 570 $\pm 10\%$	350 $\pm 10\%$ 680 $\pm 10\%$											
Номинальное напряжение питания Рабочий диапазон напряжения питания	Вэфф Вэфф	2,5 0,5...10												
Несущая частота, Номинальный диапазон Рабочий диапазон	кГц кГц	$4,8 \pm 1\%$ $4,8 \pm 1\%$												
Вес корпус датчика плунжера	г г	54 4	56 6	57 7	68 9	104 13	147 20	190 28	276 42					
Материал поверхности	-	нержавеющая сталь												
Ударопрочность , в соответствии с DIN IEC 68, Часть 2-27; IEC 68-2-27-1987 Число ударов(в каждом направлении) Ударное ускорение Продолжительность удара Форма удара	- м/с ² мс -	1000 650 3 Синусоидальная полуволна												
Вибростойкость , в соответствии с DIN IEC 68, Teil 2-6, IEC 68-2-6-1982 Диапазон частот Виброускорение Продолжительность приложения нагрузки (в каждом направлении)	Гц м/с ² час	5 ... 65 150 0,5												
Предельное число нагрузочных циклов		10 миллионов					-							
Жесткость	Н/мм	0,116			0,063	-								

Усилие пружины в нулевом положении (с диапазоном хода 1 мм) прибл.	H	2,4				2	
Усилие пружины в конечном положении (=номинальному перемещению) прибл.	H	2,7	3,6	4,7	8,2	8,3	-
Макс. допустимое ускорение головки щупа	м/с^2	170		140	95	45	-
Макс. допустимое ускорение плунжера	м/с^2	2500					
Частота среза колебаний головки щупа при амплитуде 1мм, прибл.	Гц	60		55	45	30	-
Частота среза колебаний головки щупа при номинальном перемещении	Гц	18		10	5	3	-
Класс защиты по EN 60529 для корпуса датчика и канала сердечника	-	IP67 (в зависимости от типа кабельного вывода)					
Макс. допустимое давление (переменная нагрузка)	бар	350					
Предел перегрузки (согласно VDI/VDE 2600, лист 4)	бар	450					
Диапазон разрушения (согласно VDI/VDE 2600, лист 4)	бар	> 500					



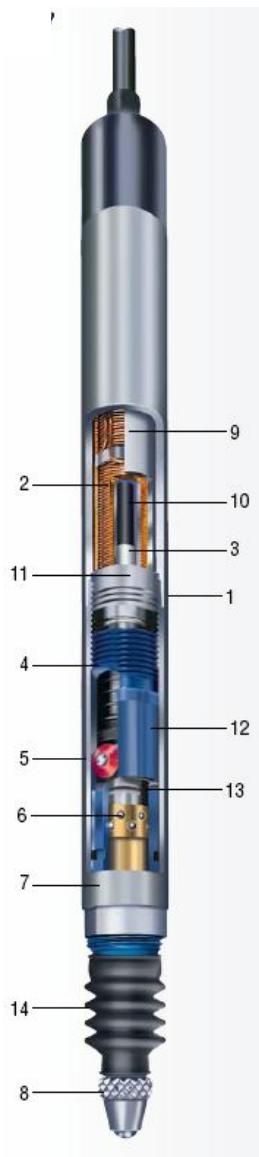
Рис. 1.24. Монтаж датчиков

Электронные щупы фирмы TESA (ШВЕЙЦАРИЯ)

Фирма Tesa имеет более 40-летний опыт в разработке, производстве и применении индуктивных щупов. Электронные щупы фирмы Tesa, с одной стороны, отвечают самым взыскательным требованиям потребителей, они могут работать в режиме непрерывных измерений в условиях серийного производства. С другой стороны, они позволяют выполнять высокоточные

измерения, например, при калибровке плоскопараллельных концевых мер длины.

- Все электронные щупы монтируются на шарикоподшипнике, за исключением миниатюрных осевых щупов.
- Измерительные стержни фактически не чувствительны к радиальным усилиям.
- Система направляющей аксиального щупа надежно защищена от проникновения твердых и жидкых загрязнений герметичным сильфоном из синтетической резины. В обычных условиях эксплуатации достаточно сильфона из нитриловой эластичной резины. При использовании щупов в условиях постоянного контакта с охлаждающими или смазочными средствами, рекомендуется использовать резиновые сильфоны из витона.
- Герметичные сильфоны обеспечивают полную герметичность, так что измерительный стержень может отводиться назад путем откачки воздуха из внутренней зоны щупа. Это обеспечивает оптимальную защиту для направляющей, так как при этом не используются механические средства.
- Электронное усиление сигнала обуславливает высокую воспроизводимость измерений и низкий гистерезис.
- Максимальная разрешающая способность: 0,01 мкм.



- 1 - зажимной хвостовик или корпус щупа;
- 2 – катушка;
- 3 - элемент, расположенный между ферромагнитным сердечником и измерительным стержнем, для корректировки различных коэффициентов теплового расширения;
- 4 - пружина, создающая измерительное усилие;
- 5 - направляющая, предотвращающая радиальное проворачивание измерительного стержня;
- 6 - шариковая обойма;
- 7 - ограничитель хода стержня;
- 8 - измерительная вставка;
- 9 - промежуточная трубка в системе катушки;
- 10 - ферромагнитный сердечник;
- 11 - фиксатор пружины;
- 12 - трубка направляющей шарикоподшипника;
- 13 - измерительный стержень;
- 14 - герметичный резиновый сильфон.

Рис. 1.25. Внешний вид электронного щупа Tesa

Таблица 1.14. Параметры осевых щупов Tesa - Ø 8 мм, измерительный стержень с шариковой направляющей

Модель	Диапазон измерения, мм	Ход стержня, мм	Точность измерений, мкм	Отвод стержня	Герметичный сильфон	Внешний вид
GT 21	± 2	4,3	0,01	механически	Нитрил	
GT 22	± 2	4,3	0,01	вакуумом	Нитрил	
GTL 21	± 2	4,3	0,01	механически	Витон	
GTL 211	± 2	4,3	0,01	вакуумом	Витон	
GTL 22	± 2	4,3	0,01	вакуумом	Витон	

GT 21HP	$\pm 0,2$	4,3	0,01	механически	Нитрил	
GT 22HP	$\pm 0,2$	4,3	0,01	вакуумом	Нитрил	
GT 27	± 2	10,3	0,05	механически	Витон	
GT 271	± 2	10,3	0,05	вакуумом	Витон	
GT 28	± 2	10,3	0,05	вакуумом	Витон	
GT 61	± 5	10,3	0,05	механически	Витон	
GT 611	± 5	10,3	0,05	вакуумом	Витон	
GT 62	± 5	10,3	0,05	вакуумом	Витон	

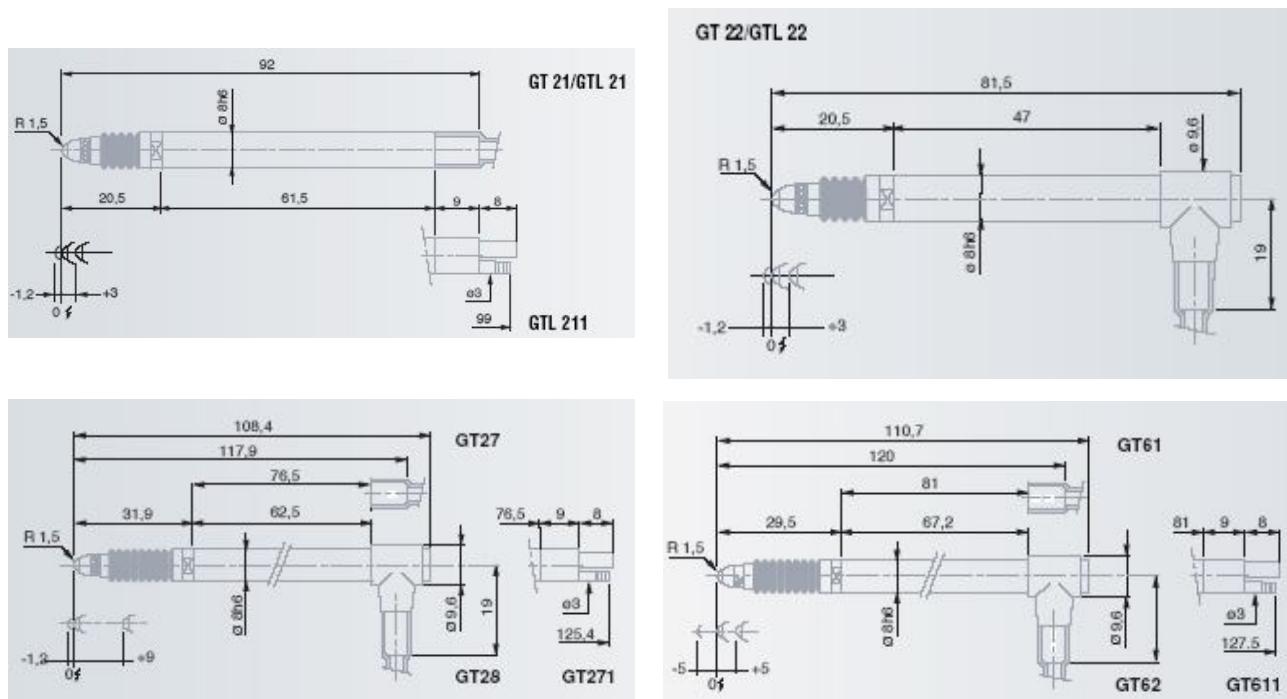


Рис. 1.26. Геометрические размеры

Электронные щупы фирмы Marposs (ИТАЛИЯ)

Характерные особенности:

- диаметр 8 мм, диапазон измерения ± 1 мм;
- применяются в механических устройствах передачи TESTAR AMA, Quick Block and Quick Set;

- предназначены для использования на производстве и в лаборатории, решают задачи измерения при очень конкурентоспособном соотношении цена/производительность;
- доступны с фиксированными или сменными контактами;
- степень защиты против пыли и жидкостей IP 65;
- совместимы с любыми присутствующими устройствами на рынке.



Рис. 1.27. Внешний вид щупа Marposs с фиксированным контактом (SF100, SH100)



Рис. 1.28. Внешний вид щупа Marposs со сменным контактом (SF101, SH101)

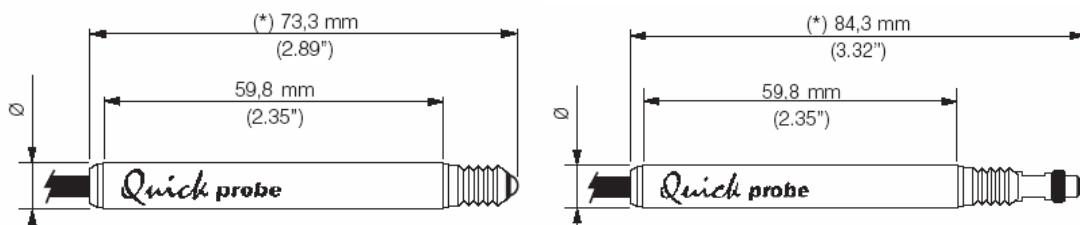


Рис. 1.29. Геометрические размеры щупов Tesa с фиксированным (слева) и со сменным (справа) контактами

Таблица 1.15. Технические характеристики

	Модель			
	SF100	SH100	SF101	SH101
	С фиксированным контактом		Со сменным контактом	
Диапазон	± 1 мм			

измерений		
Максимальное увеличение длины хода	1,5 – 2,5 мм	
Свободный ход	1,2 – 1,5 мм	
Погрешность от нелинейности	$\leq \square 5$ мкм (0,25%)	
Повторяемость	$\leq \square 0,1$ мкм	
Температурный дрейф	$\leq \square 0,25$ мкм/°C	
Диапазон рабочей температуры	-10°C/ +65°C	
Измерительное усилие	$0,8 N \pm 25\%$	
Длина кабеля	2 м	
Стандартный разъем	Lumberg SV 50/6 (DIN 45322)	
Уровень влаго- пылезащиты	IP65	
Дополнительные контакты	не применимо	доступно

1.4.3. Требования к характеристикам ИДП для ИИУС

Разработкой и проектированием индуктивных измерительных устройств в России занимается большое число организаций, исследовательских и конструкторских бюро, приборостроительных фирм и пр. Наиболее известными из них являются ведущие зарубежные фирмы США, Европы и

Японии: Tesa (Швейцария), Mahr (Германия), MITUTOYO (Япония), Marposs (Италия) и др. В России ИДП различного назначения разрабатывают и выпускают множество приборостроительных организаций и фирм. Наиболее крупными являются: «НИИизмерения» (г. Москва), «РОБОКОН» (г. Москва), завод «Измерон» (г. Санкт-Петербург) и ООО «Микромех» (г. Санкт-Петербург). ИДП востребованы при создании различных ИИУС.

Индуктивные датчики перемещения, используемые при создании современных ИИУС должны иметь:

- диапазон измерений $\pm 1\dots 2$ мм;
 - нелинейность не более 0,2% (на рабочем участке);
 - измерительное усилие 0,7-1,5 Н;
 - порог чувствительности не более 0,01 мкм (с прибором);
 - полосу пропускания частот 50...100 Гц ;
 - рабочий диапазон температур $-10\dots+65$ °C ;
 - напряжение питания: амплитуда 2,5-6 В,
частота 10-15 кГц;
 - наработку до отказа не менее 1 млн. циклов;
 - массу 12-85 г (без кабеля);
 - длину кабеля 2-3 м (возможно 5, 6 и до 15 м);
 - диаметр не менее 8 мм.
-

1.5. Структуры индуктивных измерительных каналов ИИУС

Рассмотренные индуктивные преобразователи и схемы их включения являются элементами индуктивных измерительных каналов (ИК) ИИУС, которые в свою очередь могут строиться по схемам прямого и уравновешивающего преобразований, причем последние могут быть компенсационным или следящим (рис. 1.30).

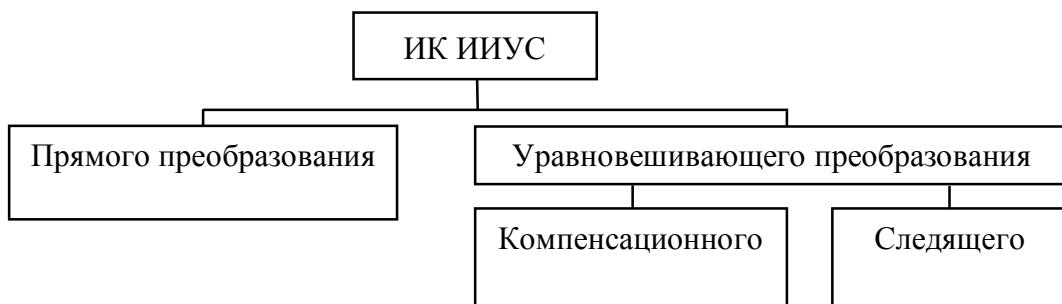


Рис. 1.30. Общие варианты построения индуктивных ИК ИИУС

1.5.1. Канал прямого преобразования

Функциональная схема индуктивного ИК ИИУС прямого преобразования показана на рис. 1.31.

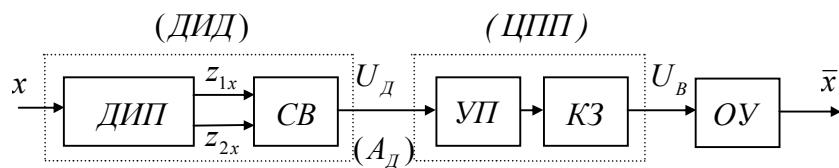


Рис. 1.31. Обобщенная функциональная схема ИК ИИУС прямого преобразования

Его элементами являются: ДИП – дифференциальный индуктивный преобразователь; СВ – мостовая схема включения; УП – усилитель-преобразователь; КЗ – корректирующее звено; ОУ – отсчетное устройство.

Отсчетное устройство может быть цифровым или стрелочным, шкала которого отградуирована в единицах измеряемой величины. Совокупность ДИП и СВ образует дифференциальный индуктивный датчик (ДИД), имеющий как правило нелинейную статическую характеристику

$$A_d = f_d(x),$$

где A_d – амплитуда напряжения в измерительной диагонали моста. Последующие звенья ИК (УП и КЗ) образуют цепь промежуточных преобразователей ЦПП, с помощью которой выходной сигнал датчика U_d преобразуется в напряжение постоянного тока U_b , которое поступает на вход отсчетного устройства OY . Усилитель-преобразователь УП обычно состоит из усилителя переменного тока, демодулятора и усилителя постоянного тока [4]. Параметры этой цепи подбираются так, чтобы при заданных условиях эксплуатации ИК выполнялось равенство $\bar{x} = x$, т.е. показание прибора \bar{x} совпадало со значением измеряемой величины в каждой точке диапазона измерений. Для выполнения этого требования в цепь промежуточных преобразователей можно включать корректирующее звено со специально подбираемыми параметрами и характеристиками. Эта возможность становится особенно актуальной, когда часть элементов ИК ИИУС (датчик, отсчетное устройство, блок питания и пр.) имеют жестко фиксированные параметры и характеристики.

На рис. 1.32 показан пример принципиальной схемы ИК ИИУС прямого преобразования для случая, когда в качестве ДИП используется дифференциальный индуктивный преобразователь с переменной площадью зазора (ДПИП), катушки которого включаются в ПРСМ.

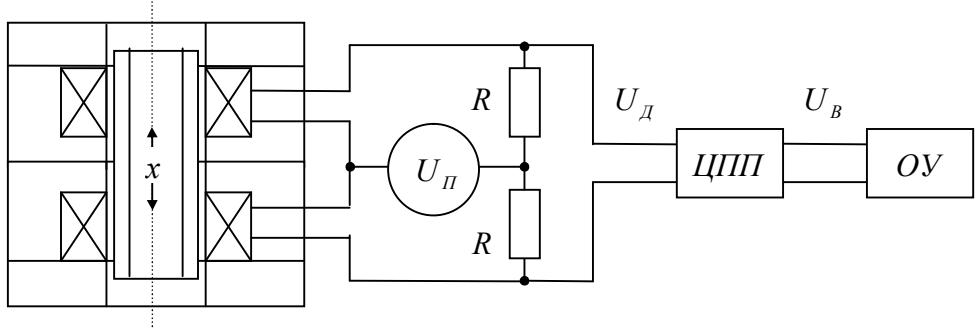


Рис. 1.32. Пример принципиальной схемы ИК ИИУС прямого преобразования

Если якорь преобразователя находится в среднем положении (как показано на рис. 1.32), то сопротивления катушек ДПИП равны друг другу. В этом случае мост уравновешен и напряжение $U_{\Delta} = 0$. При перемещении якоря равновесие моста нарушается и в его измерительной диагонали появляется напряжение $U_{\Delta} = A_{\Delta} \sin(\omega_{\pi} t + \phi_{\Delta})$, амплитуда A_{Δ} которого зависит от величины перемещения x , частота совпадает с частотой напряжения питания ω_{π} , а фаза φ_{Δ} зависит от направления перемещения якоря.

1.5.2. Канал компенсационного преобразования

На рис. 1.33 показана обобщенная функциональная схема индуктивного ИК ИИУС компенсационного преобразования.

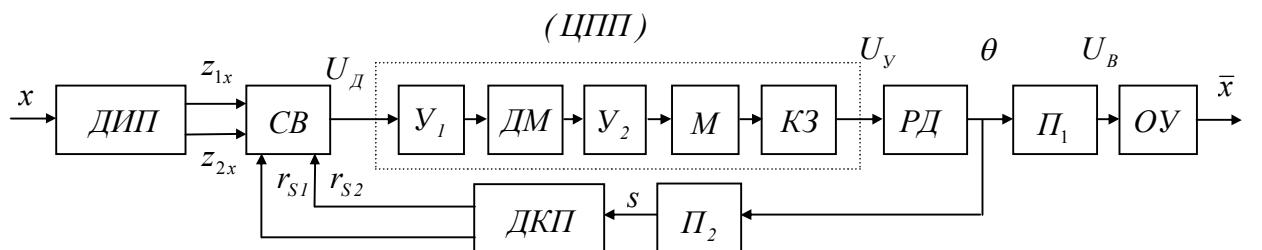


Рис. 1.33. Обобщенная функциональная схема ИК ИИУС компенсационного преобразования

ИК содержит реверсивный двигатель РД и цепь отрицательной обратной связи, состоящую из кинематической передачи Π_2 и дифференциального компенсационного преобразователя ДКП (потенциометра со средней точкой). В качестве дифференциального индуктивного преобразователя ДИП в схеме ИК ИИУС могут использоваться дифференциальные индуктивные преобразователи трех типов (ДЗИП, ДПИП, ДСИП), а в качестве схемы включения СВ – мостовые симметричные схемы двух типов (ПОСМ и ПРСМ – рис. 1.34а и рис. 1.34б соответственно).

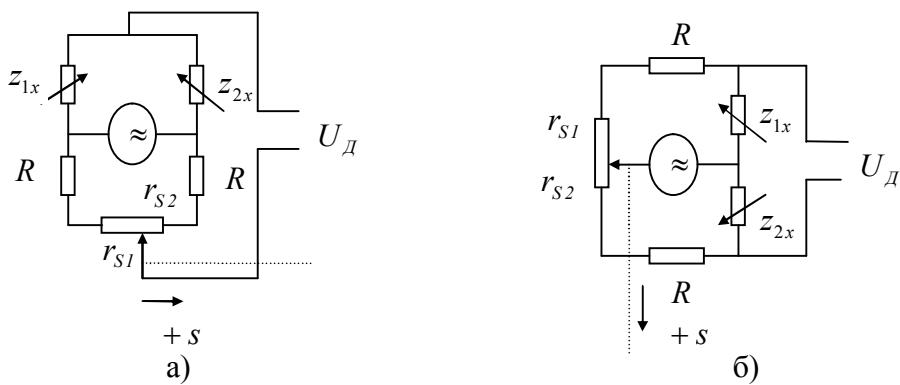


Рис. 1.34. Схемы включения ДИП: а) последовательно симметричная (ПОСМ); б) параллельно-симметричная (ПРСМ)

При перемещении якоря ДИП относительно среднего положения $x = 0$ изменяются сопротивления катушек z_{1x}, z_{2x} , причем сопротивление одной катушки увеличивается, а другой уменьшается. В результате в измерительной диагонали моста появляется напряжение $U_d = A_d \sin(\omega_d t + \phi_d)$, являющееся частью напряжения питания U_n . Амплитуда A_d зависит от степени разбаланса моста, фаза ϕ_d – от направления разбаланса, а частота ω_d совпадает с частотой напряжения питания моста U_n . Будучи усиленным, это напряжение поступает в управляющую обмотку реверсивного двигателя РД, что приводит к повороту вала двигателя на угол θ , от величины которого зависит показание прибора \bar{x} . Вал двигателя связан с щеткой (подвижным контактом) компенсационного реохорда ДКП. При вращении вала она перемещается на величину s , от

которой зависят сопротивления двух половин реохорда r_{S1} и r_{S2} , также включенных в схему моста. Направление перемещения щетки реохорда (и вала двигателя) таково, что степень разбаланса моста уменьшается и в установившемся режиме равна нулю. Соответствующие угол поворота вала двигателя θ и показание прибора \bar{x} определяют статическую характеристику прибора.

В цепь промежуточных преобразователей (ЦПП) могут входить усилитель переменного тока Y_1 , демодулятор DM , корректирующее звено KZ , усилитель постоянного тока Y_2 и модулятор M (в случае, если частота управляющего напряжения двигателя U_y не совпадает с частотой напряжения питания схемы включения). Угол поворота вала двигателя θ с помощью цепи преобразователей P_1 (куда также может входить корректирующее звено) преобразуется в выходное напряжение U_B , которое поступает на ОУ. По шкале этого устройства считывается показание ИК \bar{x} . Благодаря наличию обратной связи существенно снижается (по сравнению с ИК прямого преобразования) влияние нестабильности параметров схемы включения на погрешность ИК ИИУС.

На рис. 1.35 показан вариант принципиальной схемы ИК ИИУС компенсационного преобразования для случая, когда в качестве ДИП используется дифференциальный индуктивный преобразователь с переменной величиной воздушного зазора (ДЗИП). Его катушки включаются в ПРСМ. Цепь обратной связи образована ленточнопротяжным механизмом P_2 , а цепь P_1 – редуктором, выходная ось которого связана со стрелочным ОУ.

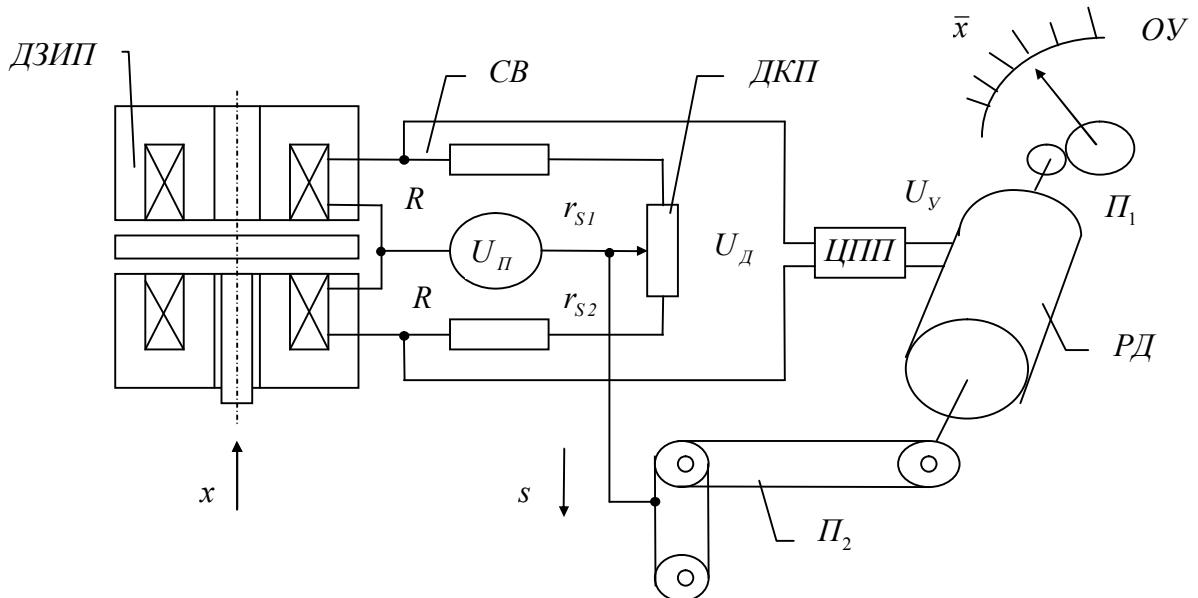


Рис. 1.35. Вариант принципиальной схемы ИК ИИУС компенсационного преобразования

1.5.3. Канал следящего преобразования

Функциональная схема индуктивного ИК ИИУС следящего преобразования показана на рис. 1.36.

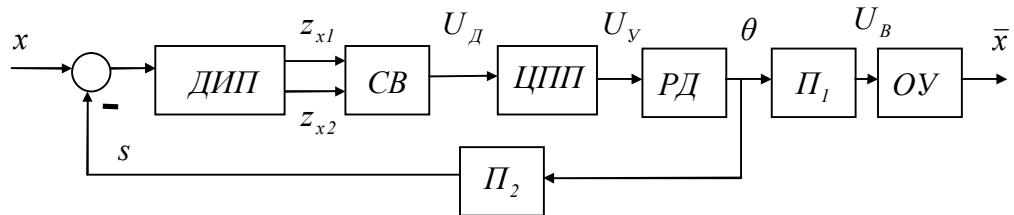


Рис. 1.36. Обобщенная функциональная схема ИК ИИУС следящего преобразования

Из рис. 1.36 видно, что обобщенная схема ИК ИИУС следящего преобразования аналогична схеме ИК ИИУС компенсационного преобразования (рис. 1.33), но отличается обратной связью, где присутствует только преобразователь Π_2 и наличием сумматора со вторым вычитающим входом, что означает влияние обратной связи непосредственно на ДИП.

В общем виде реверсивный двигатель РД является устройством, преобразующим напряжение управления в угловое или линейное перемещение. С точки зрения построения следящего устройства необходимо различать две принципиальные возможности построения реверсивного двигателя:

1. двигатель с пропорциональным преобразованием управляющего напряжения в перемещение (например, электромагнит, перемещение якоря которого пропорционально напряжению на обмотке);
2. двигатель интегрирующего преобразования, когда перемещение на его выходе пропорционально скорости двигателя и времени его работы (например, реверсивный асинхронный мотор переменного тока).

Соответствующие ИК следящего преобразования относят к устройствам статического и астатического уравновешивания.

Реверсивный двигатель через кинематическую передачу Π_2 перемещает корпус индуктивного датчика ДИП, осуществляя следящий режим измерения. При этом перемещение корпуса индуктивного датчика:

$$l_K = x - l_0,$$

где x – перемещение якоря индуктивного датчика;

l_0 – начальное значение входного сигнала, в частном случае $l_0 = 0$.

Задачей следящего режима измерения является поддержание $l_0 = \text{const}$ при всех значениях входного перемещения x , лежащих в пределах измерения канала. Величина l_0 задается при помощи задающего устройства, вырабатывающего сигнал $z_0 = z(l_0)$, воздействующий на вход схемы включения СВ. Для состояния покоя следящего устройства $z - z_0 = 0$ и $U_D = 0$. Реальное задание l_0 может осуществляться, например, балансировкой мостовой схемы включения при входном сигнале l_0 индуктивного датчика ДИП.

На рис. 1.37 показан вариант принципиальной схемы ИК ИИУС следящего преобразования для случая, когда в качестве ДИП используется

дифференциальный индуктивный преобразователь с переменной величиной воздушного зазора (ДЗИП).

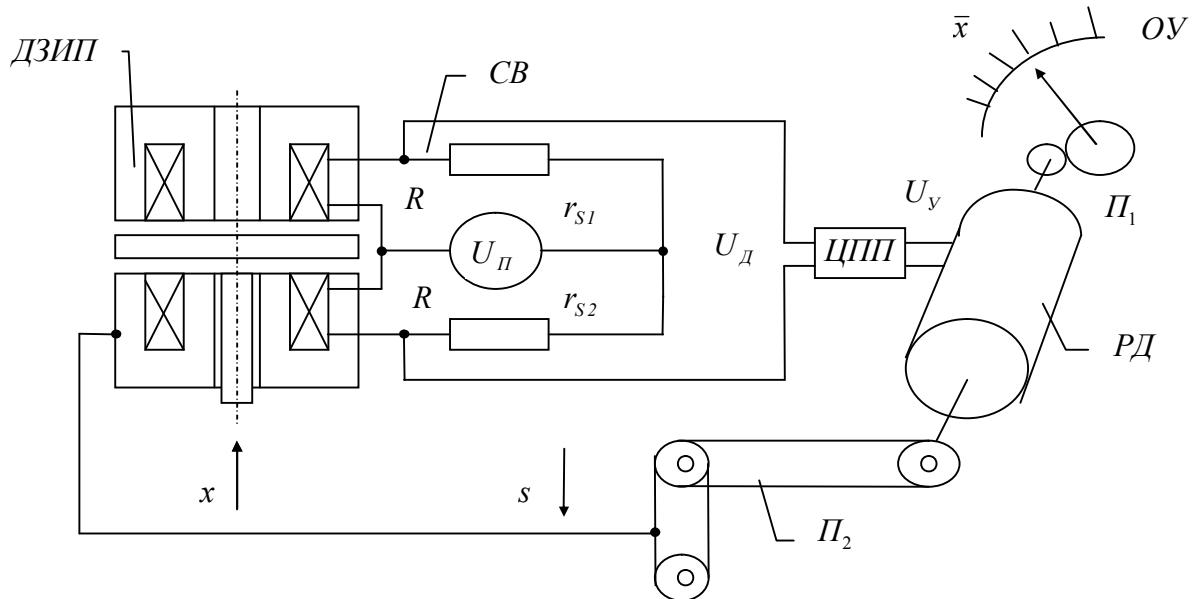


Рис. 1.37. Вариант принципиальной схемы ИК ИИУС следящего преобразования

Его катушки включаются в ПРСМ. Цепь обратной связи образована ленточнопротяжным механизмом Π_2 , а цепь Π_1 – редуктором, выходная ось которого связана со стрелочным ОУ.

Увеличение глубины отрицательной обратной связи в таких ИК исключает (по сравнению с ИК компенсационного преобразования) влияние нестабильности параметров ИПр, СВ и всех элементов цепи промежуточных преобразователей на статическую характеристику канала. Благодаря этому индуктивные ИК ИИУС следящего преобразования имеют наиболее высокую точность, однако они уступают ИК ИИУС прямого преобразования по сложности конструкции и быстродействию.

1.5.4. Канал с микропроцессорной обработкой сигнала

В рассмотренных выше ИК ИИУС сложно осуществлять точные настройки всех преобразователей и схем включения, поскольку имеется

разброс значений в элементной базе. Если использовать очень дорогие комплектующие, то цена будет высокой, что негативно отразится на конкурентоспособности. Кроме того, для реализации точных аналоговых схем очень трудоемким процессом является точная настройка измерительных каналов, либо весьма сложные аналитические расчеты и сложные построения принципиальных схем. Если учесть стремление минимизации габаритных размеров современной электроники, то использование большого количества аналоговых элементов накладывает отпечаток на построение компактных аналоговых схем. Низкая стоимость современных микропроцессорных устройств и множества компонентов на одном кристалле (АЦП, ШИМ, портов ввода-вывода и т.д.) упрощает разработку.

С учетом вышеприведенного рассмотрим обобщенную функциональную схему индуктивного ИК ИИУС с микропроцессорной обработкой сигнала (рис. 1.38).

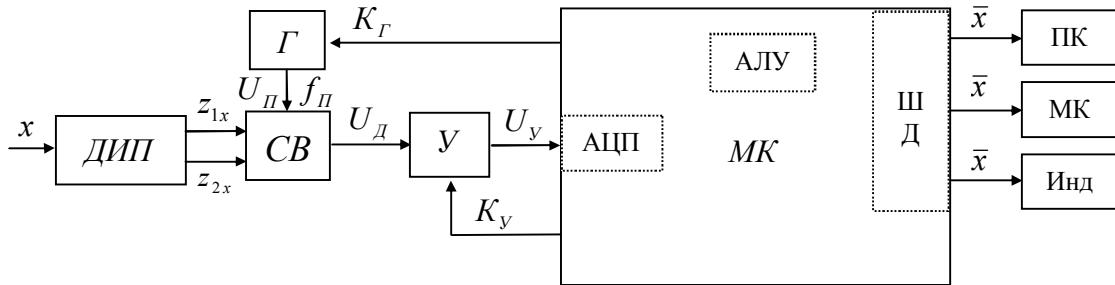


Рис. 1.38. Обобщенная функциональная схема ИК ИИУС с микропроцессорной обработкой сигнала

Также, как и в рассмотренных выше измерительных каналах, ИК ИИУС с микропроцессорной обработкой сигнала содержат ДИП трех типов: с переменной величиной воздушного зазора (ДЗИП), с переменной площадью воздушного зазора (ДПИП) и соленоидного (ДСИП) и два типа СВ: последовательно-симметричная (ПОСМ) и параллельно-симметричная (ПРСМ). Питание схемы включения U_p подается от генератора переменного напряжения Г с частотой f_p . Напряжение питания задается через МК цифровым кодом

посредством цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), входящего в состав генератора (или микроконтроллера МК), а частота вырабатывается непосредственно на МК. Напряжение U_d на выходе СВ усиливается усилителем напряжения У с коэффициентом усиления K_y для попадания в рабочий диапазон аналого-цифрового преобразователя МК. Коэффициент усиления выдается с МК.

АЦП микроконтроллера преобразует аналоговый сигнал (напряжение U_y) в цифровой код. Далее эта информация обрабатывается программой МК и выдается сигнал \bar{x} в виде определенного цифрового кода на персональный компьютер (ПК), на другой МК или индикатор (Инд).

Для коррекции статической характеристики ИК ИИУС с микропроцессорной обработкой сигнала достаточно написать программу цифровой коррекции для МК, при этом для алгоритмической аппроксимации статической характеристики КЗ средствами микропроцессорной системы целесообразнее использовать алгоритм кусочно-линейной аппроксимации, как наименее ресурсоемкий [1, 9].

ГЛАВА 2. СТРУКТУРНО-МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ИНДУКТИВНЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

2.1. Структурно-математические модели ИДП для статического режима измерений

Анализ статического режима измерений проводился в соответствии со структурной схемой ИДП, приведенной на рис. 2.1, где использовались статические характеристики двух одинарных индуктивных преобразователей, образующих ДИП $z_{x1} = f_1(x)$, $z_{x2} = f_2(x)$ (нелинейные характеристики), а в случае использования ПДИП принималось $z_{x2} = z_0$ и статические характеристики мостовых схем включения $A_d = F_{CB}(z_{x1}, z_{x2})$ (нелинейные характеристики), где A_d – амплитуда напряжения в измерительной диагонали моста; z_{x1} , z_{x2} – электрические сопротивления катушек.

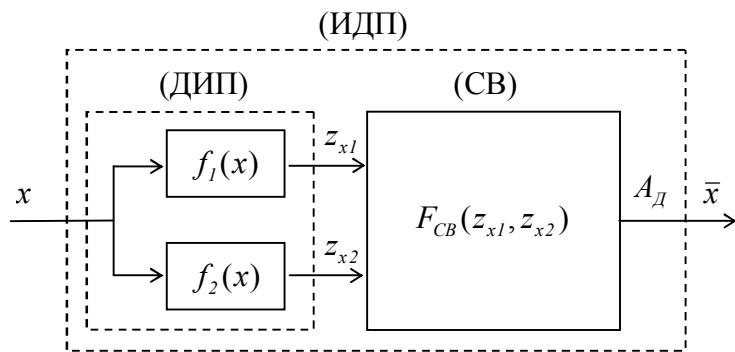


Рис. 2.1. Структурная схема ИДП для статического режима измерений

В табл. 2.1 приведены расчетные статические характеристики рассматриваемых индуктивных преобразователей шести типов: с переменной величиной воздушного зазора (ДЗИП), переменной площадью воздушного зазора (ДПИП), соленоидного типа (ДСИП) и полуодифференциальных преобразователей с переменной величиной воздушного зазора (ПДЗИП),

переменной площадью воздушного зазора (ПДПИП), соленоидного типа (ПДСИП).

Таблица 2.1. Расчетные статические характеристики ДИП

	Расчетная СХ ИПр		Форма СХ ИПр
	$z_{x1} = f_1(x)$	$z_{x2} = f_2(x)$	
ДЗИП	$z_{x1} = \frac{z_0}{I - k_x x}$	$z_{x2} = \frac{z_0}{I + k_x x}$	
ДПИП	$z_{x1} = z_0 \frac{I + k_x x}{I + \alpha k_x x}$	$z_{x2} = z_0 \frac{I - k_x x}{I - \alpha k_x x}$	
ДСИП	$z_{x1} = z_0 (I + ax(I - bx^2))$	$z_{x2} = z_0 (I - ax(I - bx^2))$	
ПДЗИП	$z_{x1} = \frac{z_0}{I - k_x x}$	$z_{x2} = z_0$	
ПДПИП	$z_{x1} = z_0 \frac{I + k_x x}{I + \alpha k_x x}$	$z_{x2} = z_0$	
ПДСИП	$z_{x1} = z_0 (I + ax(I - bx^2))$	$z_{x2} = z_0$	

В таблице используются следующие обозначения: x – измеряемое перемещение; z_0 – начальное сопротивление преобразователя; a, b, α, k_x – постоянные положительные коэффициенты, зависящие от типа и параметров преобразователей.

Соответствующие схемы ДИП изображены на рис. 1.4а,б,в для ДЗИП, ДПИП, ДСИП соответственно. Схемы ПДИП изображены на рис. 1.4г,д,е для ПДЗИП, ПДПИП, ПДСИП соответственно. На представленных схемах

необходимо учесть, что при линейном перемещении x изменяется индуктивность катушек L_{x1} и L_{x2} (для ПДИП только L_x), что приводит к изменению их полного электрического сопротивления z_{x1} и z_{x2} (для ПДИП только z_{x1}).

В последней колонке табл. 2.1 представлены графики статической характеристики рассматриваемых преобразователей. Сплошными кривыми показаны графики функций $f_1(x)$, пунктирными – $f_2(x)$. Видно, что все они являются нелинейными, причем статические характеристики ДЗИП – вогнутые, статические характеристики ДПИП – выпуклые, а статические характеристики ДСИП – имеют при $x=0$ точку перегиба. ПДЗИП на графике статической характеристики имеет всего одну кривую (вогнутую, как $f_1(x)$ у ДЗИП), т.к. из-за конструктивных особенностей при изменении x меняется индуктивность только одной катушки, и соответственно меняется полное сопротивление z_x , а сопротивление второй остается z_0 . Аналогично у ПДПИП и ПДСИП.

На рис. 2.2а показана структурная схема для ДИП, на рис. 2.2б – для ПДИП. Особенностью структурной схемы дифференциального преобразователя является то, что она представлена звеном с одним входом (перемещением якоря x) и двумя выходами (сопротивлениями z_{x1} и z_{x2} катушек ДИП). На рис. 2.2 это звено показано пунктирной линией.

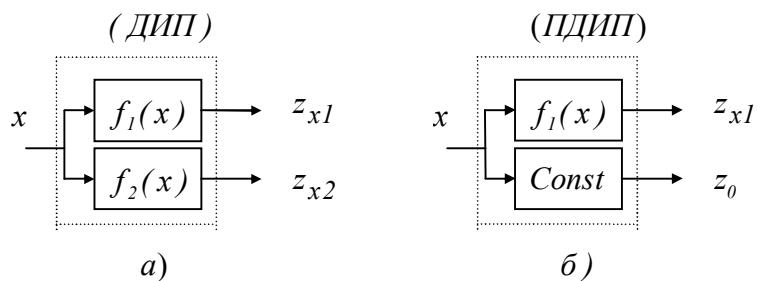


Рис. 2.2

Переходя к относительным изменениям сопротивлений катушек ДИП:

$$\varepsilon_1 = \frac{z_{x1} - z_0}{z_0}; \quad \varepsilon_2 = \frac{z_{x2} - z_0}{z_0}, \quad (2.1)$$

эти характеристики можно записать в единообразной форме:

$$z_{x1} = z_0(1 + \varepsilon_1); \quad z_{x2} = z_0(1 - \varepsilon_2). \quad (2.2)$$

Здесь в случае использования ДЗИП следует принять:

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_1(x) = \frac{ax}{1 - bx}; \quad \varepsilon_2 = \varepsilon_2(x) = \frac{ax}{1 + bx}, \quad (2.3)$$

где $a = b = k_x = \frac{I}{l_0} \cdot \frac{R_{B0}}{R_{mC} + R_{B0}}$ – постоянный коэффициент, зависящий от параметров ЗИП (см. раздел 3.1.1).

В случае использования ДПИП:

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_1(x) = \frac{ax}{1 + bx}; \quad \varepsilon_2 = \varepsilon_2(x) = \frac{ax}{1 - bx}, \quad (2.4)$$

где $a = k_x(1 - \alpha)$; $b = k_x\alpha$; $k_x = \frac{I}{l_0}$; $\alpha = \frac{1 + \beta\gamma}{1 + \gamma}$ – постоянные коэффициенты, зависящие от параметров ПИП (см. раздел 3.1.2).

В случае использования ДСИП:

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon(x) = ax(1 - bx^2), \quad (2.5)$$

где $a = \frac{S_{иД}}{z_0}$; $b = \frac{K_{иД}}{S_{иД}}$ – постоянные коэффициенты, зависящие от параметров СИП (см. раздел 3.1.3).

В табл. 2.2 приведены формулы для расчета погрешности от нелинейности статических характеристик рассматриваемых индуктивных преобразователей $\gamma_{HИП}$ и относительной чувствительности преобразователей

$d_z \approx \Delta z_{\max} / z_0$, где Δz_{\max} – максимальное приращение сопротивления, xv – верхняя граница диапазона измерений $|x| \leq xv$; $q = k_x xv$, $\lambda = bxv^2$.

Таблица 2.2

	$\gamma_{\text{НИП}_p}$	d_z
ЗИП	$\frac{q}{2(1+\sqrt{1-q^2})}$	$\frac{q}{\sqrt{1-q^2}}$
ПИП	$\frac{\alpha q}{2(1+\sqrt{1-(\alpha q)^2})}$	$\frac{(1-\alpha)\alpha q}{1-(\alpha q)^2 - (1-\alpha)\sqrt{1-(\alpha q)^2}}$
СИП	$\frac{\lambda}{2(4-3\lambda)}$	$a \cdot xv \cdot \left(1 - \frac{3}{4}\lambda\right)$

Статическая характеристика датчика с соленоидным индуктивным преобразователем является наиболее сложной для анализа. При оптимальных значениях параметров A, B, b она имеет шесть точек, в которых погрешность приближения $\Delta(z) = A_D(z) - Kx_B z$ максимальна и пять точек $0, \pm z_1$ и $\pm z_2$, в которых она равна нулю (рис. 2.3). Координаты z_1 и z_2 этих точек определяются методом интерполяции. При выполнении условия $\lambda = bx_B^2 < 0,2$ они практически совпадают с нулями $z_1 = 0,5878$, $z_2 = 0,9511$ полинома Чебышева пятой степени наименее отклоняющегося от нуля.

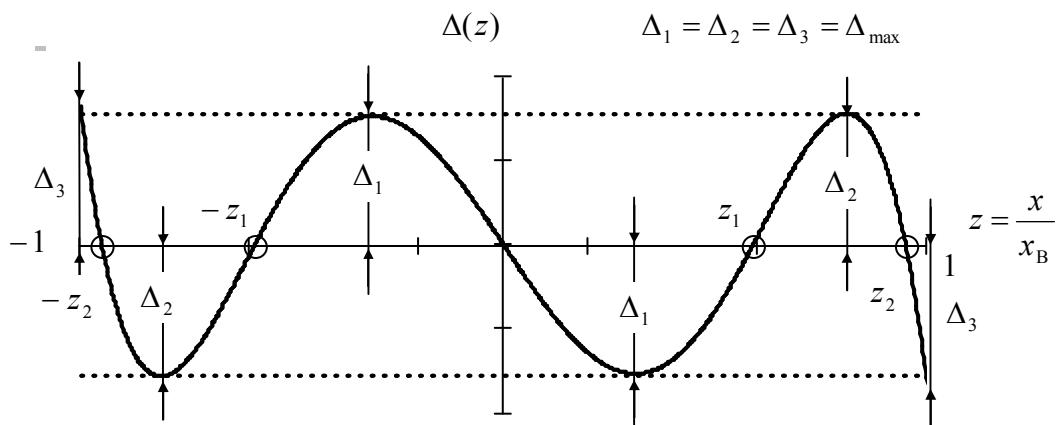


Рис. 2.3. Распределение погрешности приближения для соленоидного ИДП

Как уже отмечалось, катушки дифференциальных индуктивных преобразователей включаются в последовательно-симметричную (ПОСМ) и параллельно-симметричную (ПРСМ) мостовые схемы.

Структурная схема рассматриваемых мостовых схем включения (СВ) изображена на рис. 2.4. Мостовую схему включения можно считать безынерционным звеном с двумя входами (сопротивлениями z_{x1} и z_{x2} катушек ДИП) и одним выходом (напряжением U_d в измерительной диагонали моста – амплитудой A_d этого напряжения).

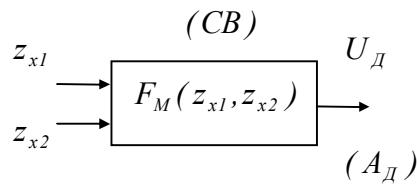


Рис. 2.4

С учетом рассматриваемых ДИП и ПДИП мостовая схема включения имеет 4 варианта схемной реализации, а если СВ рассматривать как отдельный элемент прибора, т.е. можно принять

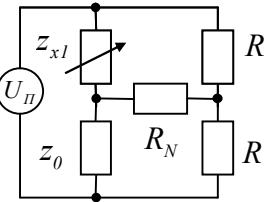
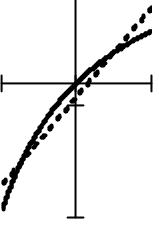
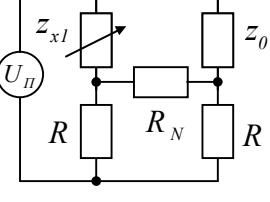
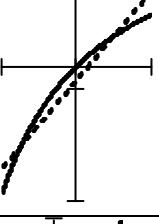
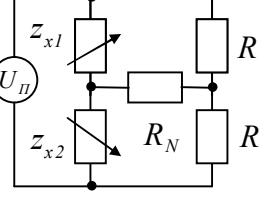
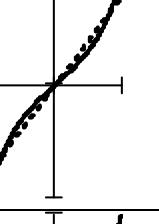
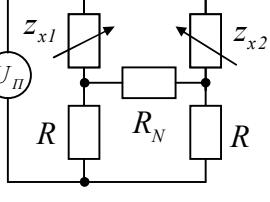
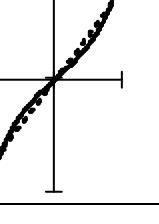
$$R_i = R_0(1 \pm \alpha_x x), \quad (2.6)$$

где x – измеряемая физическая величина;

R_0 – номинальное (начальное) сопротивление, одинаковое для всех измерительных преобразователей;

α_x – относительный коэффициент чувствительности измерительного преобразователя к воздействию измеряемой величины, то расчетная статическая характеристика ограничивается функциями двух типов (табл. 2.3).

Таблица 2.3

№	Схема	Функция	График	Тип и использование
1		$U_x = \frac{ax}{1+bx}$		ПОСМ для ПДИП
2		$U_x = \frac{ax}{1+bx}$		ПРСМ для ПДИП
3		$U_x = \frac{ax}{1-b^2x^2}$		ПОСМ для ДИП
4		$U_x = \frac{ax}{1-b^2x^2}$		ПРСМ для ДИП

Выбор пассивных сопротивлений плеч моста следует подчинить условию

$$R = R_N = z_0, \text{ если в составе ИДП используется ПОСМ и условиям } R = \frac{z_0}{2}, R_N = \frac{2z_0}{3},$$

если используется ПРСМ, где z_0 - начальное сопротивление преобразователя.

Если $R_N \gg R$, то мост работает в режиме холостого хода. В этом случае нужно принять $R = z_0$. Во всех этих случаях чувствительность схемы включения близка к максимальной [2].

Получены формулы, связывающие значения коэффициентов a и b статических характеристик СВ со статическими характеристиками рассматриваемых ИДП через коэффициенты α_x и β_x (табл. 2.4 и 2.5). Приведено 3 случая: общий, холостой ход ($\sigma \gg 1$) и согласованной нагрузки

($k = \sigma = 1$ – для ПОСМ $k = 1/2$; $\sigma = 2/3$ – для ПРСМ). Нумерация первой строчки таблицы 2.4 соответствует нумерации первого столбца таблицы 2.3.

Таблица 2.4

	1	2	3	4
$U_x = U_x(x)$	$U_x = \frac{ax}{I+bx}$	$U_x = \frac{ax}{I+bx}$	$U_x = \frac{ax}{I-b^2x^2}$	$U_x = \frac{ax}{I-b^2x^2}$
Общий случай	a	$\frac{\sigma}{2(I+k+2\sigma)}U_{II}\alpha_x$	$\frac{k\sigma}{4(k+I)[2k+\sigma(k+I)]}U_{II}\alpha_x$	$\frac{\sigma}{(I+k+2\sigma)}U_{II}\alpha_x$
	b	$\frac{k+2(I+\sigma)}{2(I+k+2\sigma)}\beta_x$	$\frac{\sigma(k+I)+k(k+2)}{(k+I)[2k+\sigma(k+I)]}\beta_x$	$\frac{I}{\sqrt{I+k+2\sigma}}\beta_x$
Холостой ход	a	$0,25U_{II}\alpha_x$	$\frac{k}{(k+I)^2}U_{II}\alpha_x$	$\frac{2k}{(k+I)^2}U_{II}\alpha_x$
	b	$0,5\beta_x$	$\frac{I}{k+I}\beta_x$	$\frac{I}{k+I}\beta_x$
Согласов. нагрузка	a	$0,125U_{II}\alpha_x$	$0,028U_{II}\alpha_x$	$0,25U_{II}\alpha_x$
	b	$0,625\beta_x$	$0,75\beta_x$	$0,5\beta_x$
				$0,056U_{II}\alpha_x$
				$0,745\beta_x$

Таблица 2.5

ИПр \ СВ	ПОСМ	ПРСМ
ДЗИП	$\alpha_x = k_x$	$\alpha_x = k_x$ $\beta_x = k_x k \sqrt{\frac{\sigma}{\sigma + 2k}}$
ДПИП	$\alpha_x = k_x(1-\alpha)$ $\beta_x = k_x \sqrt{1+\alpha k + 2\alpha\sigma}$	$\alpha_x = k_x(1-\alpha)$ $\beta_x = k_x \sqrt{\frac{(\alpha k + 1)(\sigma + 2k + \alpha\sigma k)}{\sigma + 2k}}$
ДСИП	$\alpha_x = a$ $\beta_x = a$	$\alpha_x = a$ $\beta_x = a$
ПДЗИП	$\alpha_x = k_x$ $\beta_x = \frac{k_x(2\sigma + k)}{2 + k + 2\sigma}$	$\alpha_x = k_x$ $\beta_x = k_x \frac{k(k + \sigma(k + 1))}{\sigma + k(2 + \sigma + k)}$
ПДПИП	$\alpha_x = k_x(1-\alpha)$ $\beta_x = k_x \frac{k(1+\alpha) + 2(1+\sigma + \alpha\sigma)}{2 + k + 2\sigma}$	$\alpha_x = k_x(1-\alpha)$ $\beta_x = k_x \frac{\sigma + k(2 + \sigma + \alpha\sigma) + k^2(1 + \alpha + \alpha\sigma)}{\sigma + k(2 + \sigma + k)}$
ПДСИП	$\alpha_x = a$ $\beta_x = a$	$\alpha_x = a$ $\beta_x = a$

Подбор параметров СВ должен стремиться к минимальному значению погрешности от нелинейности γ_{CB} , величина которой зависит только от параметра $q = b \cdot xv$ и вычисляется по формулам, приведенным в табл. 2.6.

В последней колонке табл. 2.3 указаны тип мостовой схемы включения и тип первичного индуктивного преобразователя, который может быть включен в данную схему. В четвертой колонке приведены графики функций статической характеристики рассматриваемых схем включения как отдельного звена.

Во всех случаях считается, что $r = kR_0$, $R_H = \sigma R_0$, где k , σ – постоянные положительные числа, характеризующие соответственно сопротивление пассивного плеча моста r и сопротивление нагрузки R_H . Случай $k = 1$ соответствует равноплечему мосту, случай $\sigma \gg 1$ – работе моста в режиме холостого хода, случай $\sigma = 0$ – работе моста в режиме короткого замыкания. Мощность сигнала в измерительной диагонали моста будет максимальной при

$$k = 1, \sigma = 1 \text{ – для ПОСМ; } \quad (2.7)$$

$$k = \frac{1}{2}, \sigma = \frac{2}{3} \text{ – для ПРСМ. } \quad (2.8)$$

В табл. 2.4 приведены формулы, связывающие значения коэффициентов a и b , с параметрами звена СВ для случая, когда мост работает от источника напряжения. Нумерация первой строчки таблицы 2.4 соответствует нумерации первого столбца таблицы 2.3

В четвертой колонке таблицы 2.3 приведены графики статической характеристики СВ, где пунктиром показаны аппроксимирующие прямые (прямые наименьших модулей). Подбор параметров СВ должен стремиться к минимальному значению приведенной погрешности приближения, т.е. погрешности от нелинейности γ_n , величина которой зависит только от параметра $q = b \cdot xv$ и вычисляется по формулам, приведенным в табл. 2.6.

Таблица 2.6

№ схемы	Функция преобразования	Диапазон измерений	Погрешность
1, 2	$U_x = \frac{ax}{1+bx}$	$-xv \leq x \leq xv$	$\gamma_{CB} = \frac{q}{2(1 + \sqrt{1 - q^2})}$
3, 4	$U_x = \frac{ax}{1-b^2x^2}$	$-xv \leq x \leq xv$	$\gamma_{CB} = \frac{q^2}{2(1 + \sqrt{1 - q^2})^2}$

На рис. 2.5 показаны графики зависимости γ_n от параметра q . Видно, что погрешность от нелинейности статических характеристик СВ с одиночным измерительным преобразователем более чем в десять раз превышает погрешность от нелинейности статической характеристики СВ с ДИП.

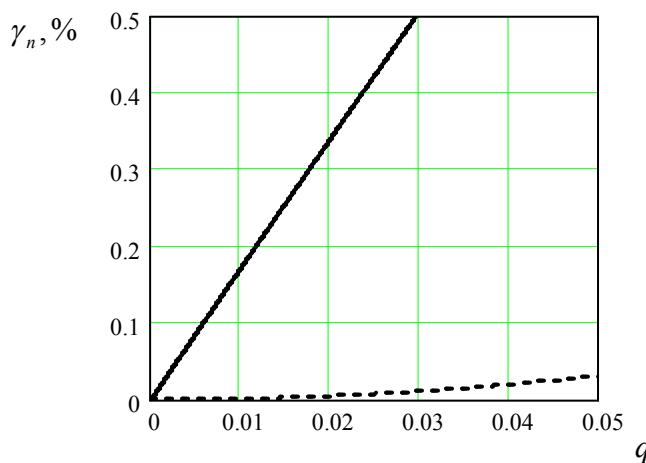


Рис. 2.5

Если известны желаемое значение средней чувствительности измерительного прибора (в рассматриваемых случаях применимо к измерительным устройствам с линейным преобразователем) – желаемое значение коэффициента наклона аппроксимирующей прямой B и допустимая погрешность от нелинейности γ_d , то необходимые значения коэффициентов a и b функции преобразования рассматриваемых звеньев можно вычислить по формулам, приведенным в табл. 2.7.

Таблица 2.7

Функция преобразования	Диапазон измерений	a	b
$U_x = \frac{ax}{I+bx}$	$-xv \leq x \leq xv$	$B \left(\frac{I-4\gamma_d^2}{I+4\gamma_d^2} \right)^2$	$\frac{4\gamma_d}{I+4\gamma_d^2} \frac{I}{xv}$
		-	-
$U_x = \frac{ax}{I-b^2x^2}$	$-xv \leq x \leq xv$	$B \frac{2(I-q^2)}{I+\sqrt{I-q^2}}$	$\frac{q}{xv}$
		$\frac{2\sqrt{2\gamma_d}}{I+\sqrt{2\gamma_d}}$	-

С помощью приведенных формул можно выбрать тип моста и определить его параметры, обеспечивающие получение желаемой характеристики прибора. При этом должны приниматься во внимание конструктивные, технологические и иные ограничения.

Определено, что в рассматриваемых случаях набор статических характеристик ИДП ограничивается функциями шести типов, где A , B – постоянные коэффициенты, зависящие от физических параметров ИПр (табл. 2.8).

Проанализировав данные табл. 2.8 видно, что характеристика ИДП оказывается строго линейной лишь при использовании дифференциального преобразователя с переменной величиной воздушного зазора, включенного в последовательно-симметричную мостовую схему включения.

В табл. 2.8 используются следующие обозначения:

a , b , α , k_x – постоянные положительные коэффициенты, зависящие параметров преобразователей;

U_p – амплитуда напряжения питания моста;

$\sigma = \frac{R_N}{z_0}$, $k = \frac{R}{z_0}$ – относительные сопротивления плеч моста.

Таблица 2.8. Статические характеристики индуктивных датчиков

№	Статическая характеристика	Тип ИПр - тип СВ	A	B
1	$A_{\Delta} = Ax$	ДЗИП-ПОСМ	$U_{\Pi} \frac{\sigma k_x}{1+k+2\sigma}$	—
2	$A_{\Delta} = \frac{Ax}{1-Bx}$	ПДЗИП-ПОСМ	$\frac{U_{\Pi} \sigma k_x}{2(1+k+2\sigma)}$	$k_x \frac{k+2\sigma}{2(1+k+2\sigma)}$
		ПДЗИП-ПРСМ	$\frac{U_{\Pi} \sigma k k_x}{(k+I)[2k+\sigma(k+I)]}$	$\frac{k k_x (k+\sigma(k+I))}{(k+I)[2k+\sigma(k+I)]}$
3	$A_{\Delta} = \frac{Ax}{1+Bx}$	ПДПИП-ПОСМ	$\frac{U_{\Pi} \sigma k_x (1-\alpha)}{2(1+k+2\sigma)}$	$k_x \frac{2(1+\sigma+\alpha\sigma)+k(\alpha+I)}{2(1+k+2\sigma)}$
		ПДПИП-ПРСМ	$\frac{U_{\Pi} \sigma k_x k (1-\alpha)}{(k+I)(2k+\sigma(k+I))}$	$k_x \frac{\sigma+k(2+\sigma+\alpha\sigma)+k^2(1+\alpha+\alpha\sigma)}{(k+I)(2k+\sigma(k+I))}$
4	$A_{\Delta} = \frac{Ax}{1-B^2x^2}$	ДЗИП-ПРСМ	$\frac{2U_{\Pi} \sigma k k_x}{(k+I)[2k+\sigma(k+I)]}$	$\sqrt{\frac{\sigma k^2 k_x^2}{(k+I)[2k+\sigma(k+I)]}}$
		ДПИП-ПОСМ	$\frac{U_{\Pi} \sigma k_x (1-\alpha)}{1+k+2\sigma}$	$k_x \sqrt{\frac{1+k\alpha+2\sigma\alpha}{1+k+2\sigma}}$
		ДПИП-ПРСМ	$\frac{2U_{\Pi} \sigma k k_x (1-\alpha)}{(k+I)[2k+\sigma(k+I)]}$	$k_x \sqrt{\frac{\sigma+2k+k\alpha[2(\sigma+k)+\sigma k\alpha]}{(k+I)[2k+\sigma(k+I)]}}$
5	$A_{\Delta} = \frac{Ax(1-bx^2)}{1+Bx(1-bx^2)}$	ПДСИП-ПОСМ	$\frac{U_{\Pi} \sigma a}{2(1+k+2\sigma)}$	$\frac{a(2+k+2\sigma)}{2(1+k+2\sigma)}$
		ПДСИП-ПРСМ	$\frac{U_{\Pi} \sigma k a}{(k+I)[2k+\sigma(k+I)]}$	$\frac{a(\sigma+k(2+k+\sigma))}{(k+I)[2k+\sigma(k+I)]}$
6	$A_{\Delta} = \frac{Ax(1-bx^2)}{1-B^2x^2(1-bx^2)^2}$	ДСИП-ПОСМ	$\frac{U_{\Pi} \sigma a}{1+k+2\sigma}$	$\frac{a}{\sqrt{1+k+2\sigma}}$
		ДСИП-ПРСМ	$\frac{2U_{\Pi} \sigma k a}{(k+I)[2k+\sigma(k+I)]}$	$a \sqrt{\frac{(\sigma+2k)}{(k+I)[2k+\sigma(k+I)]}}$

Полученные функции статических характеристик и формулы коэффициентов A и B позволили построить автоматизированный расчет и выбор параметров ИДП. В рамках этого вопроса методом наименьших модулей определены оптимальные значения рассматриваемых коэффициентов (табл. 2.9) и получены формулы, связывающие максимальную приведенную погрешность от нелинейности датчика γ_n с его параметрами (табл. 2.9). На рис. 2.6 показаны формы графиков желаемой характеристики ИДП, при которых выполняются условия равномерного приближения $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta_3$ к желаемой характеристике датчика $\bar{x} = x$.

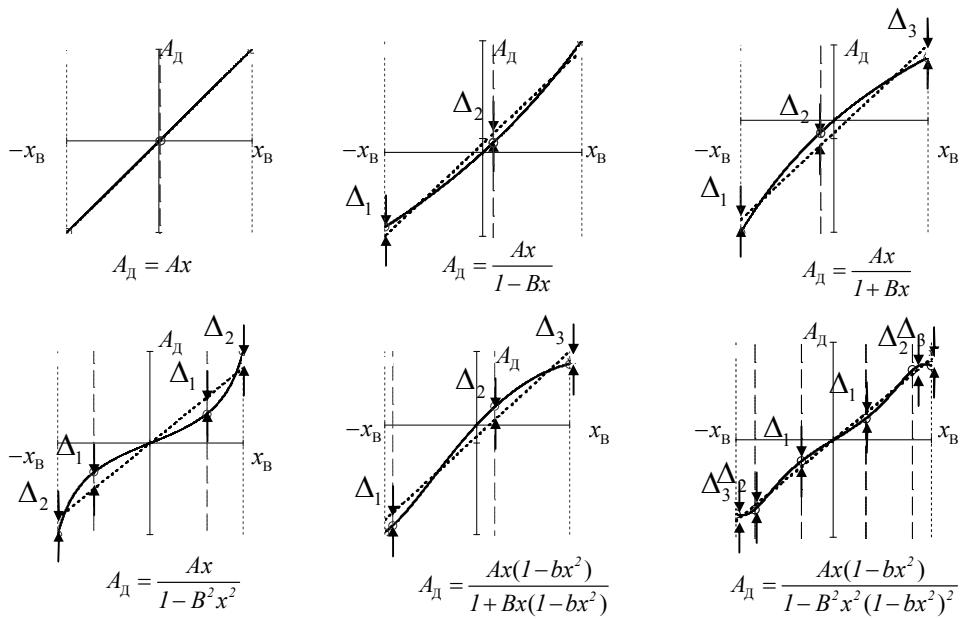


Рис. 2.6. Формы графиков желаемой статической характеристики ИДП

Таблица 2.9

№	Статическая характеристика	Параметры	Погрешность от нелинейности
1	$A_D = Ax$	$A = K$	$\gamma_d = 0$
2	$A_D = \frac{Ax}{I - Bx}$	$A = K \left(\frac{I - 4\gamma_d^2}{I + 4\gamma_d^2} \right)^2 ; B = \frac{4\gamma_d}{I + 4\gamma_d^2} \frac{I}{x_B}$	$\gamma_d = \frac{Q}{2 \left(I + \sqrt{I - Q^2} \right)}$
3	$A_D = \frac{Ax}{I + Bx}$		
4	$A_D = \frac{Ax}{I - B^2 x^2}$	$A = K \frac{2(I - Q^2)}{I + \sqrt{I - Q^2}} ; B = \frac{Q}{x_B}, \text{ где } Q = \frac{2\sqrt{2\gamma_d}}{I + 2\gamma_d}$	$\gamma_d = \frac{Q^2}{2 \left[I + \sqrt{I - Q^2} \right]^2}$
5	$A_D = \frac{Ax(1 - bx^2)}{I + Bx(I - bx^2)}$	$A = K \frac{1 - \lambda}{1 - 2Q^2 + Q^2(1 + \lambda)^2} ; B = \frac{Q}{x_B}, \text{ где } \lambda = bx_B^2$	$\gamma_d = \frac{Q(1 - \lambda)}{4}$
6	$A_D = \frac{Ax(1 - bx^2)}{I - B^2 x^2(I - bx^2)^2}$	$A = K \frac{1 - Q^2 z_l^2 (1 - \lambda z_l^2)^2}{I - \lambda z_l^2} ; B = \frac{Q}{x_B}, \text{ где } Q = \frac{\sqrt{\lambda}}{\sqrt{(1 - \lambda z_l^2)(1 - \lambda z_2^2)[1 - \lambda(z_l^2 + z_2^2)]}} ; \lambda = bx_B^2$	$\gamma_d = \frac{1}{2} \left[I - \frac{A(1 - \lambda)}{I - Q^2(1 - \lambda)^2} \right]$

Для получения статических характеристик ИДП и коэффициентов, связывающих их с физическими параметрами ИПр и СВ (A ; B), использовались расчетные СХ ИПр и функции преобразования СВ.

Завершая анализ статических характеристик ИДП, заметим, что все они зависят от параметров используемых индуктивных преобразователей и параметров схемы включения. Поэтому нестабильность параметров ИДП влияет на стабильность общей статической характеристики индуктивного прибора. В этом заключается главный недостаток индуктивных измерительных приборов прямого преобразования. Он существенно устраняется в индуктивных измерительных приборах с обратной связью [2].

2.2. Структурно-математические модели ИДП для динамического режима измерений

Индуктивный преобразователь в первом приближении можно считать безынерционным звеном с нелинейной статической характеристикой. Индуктивность такого преобразователя пропорциональна квадрату числа витков катушки и обратно пропорциональна сопротивлению магнитопровода, зависящему от измеряемого перемещения. В свою очередь, изменение магнитного сопротивления преобразователя происходит в результате перераспределения магнитных потоков, которое осуществляется со скоростью распространения электромагнитного поля, не сопоставимой со скоростью измеряемого перемещения dx/dt . Поэтому инерционность ИДП (а не преобразователя) обычно является следствием инерционности схемы включения ИПр.

Рассмотрим это подробнее. Пусть для построения ИДП используется одиночный ЗИП, который включается в схему делителя напряжения переменного тока так, как показано на рис. 2.7. Такая цепь описывается дифференциальным уравнением первого порядка

$$L_x \frac{di(t)}{dt} + R \cdot i(t) = U_{\Pi}, \quad (2.9)$$

где в случае гармонической эдс источника питания U_{Π} и гармонического входного сигнала преобразователя $x = x_m \sin(\omega t)$ нужно в первом приближении принять

$$L_x = L_0 + L_m \sin(\omega t) = L_0 [1 + \varepsilon \sin(\omega t)],$$

$$U_{\Pi} = U_{\max} \sin(\omega_{\Pi} t) = U_{\max} \sin(2\pi f_{\Pi} t).$$

Здесь $\varepsilon = L_m / L_0$ - относительное изменение индуктивности преобразователя L_x ;

U_{\max}, f_{Π} - амплитуда и циклическая частота напряжения питания ($f_{\Pi} = \omega_{\Pi} / 2\pi$).

Фактическая зависимость ИПр от времени может быть более сложной из-за нелинейности статической характеристики преобразователя. Однако, если $\varepsilon \ll 1$, то этим отличием можно пренебречь.

Таким образом, уравнение (2.9) имеет форму неоднородного дифференциального уравнения первого порядка с переменными коэффициентами

$$L_0 [1 + \varepsilon \sin(\omega t)] \frac{di(t)}{dt} + R i(t) = U_{\max} \sin(\omega_{\Pi} t). \quad (2.10)$$

Полагая $\varepsilon < 1$, будем искать решение этого уравнения в виде асимптотического ряда [26]

$$i(t) = i_0(t) + \varepsilon i_1(t) + \varepsilon^2 i_2(t) + \dots \quad (2.11)$$

Первое слагаемое этого ряда $i_0(t)$ определяется решением уравнения

$$L_0 \frac{di_0(t)}{dt} + R \cdot i_0(t) = U_{\max} \sin(\omega_n t) \quad (2.12)$$

и описывает ту часть общего решения, которая связана главным образом с воздействием напряжения питания. Остальные слагаемые описывают параметрическое воздействие входного гармонического сигнала. Их можно определить методом последовательных приближений [26].

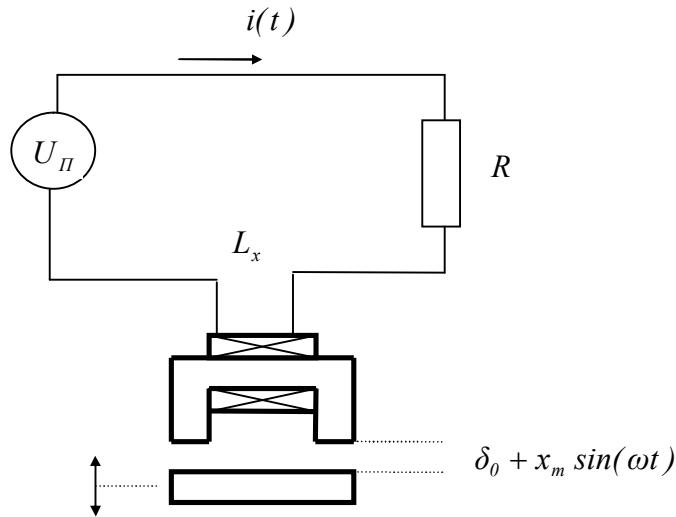


Рис. 2.7

Покажем вычисление первых двух членов ряда (2.11). Применяя к (2.12) преобразование Лапласа, найдем изображение первого члена ряда

$$I_0(p) = L\{i_0(t)\} = \frac{A_0}{(T_0 p + I)(T_n^2 p^2 + I)},$$

где $A_0 = \frac{U_{\max}}{\omega_n R}$, $T_n = \frac{I}{\omega_n}$, $T_0 = \frac{L_0}{R}$ - постоянная времени схемы включения.

Соответствующий оригинал равен

$$i_0(t) = \frac{A_0 T_0}{T_0^2 + T_{II}^2} \left\{ e^{-t/T_0} - \left[\cos\left(\frac{t}{T_{II}}\right) + \frac{T_{II}}{T_0} \sin\left(\frac{t}{T_{II}}\right) \right] \right\}. \quad (2.13)$$

На рис. 2.8 показан график этой функции времени для следующего сочетания параметров индуктивного датчика $A_0 = 1A, T_0 = 1c, T_{II} = 0,05c$.

Видно наличие установившегося режима, при котором выходной сигнал датчика становится гармоническим. Для определения второго слагаемого ряда $i_l(t)$ подставим (2.11) в (2.10). Тогда, пренебрегая членами второго порядка малости, получим следующее уравнение

$$L_0 \frac{di_l(t)}{dt} + R \cdot i_l(t) = -L_0 \sin(\omega t) \frac{di_0(t)}{dt}. \quad (2.14)$$

Подставляя в правую часть этого уравнения выражение (2.13), можно определить функцию $i_l(t)$.

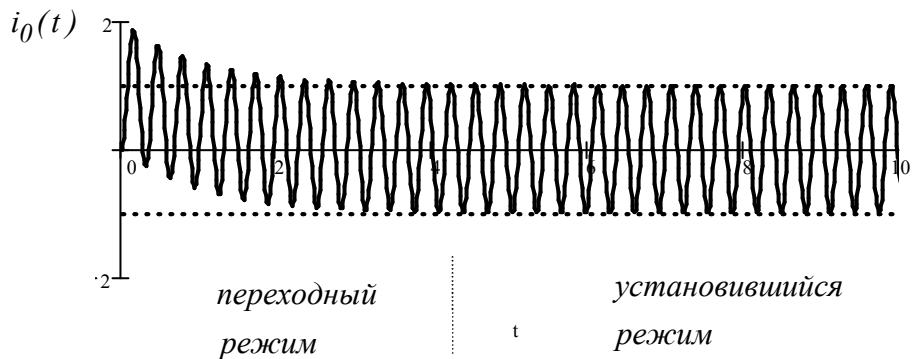


Рис. 2.8

На рис. 2.9 показан график этой функции для случая $\omega = 1 c^{-1}$.

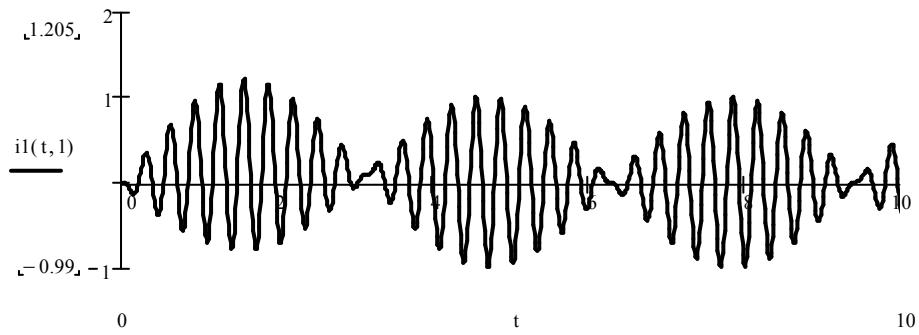


Рис. 2.9

На рис. 2.10 показан график приближенного решения уравнения (2.10), полученного с учетом только двух первых членов ряда (2.11), для случая, когда $\varepsilon = 0,3$.

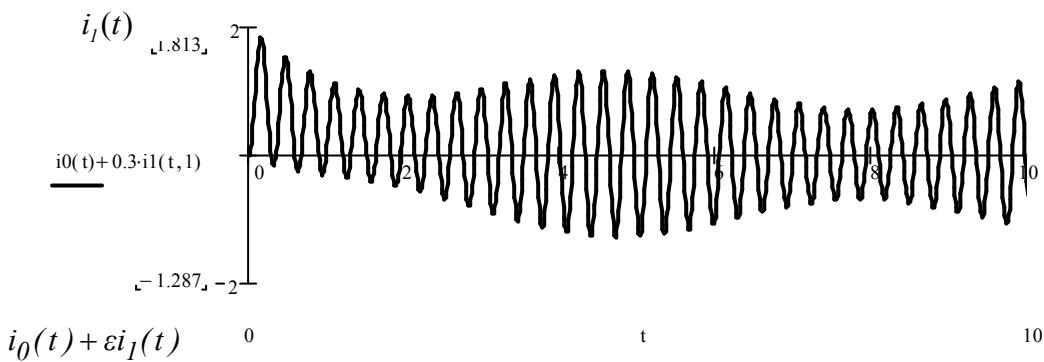


Рис. 2.10

Возможно дальнейшее уточнение решения [26]. Однако, уже ясно, что рассматриваемая динамическая система является нестационарной. Частотные характеристики таких систем зависят от времени, а в установившемся режиме в них имеет место модуляция амплитуды измерительного сигнала [27].

В динамическом режиме измерений передаточная функция измерительного канала ИИУС, содержащего ИДП, аппроксимируется одной из трех передаточных функций:

$$W_1(p) = \frac{K}{T_1 p + 1}; \quad (2.15)$$

$$W_2(p) = \frac{K}{T_2^2 p^2 + 2\xi T_2 p + 1}; \quad (2.16)$$

$$W_3(p) = \frac{K}{T_3^3 p^3 + a_1 T_3^2 p^2 + a_2 T_3 p + 1}, \quad (2.17)$$

где K – коэффициент чувствительности ИДП; T_1, T_2, T_3 – постоянные времени; ξ – относительный коэффициент демпфирования; a_1, a_2 – параметры Вышнеградского.

Формула (2.15) применяется в случае, когда инерционность ИДП главным образом определяется инерционностью индуктивного датчика. В этом случае постоянная времени T_1 вычисляется по формуле $T_1 = L_0 / R$, где L_0 – начальная индуктивность катушки; R – сопротивление пассивного плеча моста. Формула (2.16) применяется для индуктивных приборов с инерционным стрелочным отсчетным устройством. Формула (2.17) объединяет формулы (2.15) и (2.16) и позволяет получить более достоверные оценки показателей динамической точности создаваемого измерительного канала ИИУС.

Рассмотрены способы анализа динамических характеристик ИДП и алгоритмы синтеза их параметров по различным критериям динамической точности. При этом учитываются форма и показатели качества переходного процесса, форма амплитудно-частотной характеристики и ширина полосы пропускания частот (ППЧ).

Относительная передаточная функция измерительного канала ИИУС второго порядка (2.16) содержит два параметра, влияющих на динамические характеристики прибора: собственную частоту $\omega_0 = 1/T_2$ и относительный коэффициент демпфирования ξ . Разработаны алгоритмы расчета желаемых значений этих параметров. Схема расчета зависит от состава и характера требований, которые предъявляются к динамическим характеристикам измерительного канала. В таблице 2.10 приведены типовые сочетания таких

требований и алгоритмы решения соответствующих задач синтеза. Разработанные алгоритмы позволяют получить желаемые динамические характеристики измерительного канала ИИУС на стадии проектирования.

Таблица 2.10. Алгоритмы синтеза параметров передаточной функции измерительного канала ИИУС второго порядка

№	Показатели динамической точности					Алгоритм расчета параметров передаточной функции
	t_{Π}	$I_{\text{об}}$	σ	I	ω_{Π}	
1	\min	—	—	—	ω_{Π_3}	$\xi = \xi_{\text{опт}}^{(1)} \rightarrow \gamma_{\Pi} \rightarrow \omega_0 \rightarrow t_{\Pi \min} \leftarrow \tau_{\Pi \min} \leftarrow \Delta$
2	t_{Π_3}	—	—	—	\max	$\xi = \xi_{\text{опт}}^{(2)} \rightarrow \tau_{\Pi} \rightarrow \omega_0 \rightarrow \omega_{\Pi \max} \leftarrow \gamma_{\Pi \max} \leftarrow \varepsilon$
3	t_{Π_3}	—	—	—	ω_{Π_3}	$\xi = (\tau_{\Pi} \gamma_{\Pi} = t_{\Pi_3} \omega_{\Pi_3}) \rightarrow \gamma_{\Pi} \rightarrow \omega_0$
4	t_{Π_3}	—	σ_3	—	—	$\xi = \ln(\sigma_3^{-1}) / \sqrt{\pi^2 + \ln^2(\sigma_3^{-1})} \rightarrow \tau_{\Pi} \rightarrow \omega_0$
5	t_{Π_3}	—	—	\min	—	$\xi = 0,5 \rightarrow \tau_{\Pi} \rightarrow \omega_0$
6	—	\min	—	—	—	$\xi > 0,5 \rightarrow \omega_0 = T_e^{-1} \sqrt{4\xi^2 - 1} \rightarrow h_0 - h_{0e} \leq \Delta \rightarrow \xi \text{ and } \omega_0$

В таблице 2.10 используются следующие обозначения: Δ - допустимое значение относительной переходной погрешности; ε - допустимое значение относительной частотной погрешности; γ_{Π} - безразмерная относительная ширина ППЧ; τ_{Π} - относительная длительность переходного процесса; h_0 - относительная переходная функция.

Пункт 1 этой таблицы соответствует случаю, когда требуется минимальная длительность переходного процесса ($t_{\Pi} = \min$) и заданное значение ширины ППЧ ($\omega_{\Pi} = \omega_{\Pi_3}$). С помощью алгоритма п. 2 можно определить такие значения ξ и ω_0 , при которых измерительный канал имеет максимальную ширину ППЧ ($\omega_{\Pi} = \max$) и заданную длительность переходного процесса ($t_{\Pi} = t_{\Pi_3}$). Пункт 3 соответствует случаю, когда нужно получить заданные значения $t_{\Pi} = t_{\Pi_3}$ и $\omega_{\Pi} = \omega_{\Pi_3}$. В остальных пунктах таблицы 4 рассматривается случаи, когда требования предъявляются только к показателям качества переходного процесса. В п. 4 такими требованиями является получение заданных значений перерегулирования ($\sigma = \sigma_3$) и длительности переходного процесса ($t_{\Pi} = t_{\Pi_3}$). В п. 5 и п. 6 рассматриваются случаи, когда для оценки качества переходного процесса используются интегральные показатели: квадратичная интегральная оценка I и обобщенная интегральная квадратичная оценка I_{OB} .

Алгоритмы синтеза параметров передаточной функции измерительного канала ИИУС с передаточной функцией (2.17) аналогичны показанным в таблице 2.10.

2.3. Структурно-математические модели ИДП для возмущенного режима измерений

При анализе возмущенного режима измерений кроме нелинейности статической функции преобразования и измерительного канала (ИК) ИИУС учитываются внешние и внутренние помехи, а также факторы, вызывающие отклонения параметров канала от номинальных значений этих параметров. Все эти факторы отражаются на структурной схеме ИК указанием соответствующих аддитивных помех f_s и \bar{f}_s , действующих на входе и выходе каждого (s -го) звена, и относительной погрешности коэффициента

чувствительности этого звена $h_s = \Delta k_s / k_{so}$. На рис. 2.11,а они показаны только для первого звена индуктивного прибора – предварительного преобразователя (ПП).

Зная эти параметры, можно определить параметры эквивалентной структурной схемы измерительного канала, работающего в возмущенном режиме измерений (рис. 2.11,б). К ним относятся эквивалентные аддитивные помехи F и \bar{F} , действующие на входе и выходе ИК, номинальный коэффициент чувствительности ИК K_0 , его относительная погрешность $H = \Delta K / K_0$ и операторная часть передаточной функции ИК $W_0(p)$. Порядок расчета этих параметров модели ИК описан в работе [1].

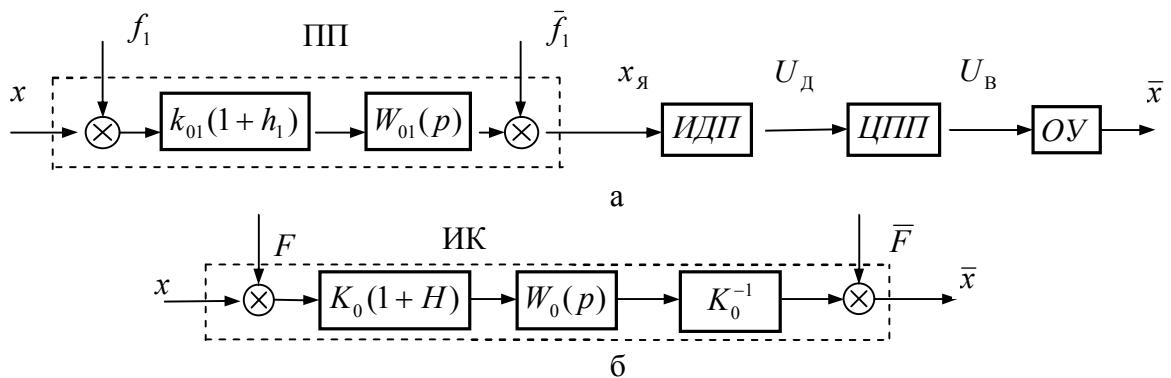


Рис. 2.11. Схема ИК ИИУС для возмущенного режима измерений

После этого можно получить расчетную оценку суммарной абсолютной погрешности ИК

$$\Delta x = \bar{x} - x, \quad (2.18)$$

где \bar{x} – показание ИК; x – истинное значение измеряемой физической величины. Достоверность этой оценки зависит от достоверности математической модели ИК и адекватности модели измерительного сигнала.

В большинстве случаев измерительный сигнал можно описать аддитивной моделью вида

$$x(t) = m_x + m_x^*(t) + \overset{0}{X} + \overset{0}{X}(t), \quad D_x, S_x \omega \quad (2.19)$$

где m_x – детерминированная (т.е. заранее известная) постоянная величина; $m_x(t)$ – детерминированная функция времени; $\overset{0}{X}$ – центрированная (т.е. имеющая нулевое математическое ожидание) случайная величина с дисперсией D_x ; $\overset{0}{X}(t)$ – центрированная стационарная случайная функция времени с энергетическим спектром $S_x(\omega)$.

Исключая из выражения (2.19) отдельные слагаемые, можно получать разные модели измерительного сигнала [1].

Аналогично описываются эквивалентные аддитивные помехи F и \bar{F} , приведенные соответственно к входу и к выходу ИК. Эквивалентность этих помех означает, что их влияние на показание ИК ИИУС эквивалентно действию всех аддитивных внутренних помех f_s . Процедура их расчета называется приведением аддитивных помех к входу и выходу ИК. Относительная погрешность общего коэффициента чувствительности ИК $H = \Delta K / K_0$ считается случайной величиной, т.е. имеет вид $H = m_H + \overset{0}{H}, D_H$, где m_H – систематическая составляющая относительной погрешности коэффициента чувствительности; $\overset{0}{H}$ – центрированная случайная составляющая этой погрешности, имеющая дисперсию D_H .

Абсолютную погрешность ИК ИИУС (2.18) можно представить в одной из трех форм

$$\Delta x = \Delta_A + \Delta_M, \quad (2.20)$$

$$\Delta x = \Delta_{CT} + \Delta_D(t), \quad (2.21)$$

$$\Delta x = m_\Delta + \overset{0}{\Delta}, D_\Delta. \quad (2.22)$$

Слагаемое Δ_A в формуле (2.20) выражает аддитивную погрешность ИК, не зависящую от измеряемой величины, слагаемое Δ_M – мультипликативную погрешность, пропорциональную этой величине. Слагаемое Δ_{CT} в формуле

(2.21) выражает статическую погрешность, не зависящую от времени, слагаемое $\Delta_d(t)$ – динамическую погрешность, зависящую от времени. Слагаемое m_Δ в формуле (2.22) выражает систематическую погрешность, слагаемое $\overset{0}{\Delta}$ – центрированную случайную погрешность с дисперсией D_Δ .

В работе [1] на основе описанной модели измерительного сигнала (2.19) и модели ИК, взаимодействующего с окружающей средой (рис. 2.11,б), получены формулы для расчета различных составляющих абсолютной погрешности ИК ИИУС (2.18): аддитивной, мультипликативной, статической, динамической, систематической и случайной. Эти формулы приведены в таблице 2.11.

Таблица 2.11. Составляющие суммарной погрешности измерений

Вид погрешности		Аддитивная	Мультипликативная
Статическая	Систематическая (математическое ожидание)	$m_{\Delta_{CTA}} = (1 + m_H)m_F + \bar{m}_F$	$m_{\Delta_{CTM}} = m_H m_x$
	Случайная (дисперсия)	$D_{\Delta_{CTA}} = [(1 + m_H)^2 + D_H]D_F + \bar{D}_F$	$D_{\Delta_{CTM}} = [m_x + m_F]^2 D_H + (m_H^2 + D_H)D_x$
Динамическая	Систематическая (математическое ожидание)	$m_{\Delta_{dA}}(t) = (1 + m_H)\tilde{m}_F(t) + \bar{m}_F(t)$	$m_{\Delta_{dM}}(t) = (1 + m_H)\tilde{m}_x(t) - m_x(t)$
	Случайная (дисперсия)	$D_{\Delta_{dA}} = [(1 + m_H)^2 + D_H]\tilde{D}_F + \tilde{\bar{D}}_F$	$D_{\Delta_{dM}}(t) = [\tilde{m}_x(t) + \tilde{m}_F(t)]^2 D_H + (m_H^2 + D_H)D_{xx} + D_{xxx}$

Они справедливы для установившегося режима измерений и случая, когда все случайные составляющие суммарной погрешности ИК ИИУС статистически не зависят друг от друга.

В них используются следующие обозначения:

m_F, \bar{m}_F – не зависящие от времени систематические составляющие аддитивных помех, приведенных к входу и к выходу ИК;

D_F, \bar{D}_F – дисперсии не зависящих от времени случайных составляющих аддитивных помех, приведенных к входу и к выходу ИК;

$\tilde{m}_x(t), \tilde{m}_F(t)$ – функции времени, описывающие реакцию ИК ИИУС на систематические составляющие $m_x(t)$ и $m_F(t)$ измерительного сигнала x и помехи F , приведенной к входу ИК

$$\tilde{m}_x(t) = \int_0^t g_0(\tau) m_x(t-\tau) d\tau, \quad (2.23)$$

$$\tilde{m}_F(t) = \int_0^t g_0(\tau) m_F(t-\tau) d\tau, \quad (2.24)$$

где $g_0(\tau) = L^{-1}\{W_0(p)\}$ – относительная весовая функция ИК; $W_0(p) = W(p)/W(0)$ – относительная передаточная функция ИК;

$\bar{m}_F(t)$ – систематическая составляющая аддитивной помехи, приведенной к выходу ИК;

$\tilde{D}_F, \bar{\tilde{D}}_F, D_{xx}, D_{xxx}$ – интегралы, вычисляемые по формулам

$$\tilde{D}_F = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty A_0^2(\omega) S_F(\omega) d\omega, \quad (2.25)$$

$$\bar{\tilde{D}}_F = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \bar{S}_F(\omega) d\omega, \quad (2.26)$$

$$D_{xx} = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty A_0^2(\omega) S_x(\omega) d\omega, \quad (2.27)$$

$$D_{xxx} = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty |1 - W_0(i\omega)|^2 S_x(\omega) d\omega, \quad (2.28)$$

где $S_F(\omega), \bar{S}_F(\omega)$ – энергетические спектры центрированных случайных составляющих аддитивных помех, приведенных к входу и к выходу ИК; $A_0(\omega) = |W_0(i\omega)|$ – относительная амплитудная частотная функция ИК.

Если условия измерений соответствуют нормальным условиям эксплуатации, то формулы таблицы 2.11 выражают составляющие основной погрешности измерений. При отклонении условий эксплуатации от нормальных к ним добавляются дополнительные погрешности.

Определив долю каждой из составляющих суммарной погрешности, указанных в таблице 2.11, можно установить наиболее эффективный порядок и способ их устранения.

К этим погрешностям следует добавить погрешность от нелинейности статической характеристики ИК ИИУС γ_n . Ее можно устраниТЬ в аналоговой части ИК, содержащей корректирующее звено, или в цифровой части – с помощью специальной обработки измерительного сигнала. Аналогичными способами устраняются собственные динамические погрешности ИК, обусловленные инерционностью его звеньев.

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ РАСЧЕТА И ВЫБОРА ПАРАМЕТРОВ ИНДУКТИВНЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

Разработанные алгоритмы учитывают специфику использования ИДП в составе ИИУС, в том числе конструктивно-габаритные ограничения и условия, выполнение которых обеспечивает достоверность полученных результатов.

3.1. Расчет первичных индуктивных преобразователей

3.1.1. Расчет параметров и характеристик преобразователя с переменной величиной воздушного зазора

Индуктивный преобразователь с переменной величиной воздушного зазора (ЗИП) – один из наиболее широко используемых индуктивных преобразователей (ИПр) для измерения малых линейных перемещений. Как правило, в ИДП используются дифференциальные индуктивные преобразователи (ДЗИП), поскольку с помощью одиночных преобразователей сложно обеспечить линейность статической характеристики прибора, кроме того, при использовании одиночных ИПр заметно проявляются инструментальные погрешности, связанные с отклонениями параметров преобразователя и окружающей среды от номинальных значений этих параметров.

ДЗИП состоит из двух ЗИП, имеющих идентичные параметры. В свою очередь ЗИП (рис. 3.1) состоит из Ш - образного цилиндрического сердечника 1 с катушкой 2 и подвижного якоря 3, перемещение x которого вызывает изменение электрического сопротивления z_x катушки.

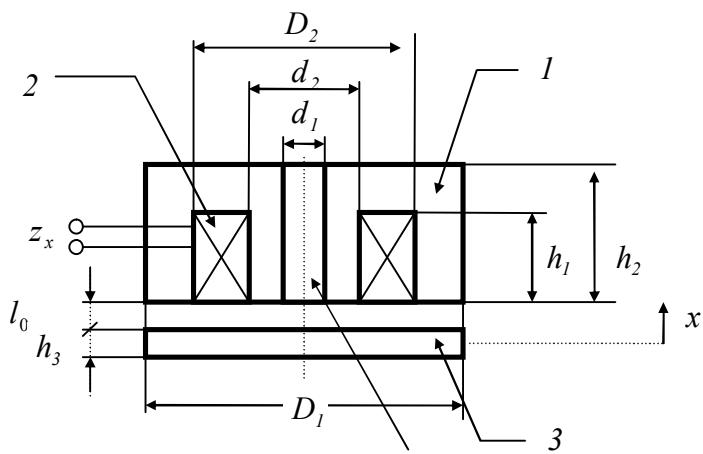


Рис. 3.1. Расчетная схема ЗИП

Несмотря на относительно простую конструкцию ЗИП, его расчет связан с необходимостью выполнения большого объема громоздких вычислений. Существуют определенные традиции, сложившиеся в области расчета и проектирования индуктивных преобразователей, где часто господствует эмпирический подход, что затрудняет автоматизированный расчет этих средств измерений. В статье проводится анализ предложенного в [2] алгоритма расчета и выбора параметров ЗИП с целью достижения требуемого уровня автоматизации и удобства вычислений с учетом специфики его использования в составе учебной САПР. Основой для расчета являются формулы, связывающие выходные характеристики ЗИП с его конструктивными параметрами. Эти формулы также получены в работе [2].

На рис. 3.2 показан алгоритм расчета и выбора параметров ЗИП. Расчет проводится путем последовательного вычисления необходимых параметров и проверки выполнения условий, предъявляемым к некоторым из них. Если требования не выполняются, то изменяются значения варьируемых параметров ЗИП. Алгоритм условно делится на две части: расчет геометрических параметров ЗИП и расчет электротехнических параметров катушки.

При расчете ЗИП сначала задаются требования к преобразователю, также принято ограничивать погрешность, но приведенный алгоритм является частью

расчета ИДП, где погрешность зависит и от других звеньев, поэтому в данном случае требуемая погрешность не указывается:

$|x| \leq xv$ – диапазон измерений (верхняя граница диапазона измерений);

d_{zT} – требуемое значение относительной девиации сопротивления катушки;

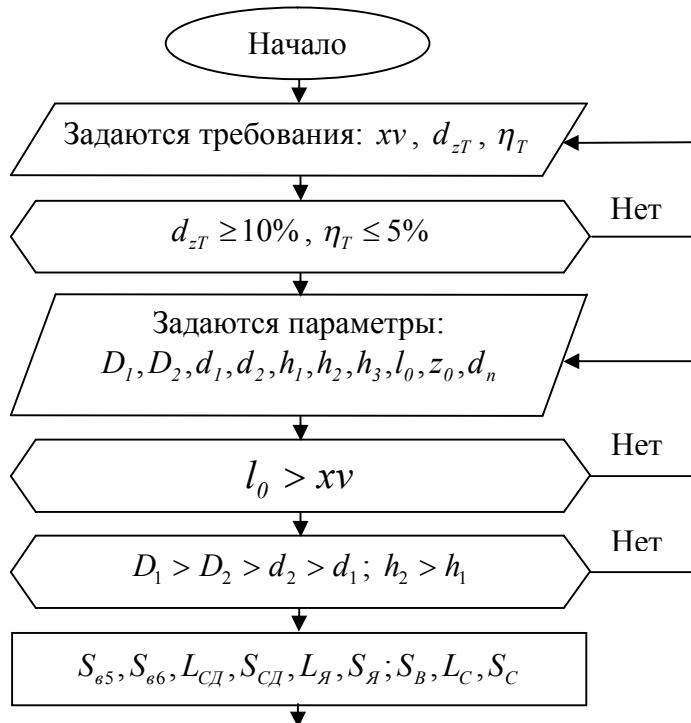
η_T – требуемое значение доли активного сопротивления катушки.

Также следует учесть, что $d_{zT} \geq 10\%$ (можно смягчить) и $\eta_T \leq 5\%$ [4].

Далее задаются геометрическими параметрами магнитопровода ЗИП $\{\Gamma_m\}$ (см. рис. 3.1): толщиной якоря h_3 , высотой сердечника h_2 , высотой катушки h_1 , внутренним диаметром катушки d_2 , диаметром технического отверстия d_1 , наружным диаметром катушки D_2 , внешним диаметром сердечника и якоря D_1 , начальным воздушным зазором l_0 (задается из условия $l_0 > xv$), а также диаметром провода d_n ($[0,01\dots 0,3]$ мм) и начальным сопротивлением катушки z_0 ($[250\dots 2500]$ Ом).

В расчете принята магнитная проницаемость сердечника $\mu_c = 3000 \frac{Гн}{м}$

считается, что проводник катушки – медный провод в эмалевой изоляции.



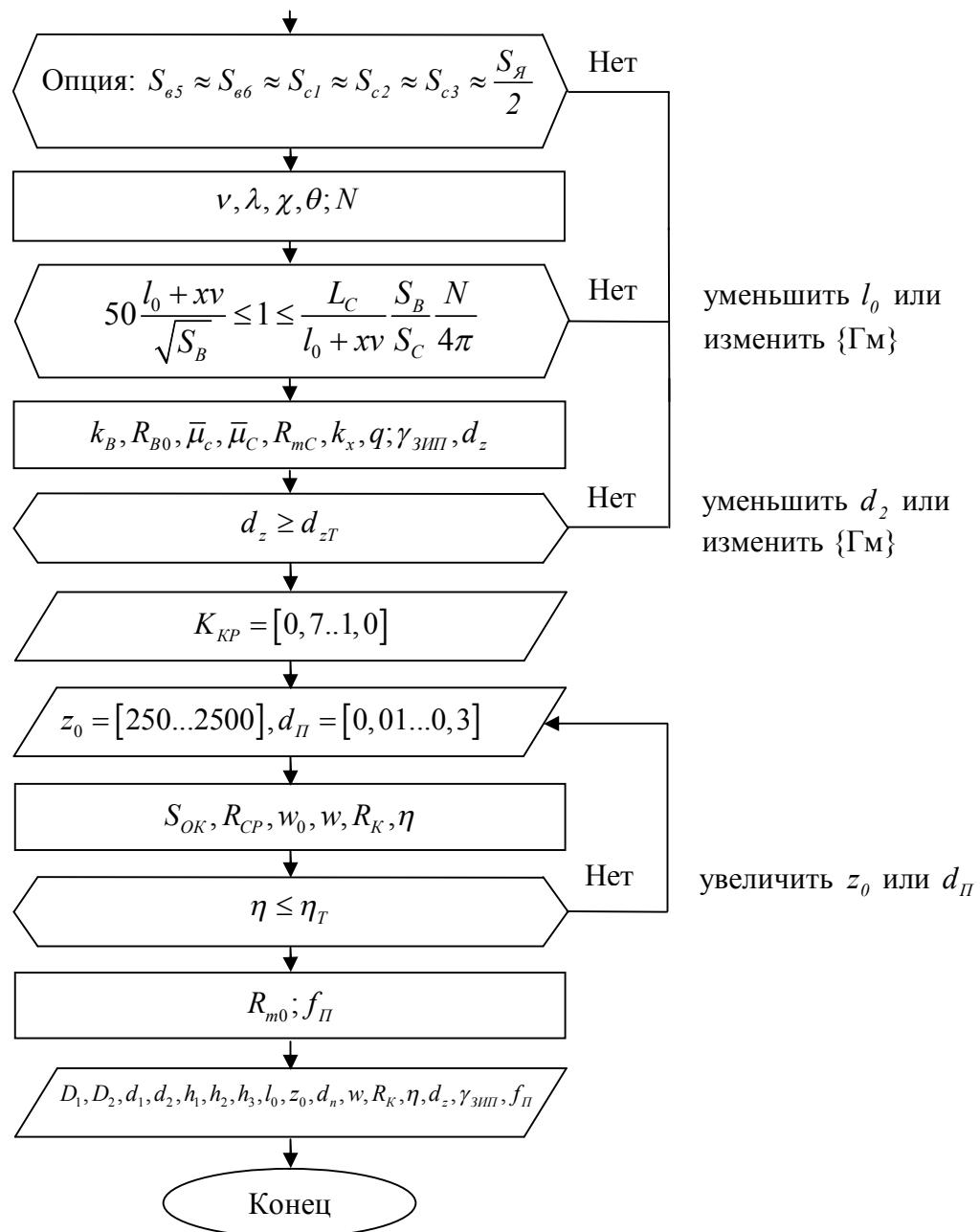


Рис. 3.2. Алгоритм расчета и выбора параметров ЗИП

Порядок расчета и выбора параметров ЗИП по алгоритму на рис. 3.2:

1. Задаются требования и параметры ЗИП, где $l_0 > xv$. Ввиду большого числа искомых параметров ЗИП и относительно малого числа ограничений расчет выполняется по схеме «перебор возможных вариантов». Выбор геометрических параметров магнитопровода следует ограничить конструктивно-габаритными ограничениями (КГО)

$$D_1 > D_2 > d_2 > d_1; h_2 > h_1,$$

вытекающими из рис. 3.1.

Сердечник ЗИП можно разбить на три участка: две трубы 1,2 и шайбу 3 (рис. 3.3) [2]. Если пренебречь выпучиванием линий магнитного поля в зазоре, то воздушная часть магнитопровода представляется двумя воздушными трубами 5 и 6. Активную часть якоря можно представить шайбой 4.

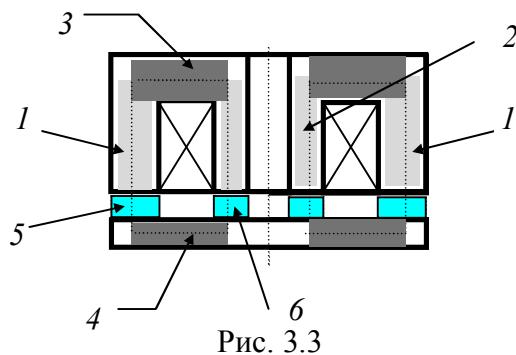


Рис. 3.3

2. Площадь сечения воздушной части магнитопровода вычисляется по формуле

$$S_B = 2 \frac{S_{e5} S_{e6}}{S_{e5} + S_{e6}},$$

где $S_{e5} = \frac{\pi}{4} (D_1^2 - D_2^2)$; $S_{e6} = \frac{\pi}{4} (d_2^2 - d_1^2)$ - площади сечений на участках 5, 6

воздушной части магнитопровода соответственно.

3. Эквивалентные длина и площадь сечения сердечника

$$L_{CD} = l_{c1} + l_{c2} + l_{c3},$$

где $l_{c1} = \frac{h_1 + h_2}{2}$; $l_{c2} = l_{c1}$; $l_{c3} = \frac{1}{2} \left(\frac{D_1 + D_2}{2} - \frac{d_1 + d_2}{2} \right)$;

$$S_{CD} = \frac{L_{CD}}{a_1 + a_2 + a_3},$$

где $a_1 = \frac{2(h_1 + h_2)}{\pi(D_1^2 - D_2^2)}$; $a_2 = \frac{2(h_1 + h_2)}{\pi(d_2^2 - d_1^2)}$; $a_3 = \frac{1}{2\pi(h_2 - h_1)} \ln \left(\frac{D_1 + D_2}{d_1 + d_2} \right)$.

4. Площадь сечения и длина якоря

$$S_{\mathcal{A}} = \frac{2\pi h_3 L_{\mathcal{A}}}{\ln \left(\frac{D_1 + D_2}{d_1 + d_2} \right)},$$

$$L_{\mathcal{A}} = l_{c3}.$$

5. Эквивалентные длина и площадь сечения магнитопровода

$$L_C = L_{CD} + L_{\mathcal{A}},$$

$$S_C = \frac{L_C}{\frac{L_{CD}}{S_{CD}} + \frac{L_{\mathcal{A}}}{S_{\mathcal{A}}}}.$$

6. При выборе геометрических размеров магнитопровода следует стремиться к выполнению дополнительного условия (используется как опция)

$$\left| S_i - S_{cp} \right| < \varepsilon_S, \text{ т.е. } S_{c5} \approx S_{c6} \approx S_{c1} \approx S_{c2} \approx S_{c3} \approx \frac{S_{\mathcal{A}}}{2}, \quad (3.1)$$

что обеспечивает однородность магнитного поля на всех участках магнитопровода,

где $S_{c1} = \frac{l_{c1}}{a_1}$; $S_{c2} = \frac{l_{c2}}{a_2}$; $S_{c3} = \frac{l_{c3}}{a_3}$ - площади сечений 1, 2, 3 «стальной» части

магнитопровода;

ε_S - степень однородности;

S_{cp} - среднее значение используемых в условии площадей.

Степень однородности рассчитывается по формуле

$$\varepsilon_S = S_{cp} \cdot S_\varepsilon \% ,$$

где S_ε - параметр однородности ($S_\varepsilon = 10\%$, изменяется как опция), определяющий допустимый процентный разброс значений относительно S_{cp} .

Графическое изображение условия (3.1) изображено на рис. 3.4, где показано, что в идеальном случае кривая должна стремиться к пунктирной линии и находится внутри «трубки» $S_{cp} \pm \varepsilon_S$.

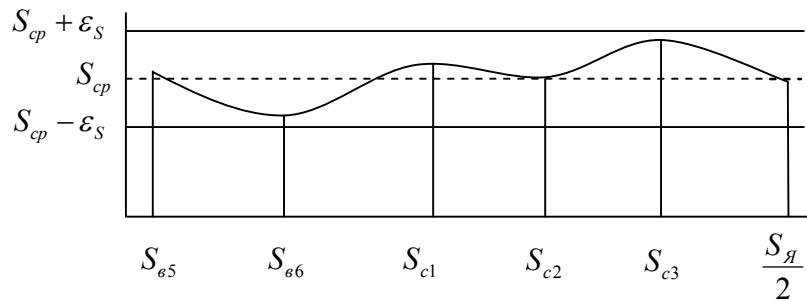


Рис. 3.4

7. Полное магнитное сопротивление «стальной» части магнитопровода

$$R_{mC} = \frac{L_C}{\mu_0 \bar{\mu}_C S_C} , \quad (3.2)$$

где значения величин L_C и S_C вычисляются по вышеприведенным формулам, а значение эквивалентной магнитной проницаемости материала сердечника

$$\bar{\mu}_C = \frac{\bar{\mu}_c}{1 + \frac{N}{4\pi}(\bar{\mu}_c - 1)} ,$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-10} \frac{\text{Гн}}{\text{мм}}$ - магнитная постоянная; $\bar{\mu}_c = \frac{\mu_c}{\mu_0}$ - относительная магнитная

проницаемость материала сердечника.

Из приведенных формул видно, что магнитное сопротивление «стальной» части магнитопровода ЗИП не зависит от перемещения якоря.

8. Указанные формулы действительны при отсутствии в воздушных зазорах ЗИП выпучивания линий магнитного поля. Это выполняется, если отношение максимальной величины воздушного зазора к характерному поперечному размеру зазора (определеному как корень квадратный из эффективной площади воздушного зазора S_B) не превышает 2% [4], т.е.

$$\frac{l_0 + xv}{\sqrt{S_B}} \leq 0,02. \quad (3.3)$$

Коэффициент размагничивания магнитопровода вычисляется по формуле [4]

$$N = 4\pi\chi e^\theta,$$

где $\chi = 1 + 0,211v^{-1,116}$, $\theta = 6,855 - 8,074\lambda^{0,1353}$ - безразмерные коэффициенты,

зависящие от относительных размеров сердечника и катушки $v = \frac{h_1}{L_C}$;

$$\lambda = \frac{1}{2} L_C \sqrt{\frac{\pi}{S_c}}.$$

При выборе параметров ЗИП должно выполняться условие [4]

$$l_0 + xv \leq L_C \frac{S_B}{S_c} \frac{N}{4\pi}. \quad (3.4)$$

Для уменьшения алгоритма и удобства подбора параметров ЗИП (3.3) и (3.4) сводятся в одно условие

$$50 \frac{l_0 + xv}{\sqrt{S_B}} \leq 1 \leq \frac{L_C}{l_0 + xv} \frac{S_B}{S_C} \frac{N}{4\pi}. \quad (3.5)$$

Оно означает, что начальный воздушный зазор l_0 должен быть достаточно малым. В этом случае, магнитное сопротивление воздушной части магнитопровода ЗИП R_{mB} и перемещение якоря x связаны друг с другом линейной зависимостью

$$R_{mB} = R_{B0}(1 - k_B x),$$

где $R_{B0} = \frac{2l_0}{\mu_0 S_B}$ - начальное магнитное сопротивление воздушных зазоров (при $x = 0$);

$k_B = \frac{l}{l_0}$ - постоянный коэффициент.

9. Полное электрическое сопротивление катушки ЗИП

$$z_x = \frac{z_0}{1 - k_x x},$$

где z_0 и k_x - начальное сопротивление и относительный коэффициент чувствительности преобразователя соответственно, зависящие от его параметров

$$z_0 = \frac{2\pi f_\Pi}{\sqrt{1 - \eta^2}} \frac{w^2}{R_{mC} + R_{e0}}; \quad k_x = k_B \frac{R_{e0}}{R_{mC} + R_{e0}}.$$

Перемещение якоря x считается положительным, если якорь и сердечник приближаются друг к другу.

10. Максимальная приведенная погрешность от нелинейности статической характеристики преобразователя вычисляется по формуле [2]

$$\gamma_{зип} = \frac{q}{2\left(1 + \sqrt{1 - q^2}\right)},$$

где $q = k_x x v$ - безразмерный коэффициент, зависящий от диапазона измерений и параметров ЗИП. Справедлива зависимость [2]

$$\gamma_{зип} = \frac{d_z}{2\left(1 + \sqrt{1 + d_z^2}\right)},$$

чем выше чувствительность преобразователя, тем больше погрешность от нелинейности его статической характеристики (рис. 3.5).

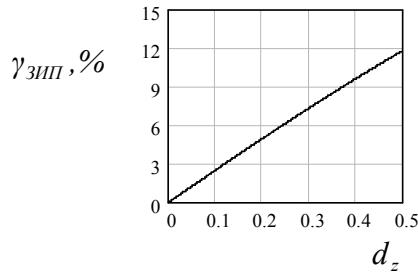


Рис. 3.5

При включении ДЗИП в параллельно-симметричную мостовую схему включения (ПРСМ) при условии $0 \leq \gamma_{зип} \leq 10\%$ погрешность от нелинейности статической характеристики датчика γ_n более чем в 100 раз меньше погрешности от нелинейности статической характеристики ЗИП $\gamma_{зип}$ [2]. Это подтверждает высокую эффективность применения дифференциальных преобразователей при построении ИДП. При включении ДЗИП в

последовательно-симметричную мостовую схему включения (ПОСМ) – статическая характеристика ИДП будет линейной.

11. Относительная девиация сопротивления катушки ЗИП вычисляется по формуле

$$d_z = \frac{q}{\sqrt{1 - q^2}}.$$

С ростом относительной девиации сопротивления катушки d_z инструментальная погрешность преобразователя уменьшается, поэтому при проектировании ЗИП нужно стремиться к увеличению данного параметра. Однако это приводит к увеличению погрешности от нелинейности статической характеристики преобразователя и резкому снижению размеров сердечника, так как в этом случае незначительное перемещение якоря может вызвать заметное относительное изменение сопротивления катушки. Обычно $d_z \geq 0,1$, что соответствует 10%-му изменению сопротивления при максимальном перемещении якоря [2]. Если условие

$$d_z \geq d_{zT}, \quad (3.6)$$

не выполняется, то необходимо вернуться к началу расчета, и указать другие геометрические параметры преобразователя (для начала уменьшить диаметр сердечника d_2).

Поскольку при построении ИДП очень эффективно использовать ДЗИП, а погрешность от нелинейности ЗИП $\gamma_{зип}$ связана со значением относительной девиации d_z и погрешность от нелинейности ИДП γ_n связана с погрешностью от нелинейности ЗИП $\gamma_{зип}$ [2], то оценки зависимости γ_n от $\gamma_{зип}$ не требуется и условия (3.6) достаточно.

12. После того, как определены все размеры участков магнитопровода, необходимо рассчитать электротехнические параметры катушки. Площадь окна катушки

$$S_{OK} = \frac{1}{2}(D_2 - d_2)h_1 K_{KP},$$

где $K_{KP} = [0,7...1,0]$ - постоянный коэффициент, учитывающий наличие каркаса катушки, и средний радиус катушки

$$R_{CP} = \frac{D_2 + d_2}{4}.$$

13. Удельное число витков катушки

$$w_0 = \frac{4}{\pi d_n^2} \left(0,375 + \frac{3,935 \cdot d_n}{1 + 12,448 \cdot d_n} \right), \quad (3.7)$$

где $d_n = [0,01...0,3]$ мм - диаметр обмоточного провода ПЭ или ПЭЛ с эмалевой изоляцией, в процессе расчета может уточняться (для проводов другого типа и с другим диаметром сечения d_n формула (3.7) будет недействительной).

14. Число витков катушки

$$w = w_0 S_{OK}.$$

15. Активное сопротивление катушки

$$R_K = 8\rho_n \frac{R_{CP} w}{d_n^2},$$

где удельное электрическое сопротивление для меди $\rho_n = 17,5 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{мм}.$

16. Доля активного сопротивления катушки, где начальное сопротивление преобразователя z_0 выбирается из интервала $[250...2500]$ Ом, вычисляется по формуле

$$\eta = \frac{R_K}{z_0(l-d_z)}.$$

У правильно спроектированного индуктивного преобразователя допустимая доля активного сопротивления катушки $\eta_d \leq 0,05$, что соответствует 5% [2] (было учтено при задании требований к ИП), если условие

$$\eta \leq \eta_T,$$

не выполняется, то необходимо увеличить z_0 или d_n .

17. Частота напряжения питания

$$f_P = \frac{z_0 R_{m0}}{2\pi w^2} \sqrt{1-\eta^2},$$

где $R_{m0} = R_{mC} + R_{s0}$ - начальное магнитное сопротивление преобразователя.

В качестве примера необходимо определить параметры ЗИП для измерения перемещений в диапазоне ± 0.03 мм, при условиях $d_{zT} \geq 3\%$, $\eta_T \leq 5\%$. Эти требования выполняются при следующих размерах магнитопровода: $d_1 = 3$ мм, $d_2 = 5$ мм, $D_1 = 14$ мм, $D_2 = 13.5$ мм, $h_1 = 3$ мм, $h_2 = 3.5$ мм, $h_3 = 1$ мм, $l_0 = 0.035$ мм. В этом случае $d_z = 3.067\%$, $\gamma_{зип} = 0.767\%$. Если принять $K_{kp} = 1$, $z_0 = 2000$ Ом и $d_P = 0.1$ мм, то $w = 893$ витка, $R_K = 57.844$ Ом, $\eta = 2.984\%$, $f_P = 53.465$ кГц.

По приведенному алгоритму расчета и выбора параметров преобразователя с переменной величиной воздушного зазора легко написать программу для персонального компьютера, что позволит, изменения тот или иной параметр ЗИП не производить заново весь расчет вручную. Также его можно перенести в программу Mathcad, поскольку она доступна широкому кругу пользователей, так как обладает интерфейсом, исключающим необходимость

изучения какого-либо алгоритмического языка высокого уровня и работа сводится к использованию общепринятых математических формул и знаков, что дает возможность наглядно видеть весь алгоритм.

В Приложении А приведен алгоритм (тело программы в Mathcad 14) расчета и выбора параметров датчика с ЗИП.

3.1.2. Расчет параметров и характеристик преобразователя с переменной площадью воздушного зазора

На рис. 3.6 показана расчетная схема одинарного индуктивного преобразователя с переменной площадью воздушного зазора (ПИП). Дифференциальный ПИП состоит из двух ПИП, имеющих идентичные параметры. В свою очередь ПИП состоит из сердечника 1 с катушкой 2, закрытых полюсом 3, и подвижного якоря 4, перемещение x которого приводит к изменению площади воздушного зазора 5. В результате изменяется индуктивность катушки L_x , а следовательно – ее полное электрическое сопротивление z_x .

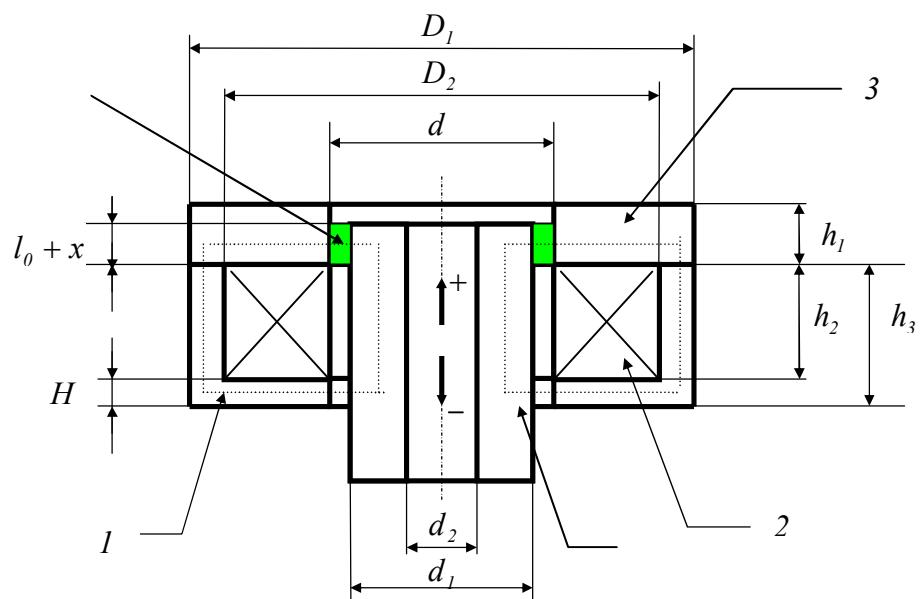


Рис. 3.6. Расчетная схема ПИП

На рис. 3.7 показан алгоритм расчета и выбора параметров ПИП. Расчет проводится путем последовательного вычисления необходимых параметров и проверки выполнения условий, предъявляемым к некоторым из них. Если требования не выполняются, то изменяются значения варьируемых параметров ПИП. Алгоритм условно делится на две части: расчет геометрических параметров ПИП и расчет электротехнических параметров катушки.

При расчете ПИП сначала задаются требования к преобразователю, также принято ограничивать погрешность, но приведенный алгоритм является частью расчета ИДП, где погрешность зависит и от других звеньев, поэтому в данном случае требуемая погрешность не указывается:

$|x| \leq x_V$ – диапазон измерений (верхняя граница диапазона измерений);

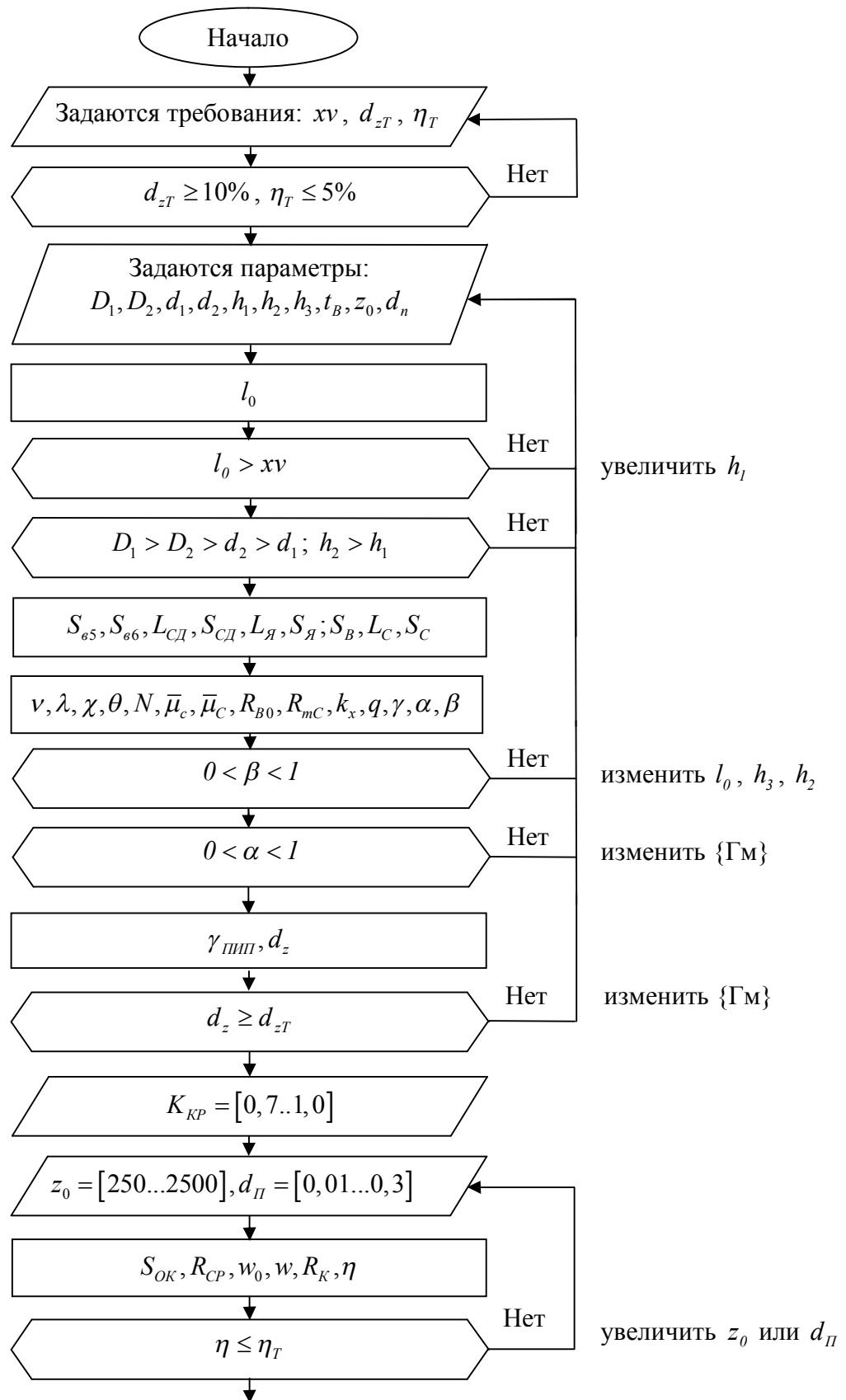
d_{z_T} – требуемое значение относительной девиации сопротивления катушки;

η_T – требуемое значение доли активного сопротивления катушки.

Также следует учесть, что $d_{z_T} \geq 10\%$ (можно смягчить) и $\eta_T \leq 5\%$ [1].

Далее задаются геометрическими параметрами магнитопровода ПИП $\{\Gamma_m\}$ (см. рис. 3.6): внешним диаметром якоря d_1 , внутренним диаметром якоря d_2 , внешним диаметром сердечника D_1 , внешним диаметром катушки D_2 , толщиной полюса h_1 , длиной катушки h_2 , высотой сердечника h_3 , шириной воздушного зазора t_B , а также диаметром провода d_p ($[0,01\dots 0,3]$ мм) и начальным сопротивлением катушки z_0 ($[250\dots 2500]$ Ом).

В расчете принята магнитная проницаемость сердечника $\mu_c = 3000 \frac{Гн}{м}$ и считается, что проводник катушки – медный провод в эмалевой изоляции.



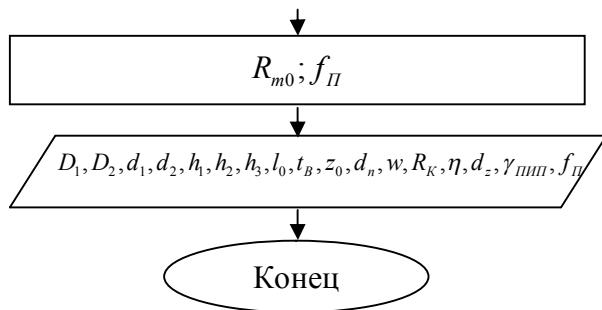


Рис. 3.7. Алгоритм расчета и выбора параметров ПИП

Порядок расчета и выбора параметров ПИП по алгоритму на рис. 3.7:

1. Задаются требования и параметры ПИП, где $l_0 = \frac{h_1}{2} > xv$. Ввиду большого числа искомых параметров ПИП и относительно малого числа ограничений расчет выполняется по схеме «перебор возможных вариантов». Выбор геометрических параметров магнитопровода следует ограничить конструктивно-габаритными ограничениями (КГО)

$$D_1 > D_2 > d_2 > d_1; \quad h_2 > h_1,$$

вытекающими из рис. 3.6.

2. Разбивая магнитопровод на участки со стационарными характеристиками (рис. 3.8), можно показать, что сопротивления стальной и воздушной частей магнитопровода следующим образом связаны с параметрами ПИП, где площадь сечения воздушной части магнитопровода вычисляется по формуле

$$S_B = 2 \frac{S_{\text{e5}} S_{\text{e6}}}{S_{\text{e5}} + S_{\text{e6}}},$$

где $S_{\text{e5}} = \frac{2\pi \cdot H \cdot t_B}{\ln\left(\frac{d}{d - 2t_B}\right)}$; $S_{\text{e6}} = \frac{2\pi \cdot l_0 \cdot t_B}{\ln\left(\frac{d}{d - 2t_B}\right)}$ - площади сечений на участках 5, 6

воздушной части магнитопровода соответственно,

где $d = d_1 + 2t_B$, $H = h_3 - h_2$, $h_c = h_2 + \frac{H + l_0}{2}$.

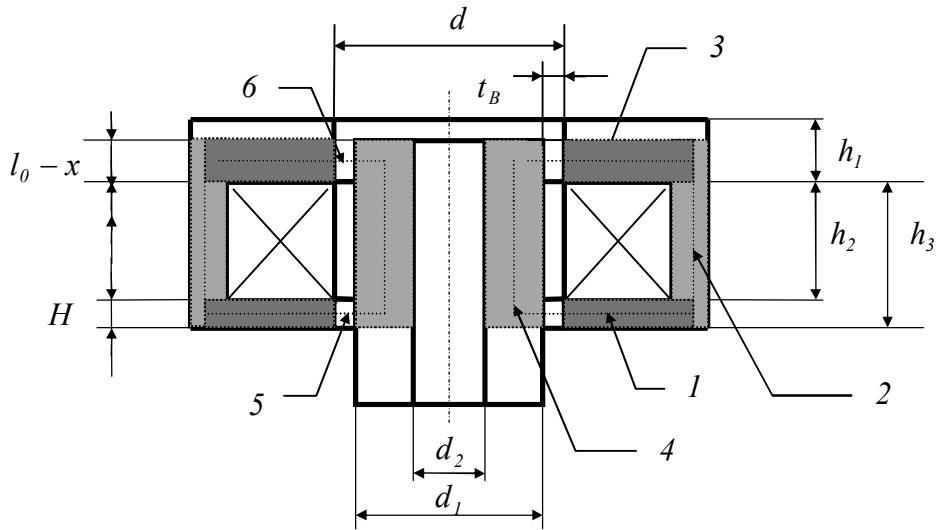


Рис. 3.8

3. Эквивалентные длина и площадь сечения сердечника

$$L_{CD} = D - d + h_c,$$

где $D = \frac{D_1 + D_2}{2}$;

$$S_{CD} = \frac{L_{CD}}{a_1 + a_2 + a_3},$$

где $a_1 = \frac{h_c}{\pi(D_1^2 - D_2^2)}$, $a_2 = \frac{l}{2\pi H} \ln\left(\frac{D}{d}\right)$, $a_3 = \frac{l}{2\pi l_0} \ln\left(\frac{D}{d}\right)$.

4. Площадь сечения и длина якоря

$$S_A = \frac{\pi(d_1^2 - d_2^2)}{4},$$

$$L_A = h_c.$$

5. Эквивалентные длина и площадь сечения магнитопровода

$$L_C = L_{CD} + L_J,$$

$$S_C = \frac{L_C}{\frac{L_{CD}}{S_{CD}} + \frac{L_J}{S_J}}.$$

6. Коэффициент размагничивания магнитопровода вычисляется по формуле [1]

$$N = 4\pi\chi e^\theta,$$

где $\chi = 1 + 0,211v^{-1,116}$, $\theta = 6,855 - 8,074\lambda^{0,1353}$ - безразмерные коэффициенты, зависящие от относительных размеров сердечника и катушки $v = \frac{h_2}{L_C}$;

$$\lambda = \frac{1}{2} L_C \sqrt{\frac{\pi}{S_C}}.$$

7. Полное магнитное сопротивление «стальной» части магнитопровода

$$R_{mC} = \frac{I}{\mu_0 \bar{\mu}_C} \left(a_1 + a_2 + a_3 + \frac{4h_c}{\pi(d_1^2 - d_2^2)} \right),$$

где значения величин L_C и S_C вычисляются по вышеприведенным формулам, а значение эквивалентной магнитной проницаемости материала сердечника

$$\bar{\mu}_C = \frac{\bar{\mu}_c}{1 + \frac{N}{4\pi}(\bar{\mu}_c - 1)},$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-10} \frac{Гн}{мм}$ - магнитная постоянная; $\bar{\mu}_c = \frac{\mu_c}{\mu_0}$ - относительная магнитная проницаемость материала сердечника.

8. Начальное магнитное сопротивление воздушных зазоров

$$R_{B0} = \frac{I}{2\pi\mu_0} \frac{H + l_0}{H \cdot l_0} \ln\left(\frac{d}{d_1}\right).$$

9. Полное электрическое сопротивление катушки ПИП

$$z_x = z_0 \frac{1 + k_x x}{1 + \alpha k_x x},$$

где z_0 - начальное сопротивление преобразователя;

$k_x = \frac{I}{l_0}$ и $\alpha = \frac{I + \beta\gamma}{I + \gamma}$ - постоянные коэффициенты, зависящие от параметров ПИП,

где $\beta = \frac{l_0}{l_0 + H}$, $\gamma = \frac{R_{B0}}{R_{mC}}$.

На коэффициенты α и β наложены требования

$$0 < \alpha < 1;$$

$$0 < \beta < 1.$$

10. Максимальная приведенная погрешность от нелинейности статической характеристики преобразователя вычисляется по формуле [2]

$$\gamma_{PIP} = \frac{\alpha q}{2 \left[1 + \sqrt{1 - (\alpha q)^2} \right]},$$

где $q = k_x x v$ - безразмерный коэффициент, зависящий от диапазона измерений и параметров ПИП.

11. Относительная девиация сопротивления катушки ПИП вычисляется по формуле

$$d_z = \frac{(1-\alpha)\alpha q}{1-(\alpha q)^2 - (1-\alpha)\sqrt{1-(\alpha q)^2}}.$$

Обычно $d_z \geq 0,1$, что соответствует 10%-му изменению сопротивления при максимальном перемещении якоря [2]. Если условие

$$d_z \geq d_{zT},$$

не выполняется, то необходимо вернуться к началу расчета, и указать другие геометрические параметры преобразователя.

Зная требуемые $\gamma_{пип}$ и d_z можно определить параметры α и q по формулам

$$\alpha = \frac{4\gamma_{пип}}{1+4\gamma_{пип}^2} \frac{1+4\gamma_{пип}^2 + 2d_z\gamma_{пип}(1-4\gamma_{пип}^2)}{4\gamma_{пип} + d_z(1-4\gamma_{пип}^2)},$$

$$q = \frac{4\gamma_{пип} + d_z(1-4\gamma_{пип}^2)}{1+4\gamma_{пип}^2 + 2d_z\gamma_{пип}(1-4\gamma_{пип}^2)}.$$

12. После того, как определены все размеры участков магнитопровода, необходимо рассчитать электротехнические параметры катушки. Площадь окна катушки

$$S_{OK} = 0,4(D_2 - d)h_2 K_{KP},$$

где $K_{KP} = [0,7...1,0]$ - постоянный коэффициент, учитывающий наличие каркаса катушки, и средний радиус катушки

$$R_{CP} = \frac{D_2 + d}{4}.$$

13. Удельное число витков катушки

$$w_0 = \frac{4}{\pi d_n^2} \left(0,375 + \frac{3,935 \cdot d_n}{1 + 12,448 \cdot d_n} \right), \quad (3.8)$$

где $d_n = [0,01...0,3]$ мм - диаметр обмоточного провода ПЭ или ПЭЛ с эмалевой изоляцией, в процессе расчета может уточняться (для проводов другого типа и с другим диаметром сечения d_n формула (3.8) будет недействительной).

14. Число витков катушки

$$w = w_0 S_{OK}.$$

15. Активное сопротивление катушки

$$R_K = 8 \rho_n \frac{R_{CP} w}{d_n^2},$$

где удельное электрическое сопротивление для меди $\rho_n = 17,5 \cdot 10^{-6}$ Ом · мм.

16. Доля активного сопротивления катушки, где начальное сопротивление преобразователя z_0 выбирается из интервала $[250...2500]$ Ом, вычисляется по формуле

$$\eta = \frac{R_K}{z_0(1-d_z)}.$$

У правильно спроектированного индуктивного преобразователя допустимая доля активного сопротивления катушки $\eta_d \leq 0,05$, что соответствует 5% [2] (было учтено при задании требований к ИП), если условие

$$\eta \leq \eta_T,$$

не выполняется, то необходимо увеличить z_0 или d_n .

17. Частота напряжения питания

$$f_{\pi} = \frac{z_0 R_{m0}}{2\pi w^2} \sqrt{1 - \eta^2},$$

где $R_{m0} = R_{mC} + R_{e0}$ - начальное магнитное сопротивление преобразователя.

В качестве примера необходимо определить параметры ПИП для измерения перемещений в диапазоне ± 1 мм, при условиях $d_{zT} \geq 10\%$, $\eta_T \leq 5\%$. Эти требования выполняются при следующих размерах магнитопровода: $d_1 = 5$ мм, $d_2 = 0$ мм, $D_1 = 16$ мм, $D_2 = 12$ мм, $h_1 = 3$ мм, $h_2 = 5$ мм, $h_3 = 8$ мм, $t_B = 0,5$ мм, $l_0 = 1,5$ мм. В этом случае $d_z = 16,103\%$, $\gamma_{PIP} = 15,332\%$. Если принять $K_{KP} = 1$, $z_0 = 2000$ Ом и $d_{\pi} = 0,1$ мм, то $w = 841$ виток, $R_k = 52,970$ Ом, $\eta = 3,157\%$, $f_{\pi} = 43,538$ кГц.

В Приложении Б приведен алгоритм (тело программы в Mathcad 14) расчета и выбора параметров датчика с ПИП.

3.1.3. Расчет параметров и характеристик индуктивного преобразователя соленоидного типа

Дифференциальный соленоидный индуктивный преобразователь (ДСИП) состоит из двух идентичных катушек и сердечника, перемещение x которого вызывает изменение полных электрических сопротивлений катушек z_{x1}, z_{x2} , причем сопротивление одной из них увеличивается, а другой уменьшается. Как показано ниже, расстояние l_T между торцами катушек влияет на чувствительность преобразователя и подбирается (наряду с другими параметрами) так, чтобы обеспечить ее максимальное значение. Расчет ДСИП аналогичен расчету одинарного соленоидного преобразователя (СИП). На рис. 3.9 показана его расчетная схема.

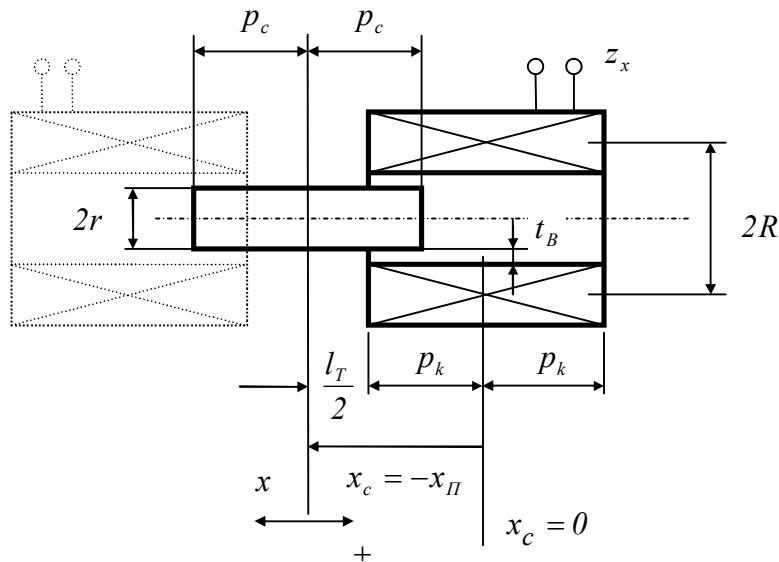


Рис. 3.9. Расчетная схема СИП

На рис. 3.10 показан алгоритм расчета и выбора параметров СИП. Расчет проводится путем последовательного вычисления необходимых параметров и проверки выполнения условий, предъявляемым к некоторым из них. Если требования не выполняются, то изменяются значения варьируемых параметров СИП. Алгоритм условно делится на две части: расчет геометрических параметров СИП и расчет электротехнических параметров катушки.

При расчете СИП сначала задаются требования к преобразователю, также принято ограничивать погрешность, но приведенный алгоритм является частью расчета ИДП, где погрешность зависит и от других звеньев, поэтому в данном случае требуемая погрешность не указывается:

$|x| \leq x_V$ – диапазон измерений (верхняя граница диапазона измерений);

d_{z_T} – требуемое значение относительной девиации сопротивления катушки;

η_T – требуемое значение доли активного сопротивления катушки.

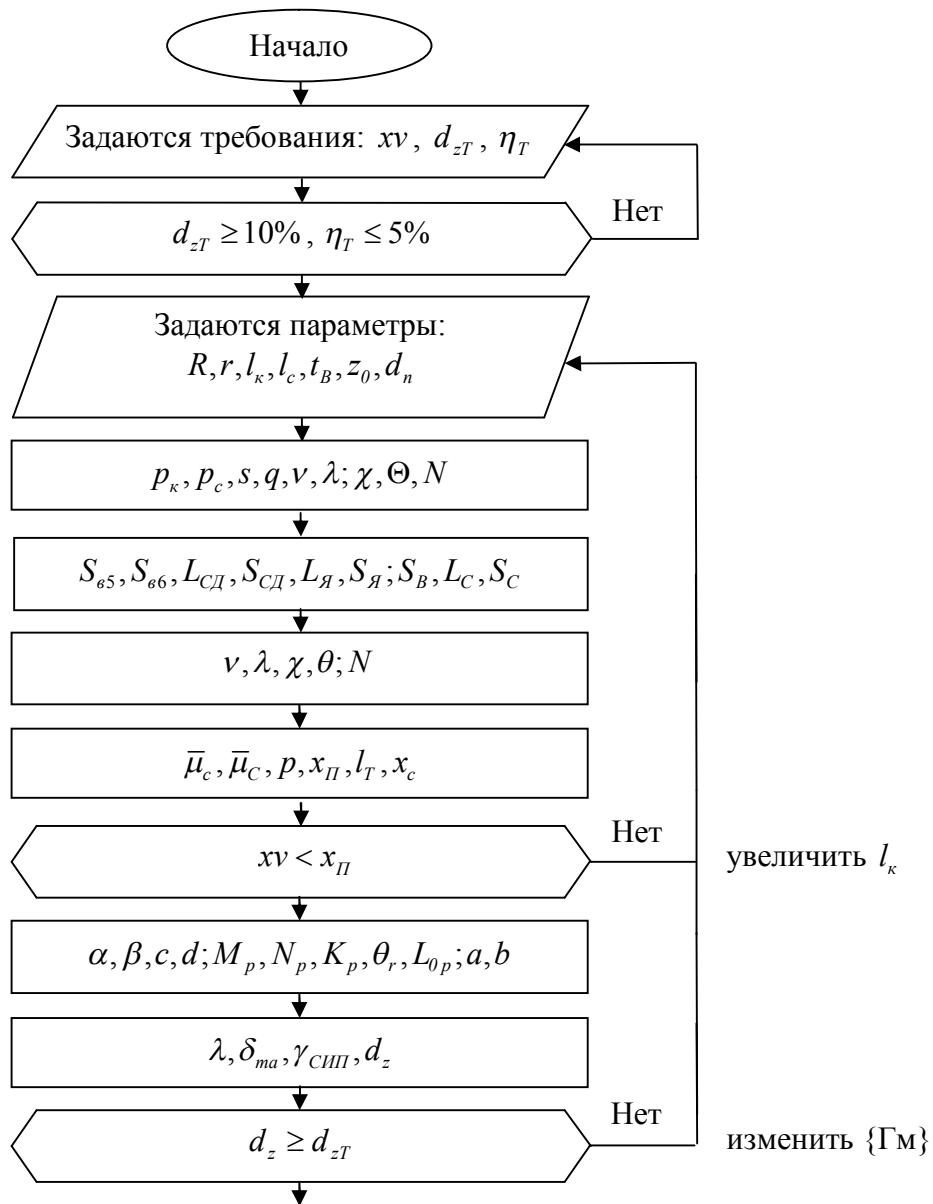
Также следует учесть, что $d_{z_T} \geq 10\%$ (можно смягчить) и $\eta_T \leq 5\%$ [1].

Далее задаются геометрическими параметрами магнитопровода СИП $\{\Gamma_m\}$ (см. рис. 3.10): средним радиусом катушки R , радиусом сердечника r , длиной катушки l_k , длиной сердечника l_c , величиной воздушного зазора между

сердечником и катушкой t_B , а также диаметром провода d_π ($[0,01\dots0,3]$ мм) и начальным сопротивлением катушки z_0 ($[250\dots2500]$ Ом).

В расчете принята магнитная проницаемость сердечника $\mu_c = 3000 \frac{Гн}{м}$ и

считается, что проводник катушки – медный провод в эмалевой изоляции.



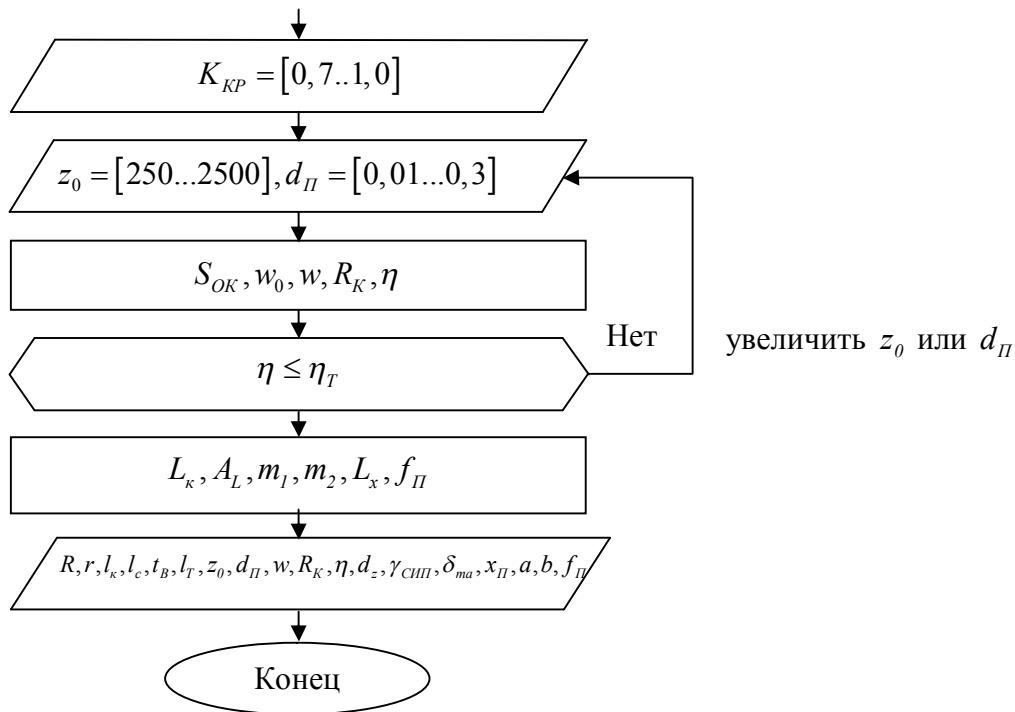


Рис. 3.10. Алгоритм расчета и выбора параметров СИП

Порядок расчета и выбора параметров СИП по алгоритму на рис. 3.10:

1. Задаются требования и параметры СИП.

2. Половина длины катушки и сердечника вычисляются по формулам

$$p_k = \frac{l_k}{2}; \quad p_c = \frac{l_c}{2}.$$

3. Коэффициент размагничивания магнитопровода вычисляется по формуле [1]

$$N = 4\pi\chi e^\theta,$$

где $\chi = 1 + 0,211\nu^{-1,116}$, $\theta = 6,855 - 8,074\lambda^{0,1353}$ - безразмерные коэффициенты,

зависящие от относительных размеров сердечника и катушки $\nu = \frac{p_k}{p_c}$, $\lambda = \frac{p_c}{r}$.

4. Для нахождения точки перегиба $\pm x_{\Pi}$, где чувствительность преобразователя максимальна, вычисляется по формуле

$$x_{II} = p \cdot p_k,$$

где безразмерный геометрический параметр преобразователя p является корнем уравнения

$$\begin{aligned} & \left[(p+s+I)^2 + q^2 \right]^{-3/2} + \left[(p-s-I)^2 + q^2 \right]^{-3/2} - \\ & - \left[(p+s-I)^2 + q^2 \right]^{-3/2} - \left[(p-s+I)^2 + q^2 \right]^{-3/2} = 0, \end{aligned} \quad (3.9)$$

где безразмерные геометрические параметры s и q преобразователя вычисляются по формулам

$$s = \frac{p_c}{p_k}; \quad q = \frac{R}{p_k}.$$

5. Исходя из решения (3.9) следует, что расстояние между торцами катушек ДСИП, которое соответствует максимальной чувствительности преобразователя [2]

$$l_T = 2(x_{II} - p_k), \quad (3.10)$$

а значение средней точки $x_c = -x_{II}$.

6. Приближенная статическая характеристика СИП равна

$$z_x = z_0 \left[I + ax(1 - bx^2) \right], \quad (3.11)$$

где $a = \frac{M_p}{L_{0p} + N_p} \frac{I}{p_k}$, $b = \frac{q^2 K_p}{2M_p} \frac{I}{p_k^2}$ - параметры статической характеристики,

дающие связь с физическими параметрами преобразователя, где постоянные безразмерные коэффициенты вычисляются по формулам

$$\begin{aligned}
M &= \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + q^2}} - \frac{\beta}{\sqrt{\beta^2 + q^2}} - \frac{c}{\sqrt{c^2 + q^2}} + \frac{d}{\sqrt{d^2 + q^2}}; \\
N &= \sqrt{\alpha^2 + q^2} + \sqrt{\beta^2 + q^2} - \sqrt{c^2 + q^2} - \sqrt{d^2 + q^2}; \\
K &= \frac{\alpha}{\sqrt{(\alpha^2 + q^2)^5}} - \frac{\beta}{\sqrt{(\beta^2 + q^2)^5}} - \frac{c}{\sqrt{(c^2 + q^2)^5}} + \frac{d}{\sqrt{(d^2 + q^2)^5}};
\end{aligned}$$

где $\alpha = s - p + 1$, $\beta = s + p + 1$, $c = s - p - 1$, $d = s + p - 1$, $\theta_r = \frac{r}{R}$.

7. Степень близости фактической характеристики СИП

$$z_x = \sqrt{R_k^2 + (\omega_{II} L_x)^2} = \frac{2\pi f_{II}}{\sqrt{1-\eta^2}} L_x, \quad (3.12)$$

где L_x - индуктивность соленоида, вычисляемая по формуле (3.19) к его приближенной характеристике (3.11) можно оценить по величине максимальной относительной погрешности приближения

$$\delta_{ma} = \max \left(\frac{\varepsilon_T - \varepsilon_{II}}{\varepsilon_T} \right), \quad (3.13)$$

где $\varepsilon_{II}, \varepsilon_T$ - соответственно приближенное и точное значения относительного измерения сопротивления СИП. С учетом принятых обозначений можно записать

$$\varepsilon_{II} = a \cdot xv \cdot \psi \cdot (1 - \lambda \psi^2), \quad (3.14)$$

где $\lambda = b \cdot xv^2$ - безразмерный коэффициент, зависящий от параметров СИП и диапазона измерений;

$$\varepsilon_T = \frac{F(\psi) - N}{L_0 + N}, \quad (3.15)$$

где $F(\psi)$ - функция безразмерного аргумента $\psi = x/xv$ ($|\psi| \leq 1$), которая вычисляется по формуле

$$F(\psi) = \sqrt{\left(\psi \frac{xv}{p_k} + c\right)^2 + q^2} - \sqrt{\left(\psi \frac{xv}{p_k} - d\right)^2 + q^2} - \sqrt{\left(\psi \frac{xv}{p_k} + \alpha\right)^2 + q^2} - \sqrt{\left(\psi \frac{xv}{p_k} - \beta\right)^2 + q^2}.$$

8. Максимальная приведенная погрешность от нелинейности статической характеристики преобразователя вычисляется по формуле

$$\gamma_{СИП} = \frac{\lambda}{2(4 - 3\lambda)}. \quad (3.16)$$

9. Относительная девиация сопротивления катушки СИП вычисляется по формуле

$$d_z = a \cdot xv \cdot \left(1 - \frac{3}{4}\lambda\right). \quad (3.17)$$

Обычно $d_{zT} = 0,1 \dots 0,15$. Если условие

$$d_z \geq d_{zT},$$

не выполняется, то необходимо уменьшить длину катушки l_k или вернуться к началу расчета и указать другие геометрические параметры преобразователя.

10. После того, как определены все размеры участков магнитопровода, необходимо рассчитать электротехнические параметры катушки. Площадь окна катушки

$$S_{OK} = 2(R - r - t_B)l_k K_{KP},$$

где $K_{KP} = [0,7...1,0]$ - постоянный коэффициент, учитывающий наличие каркаса катушки, и средний радиус катушки.

11. Удельное число витков катушки

$$w_0 = \frac{4}{\pi d_n^2} \left(0,375 + \frac{3,935 \cdot d_n}{1+12,448 \cdot d_n} \right), \quad (3.18)$$

где $d_n = [0,01...0,3]$ мм - диаметр обмоточного провода ПЭ или ПЭЛ с эмалевой изоляцией, в процессе расчета может уточняться (для проводов другого типа и с другим диаметром сечения d_n формула (3.18) будет недействительной).

14. Число витков катушки

$$w = w_0 S_{OK} .$$

15. Активное сопротивление катушки

$$R_K = 8\rho_n \frac{R \cdot w}{d_n^2},$$

где удельное электрическое сопротивление для меди $\rho_n = 17,5 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{мм} .$

16. Доля активного сопротивления катушки, где начальное сопротивление преобразователя z_0 выбирается из интервала $[250...2500]$ Ом, вычисляется по формуле

$$\eta = \frac{R_K}{z_0(I-d_z)} .$$

У правильно спроектированного индуктивного преобразователя допустимая доля активного сопротивления катушки $\eta_d \leq 0,05$, что соответствует 5% [2] (было учтено при задании требований к ИП), если условие

$$\eta \leq \eta_T ,$$

не выполняется, то необходимо увеличить z_0 или d_n .

17. Собственная индуктивность катушки

$$L_k = \pi \mu_0 \frac{w^2 R^2}{l_k} .$$

18. Постоянный коэффициент, зависящий от параметров преобразователя

$$A_L = \frac{\pi r^2}{8} \mu_0 (\bar{\mu}_C - I) \frac{w^2}{p_c p_k}.$$

19. Индуктивность соленоида при среднем положении якоря ($x_c = -x_{II}$)

$$L_x = L_k + A_L \left[\frac{\sqrt{(x_c + m_1)^2 + R^2} + \sqrt{(x_c - m_1)^2 + R^2}}{-\sqrt{(x_c + m_2)^2 + R^2} - \sqrt{(x_c - m_2)^2 + R^2}} \right], \quad (3.19)$$

где $m_1 = p_c + p_k$, $m_2 = p_c - p_k$ - коэффициенты, зависящие от параметров преобразователя.

20. Частота напряжения питания

$$f_{II} = \frac{z_0}{2\pi \cdot L_x} \sqrt{I - \eta^2}.$$

В качестве примера необходимо определить параметры СИП для измерения перемещений в диапазоне ± 1 мм, при условиях $d_{zT} \geq 10\%$, $\eta_T \leq 5\%$. Эти требования выполняются при следующих размерах магнитопровода: $R = 2,5$ мм, $r = 1$ мм, $l_k = 7,5$ мм, $l_c = 10$ мм, $t_B = 0,2$ мм, $l_T = 2,936$ мм. В этом случае $d_z = 11,464\%$, $\gamma_{CIP} = 0,109\%$. Если принять $K_{KP} = 1$, $z_0 = 2500$ Ом и $d_{II} = 0,14$ мм, то $w = 729$ витков, $R_K = 13,026$ Ом, $\eta = 0,589\%$, $f_{II} = 115,054$ кГц, $\delta_{ma} = 0,029\%$, $x_{II} = 5,218$ мм, $a = 0,115$, $b = 8,645 \cdot 10^{-3}$.

В Приложении В приведен алгоритм (тело программы в Mathcad 14) расчета и выбора параметров датчика с СИП.

3.2. Расчет параметров схемы включения

3.2.1. Расчет и выбор параметров последовательно-симметричной мостовой схемы включения

На рис. 3.11 показан алгоритм расчета и выбора параметров ПОСМ. Расчет производится путем последовательного вычисления необходимых параметров и проверки выполнения условий, предъявляемым к некоторым из них. Если требования не выполняются, то изменяются значения варьируемых параметров. Этот расчет является продолжением расчета датчика, и параметры индуктивного преобразователя берутся из результатов расчета ИПр.

При расчете ПОСМ сначала задаются ограничения тепловой мощности $P_{rД} = [0,01...0,1] Вт$, выделяемой на активном сопротивлении катушек, и плотности тока $\Delta_{TД} = [1...2] A/m^2$, протекающего по катушкам ДИП.

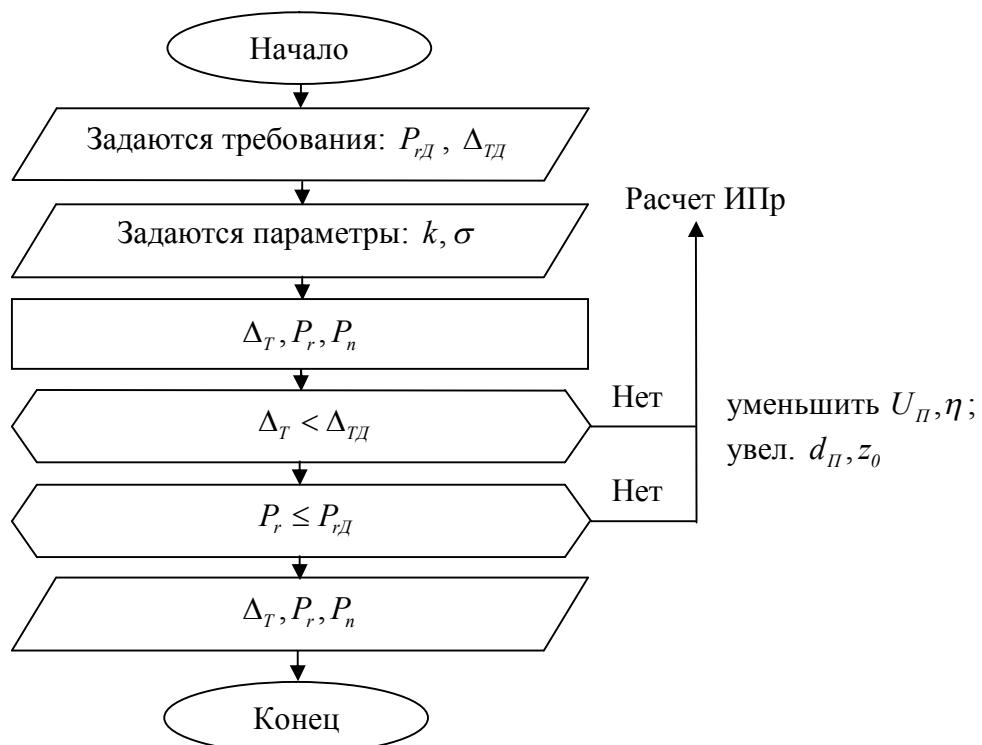


Рис. 3.11. Алгоритм расчета и выбора параметров ПОСМ

Порядок расчета и выбора параметров ПОСМ по алгоритму на рис. 3.11:

1. Задаются требования и параметры ПОСМ. Для выделения максимальной мощности в измерительной диагонали моста (максимальной чувствительности) следует принимать $\sigma = k = 1$ [2].

2. Плотность тока, протекающего по катушкам ДИП вычисляется по формуле

$$\Delta_T = \frac{2U_{\Pi}}{\pi z_0 d_{\Pi}^2}.$$

3. Тепловая мощность, выделяемая на активном сопротивлении катушек, вычисляется по формуле

$$P_r = \frac{U_{\Pi}^2}{4z_0} \eta.$$

4. Мощность сигнала в измерительной диагонали моста вычисляется по формуле

$$P_n = k_x^2 xv^2 U_{\Pi}^2 \frac{\sigma}{(1+k+2\sigma)^2}.$$

5. Проверяется ограничение тепловой мощности P_{rD} , выделяемой на активном сопротивлении катушек, зависящее от условий теплообмена

$$\Delta_T < \Delta_{TD},$$

если условие не выполняется, то необходимо вернуться к расчету ИПр и уменьшить U_{Π}, η и/или увеличить d_{Π}, z_0 .

6. Проверяется условие плотности тока Δ_{TD} , протекающего по катушкам ДИП

$$P_r \leq P_{rD},$$

если условие не выполняется, то необходимо вернуться к расчету ИПр и уменьшить U_{π}, η и/или увеличить d_{π}, z_0 .

3.2.2. Расчет и выбор параметров параллельно-симметричной мостовой схемы включения

На рис. 3.12 показан алгоритм расчета и выбора параметров ПРСМ. Расчет производится путем последовательного вычисления необходимых параметров и проверки выполнения условий, предъявляемым к некоторым из них. Если требования не выполняются, то изменяются значения варьируемых параметров. Этот расчет является продолжением расчета датчика, и параметры индуктивного преобразователя берутся из результатов расчета ИПр.

При расчете ПРСМ сначала задаются ограничения тепловой мощности $P_{rД} = [0,01...0,1] Вт$, выделяемой на активном сопротивлении катушек, и плотности тока $\Delta_{TД} = [1...2] А / м^2$, протекающего по катушкам ДИП.

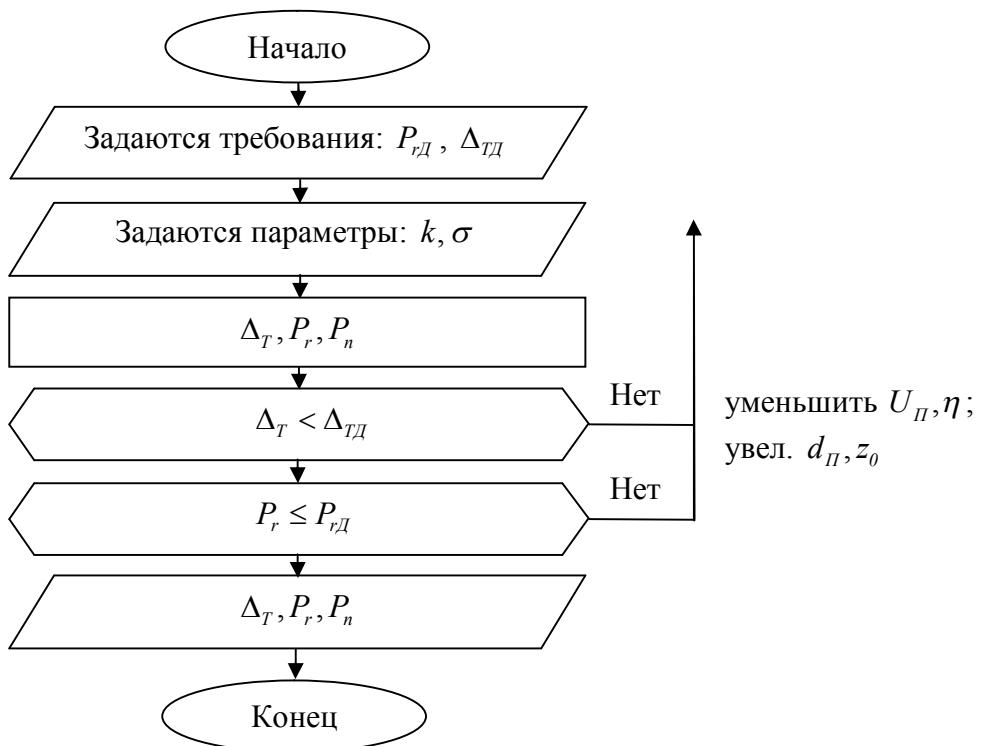


Рис. 3.12. Алгоритм расчета и выбора параметров ПРСМ

Порядок расчета и выбора параметров ПРСМ по алгоритму на рис. 3.12:

1. Задаются требования и параметры ПРСМ. Для выделения максимальной мощности в измерительной диагонали моста (максимальной чувствительности) следует принимать $\sigma = \frac{2}{3}$, $k = \frac{I}{2}$ [2].

2. Плотность тока, протекающего по катушкам ДИП вычисляется по формуле

$$\Delta_T = \frac{4U_{\Pi}}{\pi z_0(I+k)d_{\Pi}^2}.$$

3. Тепловая мощность, выделяемая на активном сопротивлении катушек, вычисляется по формуле

$$P_r = \frac{U_{\Pi}^2}{2z_0(I+k)}\eta.$$

4. Мощность сигнала в измерительной диагонали моста вычисляется по формуле

$$P_n = k_x^2 xv^2 U_{\Pi}^2 \frac{\sigma k^2}{(k+I)^2 [2k + \sigma(k+I)]^2}.$$

5. Проверяется ограничение тепловой мощности P_{rD} , выделяемой на активном сопротивлении катушек, зависящее от условий теплообмена

$$\Delta_T < \Delta_{rD},$$

если условие не выполняется, то необходимо вернуться к расчету ИПр и уменьшить U_{Π}, η и/или увеличить d_{Π}, z_0 .

6. Проверяется условие плотности тока Δ_{rD} , протекающего по катушкам ДИП

$$P_r \leq P_{rD},$$

если условие не выполняется, то необходимо вернуться к расчету ИПр и уменьшить U_n, η и/или увеличить d_n, z_0 .

ГЛАВА 4. АВТОМАТИЗАЦИЯ РАСЧЕТА ИНДУКТИВНЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

4.1. Автоматизированный расчет ИДП

Для ускорения и повышения точности проектирования приборов инженерные расчеты производятся с использованием персонального компьютера. Это приводит к созданию специализированных САПР. Существует множество программных продуктов, которые нацелены на решение тех или иных задач. На сегодняшний день – это универсальные пакеты, помогающие рассчитывать и подготавливать более распространенные проекты. Например, для проектирования электронных схем и печатных плат – OrCad или PCad, что изучается в ВУЗах на технических специальностях, связанных с приборостроением.

Проектирование ИДП связано с большим количеством расчетов первичных преобразователей и схем включения, статических и динамических характеристик, погрешностей. При этом требуется построение эскиза преобразователя и графиков для наглядности. Ни один современный программный продукт не рассчитан на это. Программное обеспечение должно быть наглядным и понятным для инженеров.

Расчет ИДП может быть выполнен в различных программах: Matlab, Maple, Mathcad – это продукты для математических расчетов и анализа. Но это не специализированные программы для расчета ИДП, в них необходимо писать свои алгоритмы и формулы. Другой путь – написание продукта на языках программирования высокого уровня C++, Pascal, Basic или в пакетах объектного программирования Visual C++, Delphi. В связи с этим появляется ряд преимуществ и недостатков.

Если итоговая программа должна использоваться исключительно на производстве, то написание на языке программирования обоснованно, так как итоговый продукт будет независимой скомпилированной программой, что

гораздо дешевле покупки дорогих пакетов математического анализа. Однако это будет черный ящик, в который подаются значения, а на выходе получается результат. В дополнение потребуется определенное обучение персонала пользованию данной программой. Наука не стоит на месте – совершенствуются алгоритмы и формулы, а для их изменения придется обращаться к разработчику, чтобы получить новый модуль. В исследовательских целях это тоже наносит отпечаток. Особенно при изучении и совершенствовании модели расчета, поскольку научный сотрудник не будет иметь перед глазами формулы, используемые при расчетах. Копаться в исходниках программы и программировать новые модули трудоемко и требует глубокое знание языка программирования, что не является основным предметом при обучении на приборостроительных специальностях.

Если итоговая программа используется для обучения, то применение широко известных математических пакетов освобождает студента от изучения языков программирования высокого уровня. Для использования такой программы необходимо приобрести соответствующий вычислительный пакет, в виде программного обеспечения (ПО) Maple, Matlab, Mathcad. Современные производства и образовательные учреждения используют такое ПО, что снимает проблему о его дополнительной покупке для расчета ИДП.

С учетом описанных условий использования и ряда преимуществ и недостатков для расчета ИДП наиболее удобно использовать систему компьютерной математики Mathcad. Она имеет дружественный интерфейс и визуально ориентированный язык общения с пользователем, что объясняет огромную популярность системы. Ее изучают в ВУЗах и используют на производственных предприятиях во всем мире. Она не только решает аналитические и численные задачи, но и оформительские. С помощью Mathcad можно, готовить статьи, книги, диссертации, научные отчеты, дипломные и курсовые проекты. Имеется возможность строить двумерные, трехмерные и анимированные графики. Mathcad объединяет в себе текстовый, формульный и графический редактор и два ядра, один из которых – ядро символьных

операций системы Maple. Это дает возможность писать программу для расчета ИДП с использованием формул привычного вида, красиво и наглядно оформлять алгоритмы, при этом не требуется знание языков программирования. В таблице 4.1 приведен пример вычисления функции $y(x) = x^2 + 1$, где $x = 2$ с использованием Delphi (слева) и Mathcad (справа).

Таблица 4.1. Пример вычисления функции

Delphi	Mathcad
<pre>Function y(x : integer) : integer; begin result:=x^2+1; x:=2; writeln(inttostr("y(x)="+y(x))); end.</pre>	$y(x) := x^2 + 1$ $x := 2$ $y(x) = 5$

В Mathcad результат будет показан на рабочем поле после нажатия клавиши "=", а в Delphi необходимо откомпилировать программу. Кроме того, в Mathcad заложено решение задач линейной алгебры, нелинейных и алгебраических уравнений, задач оптимизации, преобразования Фурье, дифференциальных уравнений и много других. Имеется возможность использовать общепринятые операторы условия и цикла. Для защиты формул от порчи и изменений расчета пользователем предусмотрена блокировка ("Lock") выделенной части ("Area") рабочего поля.

В итоге: написание программы для расчета ИДП в среде Mathcad позволяет в образовательном процессе видеть перед глазами весь рабочий расчет в привычном виде, что увеличивает усвоение изучаемого материала, обучение и укрепление навыков пользования Mathcad студентом. В исследовательском и научном процессах упрощает поиск и изменение модели и алгоритма расчета, не требует знаний программирования на языках высокого уровня. В производственных процессах не требует обучения дополнительному программному продукту, что сводится к использованию уже имеющегося математического пакета.

4.2. Применение программы Mathcad в задачах расчета ИДП

Mathcad – это популярная система компьютерной математики [10], предназначенная для автоматизации решения массовых математических задач в самых различных областях науки, техники и образования. Название системы происходит от двух слов – MATHematica (математика) и CAD (Computer Aided Design – системы автоматического проектирования, или САПР). Так что вполне правомерно считать Mathcad математической САПР. Разработчик системы – фирма MathSoft Engineering&Education Inc. рекомендует писать название системы как Mathcad, а не MathCAD.

Первые версии системы Mathcad 1.0/2.0 работали в среде MS-DOS и предназначались только для численных расчетов [15]. При этом впервые в разработке систем компьютерной математики был использован визуально ориентированный подход к подготовке документов с применением для задания математических формул шаблонов. Начиная с версии Mathcad 3.0 [15] система ориентировалась на операционные системы класса Windows и приобрела средства для выполнения символьных (аналитических) операций.

Сегодня различные версии Mathcad [16-18] являются математически ориентированными универсальными вычислительными системами. Помимо собственно вычислений, как численных, так и аналитических, они позволяют с блеском решать сложные оформительские задачи, которые с трудом даются популярным текстовым редакторам или электронным таблицам. С помощью Mathcad можно, например, готовить статьи, книги, диссертации, научные отчеты, дипломные и курсовые проекты не только с качественными текстами разного стиля, но и с легко осуществляемым набором самых сложных математических формул, изысканным графическим представлением результатов вычислений и многочисленными «живыми» примерами. А применение библиотек и пакетов расширения обеспечивает профессиональную ориентацию Mathcad на любую область науки, техники и образования.

Начиная с версии Mathcad 8.0 [19, 20] система обрела основную массу встроенных в ее ядро функций:

- свыше 80 математических функций;
- 10 функций преобразования;
- 110 статистических функций;
- 18 функций для решения дифференциальных уравнений;
- функции поиска корней уравнений;
- 47 функций для работы с векторами и матрицами;
- 28 функций для работы с файлами;
- 14 функций для работы с выражениями и строками.

Mathcad 2000 [19, 20] обогатил систему 18 новыми функциями для финансово-экономических вычислений. В последующем рост числа функций, к сожалению, приостановился – каждая очередная версия прибавляла от силы несколько функций – особенно преуспела в этом версия Mathcad 11, в ней появились комплексные функции Бесселя и Ханкеля, sing-функция и несколько функций для обработки данных. Mathcad 12 добавила к этому функции вычислений ID и 2D корреляции и генерации логарифмически распределенных точек. Была восстановлена функция until, бывшая в Mathcad 8, но затем исчезнувшая.

Среди других систем компьютерной математики, таких, как Maple [21], Mathematica [22] и MATLAB [23, 24], система Mathcad по-прежнему выделяется своим дружеским по отношению к пользователю интерфейсом, а также удобным и чрезвычайно простым в применении математически и визуально ориентированным языком общения с пользователем. Именно это объясняет популярность системы. Число ее только легальных пользователей в мире превысило 2 миллиона.

К важным достоинствам новых версий Mathcad относятся возможность настройки под любой мало-мальски известный тип печатающих устройств, богатый набор шрифтов, возможность использования всех инструментов Windows, прекрасная

графика и современный многооконный интерфейс. В новые версии Mathcad включены самые эффективные средства оформления документов в цвете с гипертекстовыми и гипермедиа ссылками, открытыми и закрытыми областями. Имеется возможность создания самых разнообразных двумерных, трехмерных и даже анимационных (движущихся) графиков и звукового сопровождения. Будучи интегрированными программными системами, версии Mathcad объединяют в себе текстовый, формульный и графический редакторы и два ядра (самой системы и ядро символьных операций системы Maple, приобретенной по лицензии у фирмы Waterloo Maple).

Предусмотрена и возможность объединения с другими математическими и графическими системами для решения особо сложных задач. Отсюда и название таких систем – интегрированные системы. Впрочем, в решении задач интеграции создатели Mathcad пошли намного дальше – эта система обеспечивает подлинную интеграцию с целым рядом других математических, графических и офисных систем.

4.2.1. Векторная графика

Ни одна из версий системы компьютерной математики Mathcad не имеет встроенного модуля для рисования рисунков и эскизов. Используя возможность программирования в Mathcad, создана программа [12], преобразующая матрицу с тремя столбцами и необходимым для построения эскиза количеством строк в последовательную прорисовку элементов на двумерном графике функций. Эта программа хранится в отдельном файле «Эскиз.xmcd» и подключается с помощью вставки релятивной ссылки (Reference) на этот файл, чтобы не загромождать алгоритмы расчета и выбора параметров первичных преобразователей. Тело программы представлено на рис. 4.1.

Для рисования эскиза необходимо программе последовательно задавать данные перемещения мнимого пера определенными командами (табл. 4.2).

Процесс сравним с построением чертежей плоттером. Пример рисования «прямоугольника» представлен на рис. 4.2. Видно, что в первом столбце матрицы «moves» имеются обозначения в виде букв в кавычках. Это команды для рисования. Также они закодированы маленькими буквами и цифрами.

Таблица 4.2

Команда	Действие	Синтаксис типа ("Команда" Параметр1 Параметр2)
D, d, 0	Опустить перо	"Команда" Любое число Любое число
U, u, 1	Поднять перо	"Команда" Любое число Любое число
F, f, 2	Идти вперед на число T	"Команда" T Любое число
B, b, 3	Идти назад на число T	"Команда" T Любое число
R, r, 4	Повернуть направо на угол	"Команда" Угол $0(I) - Рад.(Град.)$
L, l, 5	Повернуть налево на угол	"Команда" Угол $0(I) - Рад.(Град.)$
H, h, 9	Отклонение от оси ординат	"Команда" Угол $0(I) - Рад.(Град.)$

```
_IsCmd(ccc, cmdList) ≡ ⎛ ⎜ ccc ← num2str(ccc) if IsScalar(ccc)
                           ⎜ search(cmdList, ccc, 0) ≥ 0
                           ⎝ ⎞ ⎠
```

```
turtle(moves) ≡ ⎡ pendown ← 1
                  position ← (0 0)
                  θθθ ← 0
                  nans ← (NaN NaN)
                  points ← position
                  for kkk ∈ 0..rows(moves) - 1
                      cmd ← moveskkk,0
                      "pen down"
                      if _IsCmd(cmd, "0Dd")
                          pendown ← 1
                          points ← stack(points, nans, position)
                          continue
                      "pen up"
                      if _IsCmd(cmd, "1Uu")
                          pendown ← 0
                          continue
                      "forward"
                      if _IsCmd(cmd, "2Ff")
                          rr ← moveskkk,1
                          position ← position + augment(-rr · sin(θθθ), rr · cos(θθθ))
                          points ← stack(points, position) if pendown
                          continue
                      "back"
                      if _IsCmd(cmd, "3Bb")
                          rr ← moveskkk,1
                          position ← position - augment(-rr · sin(θθθ), rr · cos(θθθ))
                          points ← stack(points, position) if pendown
                          continue
                      "turn right"
                      if _IsCmd(cmd, "4Rr")
                          φφφ ← moveskkk,1
                          uuu ← moveskkk,2
                          φφφ ← φφφ ·  $\frac{\pi}{180}$  if uuu = 1
                          θθθ ← θθθ - φφφ
                          continue
```

```

    "turn left"
    if _IsCmd(cmd,"5L1")
        ффφ ← moveskkk,1
        ууу ← moveskkk,2
        φφφ ← φφφ ·  $\frac{\pi}{180}$  if ууу = 1
        θθθ ← θθθ + φφφ
        continue
    "Set Heading"
    if _IsCmd(cmd,"9Hh")
        θθθ ← moveskkk,1
        ууу ← moveskkk,2
        θθθ ← θθθ ·  $\frac{\pi}{180}$  if ууу = 1
        continue
points

```

$$\max(xxx) \equiv \left(\begin{array}{l} vvv \leftarrow -\infty \\ \text{for } eee \in xxx \\ \quad vvv \leftarrow eee \text{ if } eee > vvv \wedge eee \neq \text{NaN} \\ \end{array} \right) vvv$$

$$\text{MaxMin}(AAA) \equiv \left(\begin{array}{l} mmx0 \leftarrow \max(AAA^{(0)}) \\ mnn0 \leftarrow \min(AAA^{(0)}) \\ mmd0 \leftarrow mmx0 - mnn0 \\ mmx1 \leftarrow \max(AAA^{(1)}) \\ mnn1 \leftarrow \min(AAA^{(1)}) \\ mmd1 \leftarrow mmx1 - mnn1 \\ mmd \leftarrow 1.1 \cdot \max(mmd0, mmd1) \\ mnn_0 \leftarrow mnn0 - \frac{mmd - mmd0}{2} \\ mmx_0 \leftarrow mmx0 + mmd \\ mnn_1 \leftarrow mnn1 - \frac{mmd - mmd1}{2} \\ mmx_1 \leftarrow mmx1 + mmd \\ \text{augment}(mnn, mmx) \end{array} \right)$$

$$\text{Max}(AAA, nnn) \equiv \text{MaxMin}(AAA)_{nnn,1}$$

$$\text{Min}(AAA, nnn) \equiv \text{MaxMin}(AAA)_{nnn,0}$$

Рис. 4.1

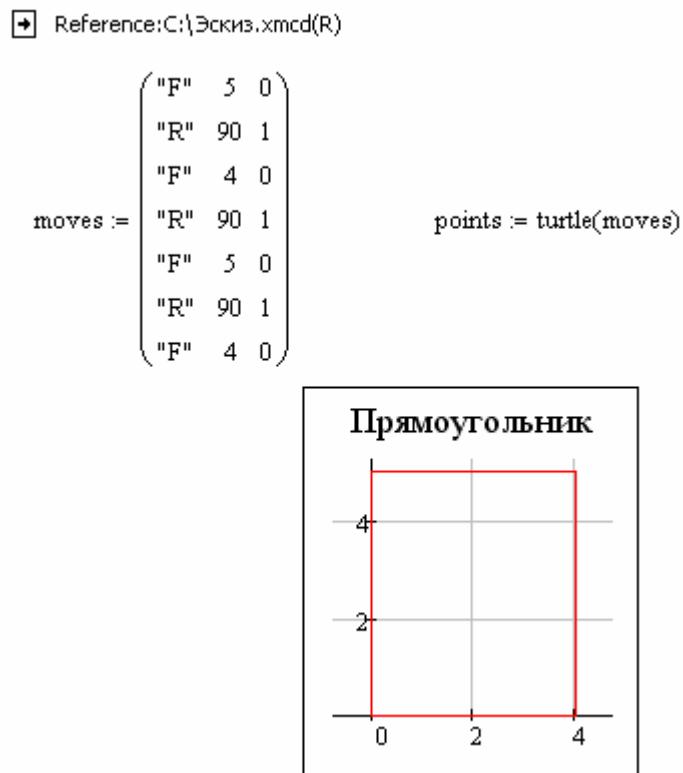


Рис. 4.2. Пример рисования «прямоугольника» в Mathcad

Таким образом, подставляя во второй столбец матрицы «moves» геометрические параметры преобразователя производится построение его эскиза. Кроме того, система Mathcad позволяет в матрицах использовать алгебраические вычисления, что придает гибкость ее использования.

4.2.2. Расчет приведенной погрешности от нелинейности статической характеристики

В современных измерительных приборах погрешность от нелинейности статической характеристики аналоговой части прибора обычно устраняется в цифровой части прибора, где реализуется необходимый алгоритм вычисления результата измерений. Поэтому главным требованием становится не столько линейность статической характеристики, сколько ее стабильность, т.е. неизменность в меняющихся условиях эксплуатации. Это не означает, что

вопрос оценки погрешности от нелинейности статической характеристики прибора утратил актуальность. Предварительная оценка этой погрешности позволяет сопоставить ее величину с допустимой погрешностью результата измерений и принять обоснованное решение о необходимости использования тех, или иных устройств или алгоритмов для устранения этой погрешности, или, напротив, убедиться в том, что подобные меры являются излишними.

Прямой наименьших модулей (ПНМ) (по отношению к кривой $y = f(x)$) называется прямая $y_a = A + Bx$, максимальное отклонение которой от кривой $y = f(x)$ в интервале $x_n \leq x \leq x_v$ является минимальным. Параметры A и B такой прямой определяются из условия

$$\begin{aligned} \text{Max mod}(A, B) &= \max |f(x) - (A + Bx)| = \min, \\ x_n \leq x \leq x_v \quad (A, B), \end{aligned} \tag{4.1}$$

где условие минимума неявно заданной функции двух переменных $\text{Max mod} = \text{Max mod}(A, B)$ достигается подбором значений ее аргументов A, B – параметров прямой наименьших модулей $y_a = A + Bx$.

Каждой паре вещественных чисел A, B соответствует прямая $y_a = A + Bx$, которая определенным образом ориентированная относительно графика кривой $y = f(x)$. Существуют такие значения этих чисел (т.е. такая прямая $y_a = A + Bx$), при которых максимальное отклонение кривой $y = f(x)$ от прямой $y_a = A + Bx$ оказывается минимальным. Соответствующая прямая и есть прямая наименьших модулей.

Критерий минимакса (4.1) равносителен условиям равномерного приближения функций $y = f(x)$ и $y_a = A + Bx$, которые можно записать в виде следующей системы нелинейных алгебраических уравнений

$$\Delta_1 = \Delta_2 = \dots = \Delta_N,$$

$$\frac{d}{dx_j} pp(x_j, A, B) = 0, \quad j = 1, 2, \dots, M, \quad (4.2)$$

где $\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_N$ – максимальные значения модуля абсолютной погрешности приближения

$$pp(x, A, B) = f(x) - (A + Bx), \quad (4.3)$$

число N которых зависит от особенностей функции $f(x)$; x_j – абсциссы точек экстремумов погрешности приближения (2.45), число M которых также зависит от особенностей функции $f(x)$. Например, для функции, график которой показан на рис. 4.3, $M = 2$, $N = 4$.

Решая систему уравнений (4.2), находят параметры A и B прямой наименьших модулей и, кроме того, абсциссы x_j точек экстремумов погрешности приближения (4.3), зная которые можно определить максимальное значение модуля этой погрешности

$$\Delta_{max} = \Delta_1 = \dots = \Delta_N. \quad (4.4)$$

При этом максимальное число уравнений системы (4.2) равно $M + N - 1$.

На практике выполнение условий (4.2) означает, что при правильном расчете параметров ПНМ график статической характеристики ИНДИУ $y = f(x)$ должен оказаться расположенным между двумя параллельными прямыми, отстоящими от графика ПНМ на одинаковую величину, равную максимальному значению модуля абсолютной погрешности приближения Δ_{max} . На рис. 4.3 эти прямые показаны двумя параллельными штрих-пунктирными линиями.

Таким образом, расчет параметров ПНМ может выполняться, во-первых, путем решения системы уравнений (4.2), выражающих условия равномерного приближения кривой $f(x)$ к прямой $y_a = A + Bx$, и, во-вторых – путем

определения координат (A, B) точки глобального минимума неявно заданной функции двух переменных (4.1). На практике обе указанные возможности применяются вместе, взаимно дополняя друг друга.

Степень близости ПНМ к графику статической характеристики ИНДИУ оценивается по величине максимальной приведенной погрешности от нелинейности (МППН), вычисляемой по формуле

$$\gamma_n = \frac{\Delta_{max}}{|y_{av} - y_{an}|} = \frac{\Delta_{max}}{|B|(xv - xn)}, \quad (4.5)$$

где $y_{av} = A + B \cdot xv$, $y_{an} = A + B \cdot xn$ – граничные ординаты ПНМ на интервале (xn, xv) ; Δ_{max} – максимальное отклонение ПНМ от графика статической характеристики ИНДИУ, определяемое по формуле (4.4).

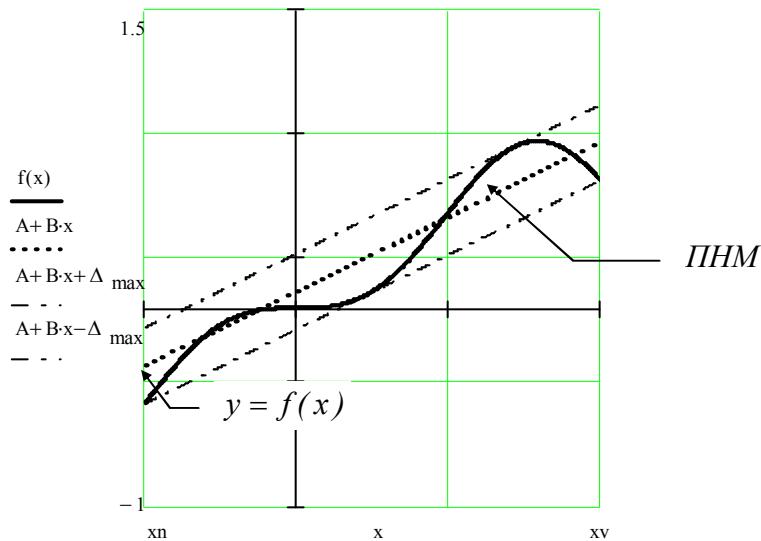


Рис. 4.3

В практических приложениях выбор уравнения ПНМ выполняют с учетом следующих ограничений:

- если $f(0)=0$, т.е., если график статической характеристики ИНДИУ проходит через начало координат и, кроме того, $xn=0$, то принимают (рис. 4.4,а)

$$y_a(x) = B \cdot x, \quad (4.6)$$

т.е. считают, что $A = 0$, хотя расчет в этом случае дает завышенное значение МППН;

- если $f(x) = -f(-x)$, т.е., если статическая характеристика ИНДИУ нечетная, и, кроме того, $xn = -xv$, то также принимают $y_a(x) = B \cdot x$ (рис. 4.4,б);
- во всех остальных случаях принимают $y_a = A + B \cdot x$.

Исходными данными для расчета ПНМ и МППН являются функция преобразования ИНДИУ $y = f(x)$ и границы диапазона измерений (xn, xv) , а сам расчет рекомендуется выполнять в следующей последовательности:

1. Строится схематический график статической характеристики ИНДИУ.
2. С учетом указанных выше рекомендаций выбирается уравнение ПНМ, т.е. принимается $y_a = Bx$ или $y_a = A + Bx$ в зависимости от формы статической характеристики ИНДИУ и расположения на оси абсцисс границ диапазона измерений.
3. Составляется аналитическое выражение для погрешности приближения (2.45).
4. Вычисляются параметры ПНМ, т.е. вычисляются две величины A и B , если $y_a = A + Bx$, или только одна величина B , если $y_a = Bx$. Для этого составляется система уравнений (4.2), после чего она решается относительно искомых параметров ПНМ.

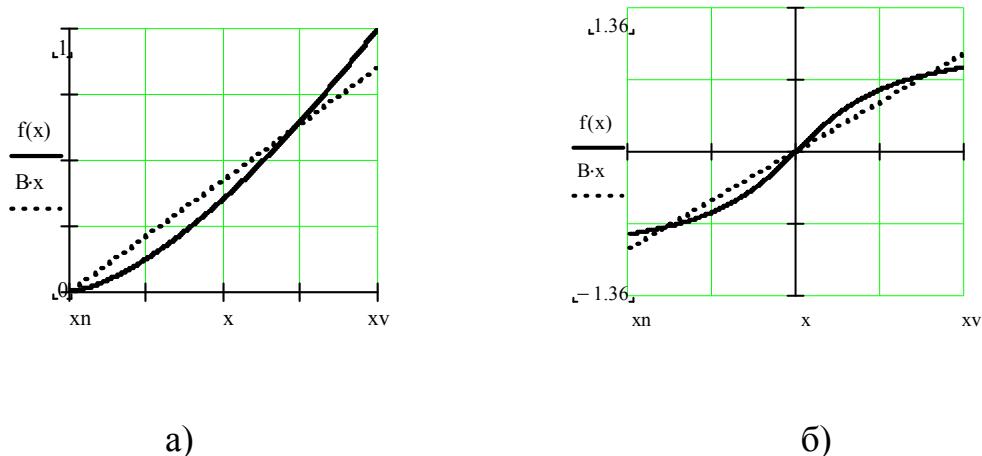


Рис. 4.4.

5. Строится график погрешности приближения (4.3) в интервале (xn, xv) , с помощью которого проверяется выполнение условий равномерного приближения (4.2) и вычисляется максимальная погрешность приближения (4.4).

6. Вычисляется значение МППН по формуле (4.5).

В среде Mathcad вычисление модуля максимального отклонения аппроксимирующей прямой $y_a = A + Bx$ от кривой $y = f(x)$ на интервале (xn, xv) можно реализовать с помощью следующей процедуры – функции двух переменных A, B

$$\text{Maxmod}(A, B) := \left| \begin{array}{l} \text{for } k \in 0..N \\ s_k \leftarrow xn + \frac{xv - xn}{N} \cdot k \\ G_k \leftarrow |pp(s_k, A, B)| \\ \max(G) \end{array} \right| \quad (4.7)$$

При обращении к этой функции интервал приближения (xn, xv) разбивается на $N+1$ точек $x = s_k$, где $k = 0, 1, 2, \dots, N$ и в каждой из них вычисляется модуль погрешности приближения G_k . Максимальное значение G_k присваивается переменной Maxmod . В результате для каждой пары чисел A, B вычисляется соответствующее значение максимального отклонения прямой $y_a = A + Bx$ от кривой $y = f(x)$ (рис. 4.5). Чем больше число N , тем точнее определяется результат.

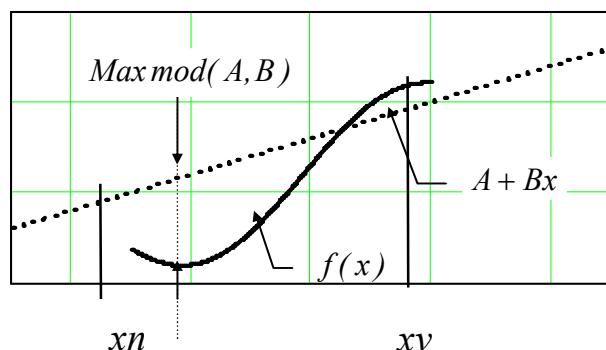


Рис. 4.5.

Если уравнение аппроксимирующей прямой содержит только одну переменную B (коэффициент наклона прямой $y_a = B \cdot x$), то функционал (4.7) также представляет собой функцию одной переменной

$$\text{Maxmod}(B) := \left| \begin{array}{l} \text{for } k \in 0..N \\ s_k \leftarrow x_n + \frac{x_v - x_n}{N} \cdot k \\ G_k \leftarrow |pp(s_k, B)| \\ \max(G) \end{array} \right. , \quad (4.8)$$

где $pp(s_k, B) = f(s_k) - B \cdot s_k$ - погрешность приближения в точке $x = s_k$.

Поиск точки минимума такой функции является более простой задачей, чем поиск координат точки минимума функции двух переменных A, B (4.7).

В современных версиях Mathcad для поиска значений переменных x_1, x_2, \dots, x_n , при которых функция $F(x_1, x_2, \dots, x_n)$ имеет минимальное значение, используется команда $\text{minimize}(F, x_1, x_2, \dots, x_n)$. Эта команда завершает блок решения, открываемый директивой *Given*, и возвращает вектор неизвестных x_1, x_2, \dots, x_n , при которых функция $F(x_1, x_2, \dots, x_n)$ имеет минимальное значение. Внутри блока *Given* → *minimize* могут размещаться различные ограничительные условия в виде равенств, или неравенств, определяющие рассматриваемую область изменения переменных x_1, x_2, \dots, x_n , а перед блоком этим переменным необходимо задать начальные значения. Они используются в качестве начального приближения к точке минимума функции F и их выбор влияет на результат, особенно если эта функция имеет несколько минимумов. Чем ближе начальное приближение к верному решению, тем быстрее и точнее будет получен правильный результат [19].

При расчете параметров ПНМ начальное приближение можно задавать в виде

$$Ap = \frac{p_2 f(p_1) - p_1 f(p_2)}{p_2 - p_1}, \quad Bp = \frac{f(p_2) - f(p_1)}{p_2 - p_1}, \quad (4.9)$$

где p_1, p_2 - узлы интерполяции, т.е. такие две точки, расположенные внутри диапазона измерений ($xn \leq p_1 < p_2 \leq xv$), в которых погрешность приближения (4.3) равна нулю. В этих точках графики кривой $y = f(x)$ и аппроксимирующей прямой $y_a = Ap + Bp \cdot x$ пересекаются друг с другом, как это показано на рис. 4.6.

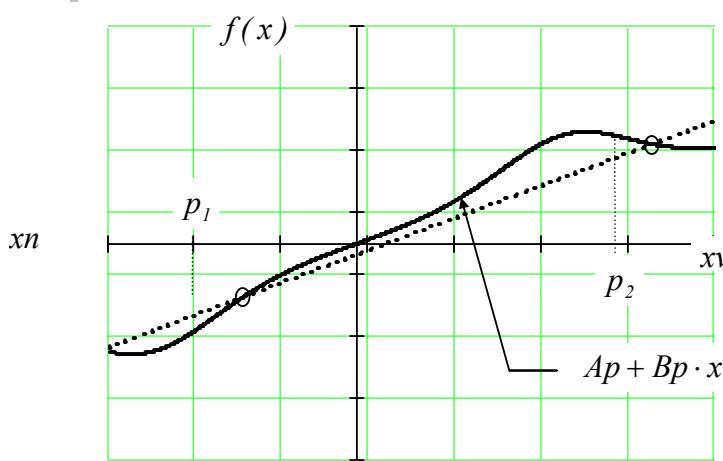


Рис. 4.6.

Выбор конкретных значений p_1 и p_2 в формулах (4.6) можно подчинить условию получения более менее равномерного распределения погрешности приближения (4.3) по диапазону измерений. Численные алгоритмы поиска минимума функций, встроенные в Mathcad, достаточно эффективны. Поэтому часто в качестве начального приближения достаточно задать сколь-нибудь приемлемые приближенные значения параметров ПНМ, например такие значения этих параметров

$$Ap = f(0), \quad Bp = \frac{f(xv) - f(xn)}{xv - xn}. \quad (4.10)$$

Для проверки правильности расчета параметров ПНМ рекомендуется выполнить хотя бы одно из следующих действий:

- построить график погрешности приближения (4.3) и проверить выполнение условий равномерного приближения (4.2);
- построить графики сечений поверхности (4.7) (или график функции (4.8)) в окрестности найденной точки минимума (A, B) и оценить их форму. При правильном расчете в точке (A, B) на этих графиках должна быть точка минимума;
- построить график функции одной переменной $0 \leq \theta \leq 2\pi$

$$s(\theta) = \operatorname{Max} \operatorname{mod}(A + R_\varepsilon \sin(\theta), B + R_\varepsilon \cos(\theta)) - \operatorname{Max} \operatorname{mod}(A, B), \quad (4.11)$$

где R_ε - радиус ε - окружности с центром в точке (A, B) .

Эта функция описывает приращения функционала $\operatorname{Max} \operatorname{mod}(A, B)$, которые он получает в точках, расположенных на окружности малого радиуса R_ε с центром в найденной точке минимума (A, B) . Если минимум найден верно, то должно выполняться условие $s(\theta) \geq 0$.

Вторая из указанных выше возможностей позволяет обнаружить (если они есть) другие (соседние) точки минимума функции (4.7), т.е. убедиться в том, найденные числа A, B являются координатами точки глобального минимума этой функции.

В ряде случаев параметры A, B аппроксимирующей прямой должны удовлетворять дополнительным условиям, например, условию равенства нулю средней погрешности приближения, т.е. условию

$$M_{II} = \int_{xn}^{xy} pp(x, A, B) dx = \int_{xn}^{xy} [f(x) - (A + Bx)] dx = 0. \quad (4.12)$$

В этом случае они связаны друг с другом линейным уравнением

$$A = \frac{I}{xv - xn} \int_{xn}^{xv} f(x) dx - \frac{B}{2}(xn + xv), \quad (4.13)$$

т.е. вместо функции двух переменных (4.1) получается функция одной переменной B , что упрощает поиск точки минимума этой функции. Однако, условие (4.1) в этом случае может не выполняться.

Если $y_a = Bx$, то выбор между соотношениями (4.1) и (4.12) решается на основе компромисса.

4.3. Алгоритмы расчета и выбора параметров ИДП в среде Mathcad

Рассмотрим задачу: необходимо рассчитать индуктивный датчик для измерения давления с диапазоном измерения 500 кПа (чувствительный элемент трубка Бурдона) и допустимой приведенной погрешностью 0,5 %, построенного с использованием ДСИП, включенного в ПОСМ. Требования к динамическим характеристикам: $t_{\text{п}}=\min$; $\omega_{\text{п}}=5 \text{ с}^{-1}$.

Решение поставленной задачи:

При использовании трубы Бурдона в качестве предварительного преобразователя справедлива зависимость:

$$x = k_{TB} P,$$

где k_{TB} - постоянный коэффициент, зависящий от размеров трубы Бурдона;
 P - измеряемое давление.

Исходя из вышеуказанного при $k_{TB} = 10^{-5}$ следует, что диапазон измерения перемещения сердечника для ДСИП будет $x = \pm 5 \text{ мм}$.

На рис. 4.7 представлена структурная схема ИДП для статического режима измерений рассчитываемого ИДП. В таблице 4.3 приведены статические характеристики звеньев ИДП, в таблице 4.4 приведена статическая характеристика и формулы для нахождения оптимальных значения А, В и погрешности от нелинейности ИДП.

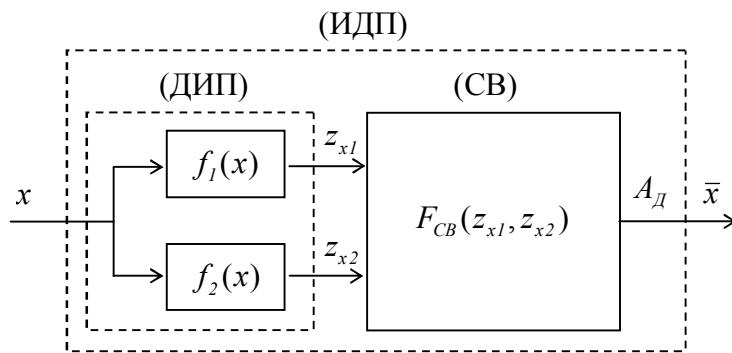


Рис. 4.7. Структурная схема ИДП для статического режима измерений

Таблица 4.3. Статические характеристики звеньев ИДП

Звено ИДП	Статическая характеристика звена	График	Схема
ДСИП	$z_{x1} = z_0 \left(1 + ax \left(1 - bx^2 \right) \right)$, $z_{x2} = z_0 \left(1 - ax \left(1 - bx^2 \right) \right)$		
ПОСМ	$U_D = U_P R_N \frac{z_{x1} - z_{x2}}{2z_{x1}z_{x2} + (R + 2R_N)(z_{x1} + z_{x2})}$ Функция: $U_x = \frac{ax}{1 - b^2 x^2}$		

Таблица 4.4. Статическая характеристика ИДП

ИПр \ СВ	ПОСМ	Оптимальные значения А, В и погрешность от нелинейности ИДП	График СХ при оптимальных А, В
ДСИП	$\bar{x} = \frac{Ax(1-bx^2)}{1-B^2x^2(1-bx^2)^2}$ $A = \frac{U_n\sigma a}{I+k+2\sigma}$ $B^2 = \frac{a^2}{I+k+2\sigma}$	$A = \frac{1-Q^2z_l^2(1-\lambda z_l^2)^2}{1-\lambda z_l^2}; B = \frac{Q}{xv}, \text{ где}$ $Q = \frac{\sqrt{\lambda}}{\sqrt{(1-\lambda z_l^2)(1-\lambda z_2^2)[1-\lambda(z_l^2+z_2^2)]}}$ $\gamma_n = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{A(1-\lambda)}{1-Q^2(1-\lambda)^2} \right]$	

Динамическая характеристика: колебательное звено 2-го порядка (т.к. имеется предварительный преобразователь – трубка Бурдона):

$$W_d(p) = \frac{K}{T_2^2 p^2 + 2\xi T_2 p + 1}.$$

Для решения поставленной задачи ниже приведен расчет в системе компьютерной математики Mathcad. Расчет физических параметров ИДП построен по алгоритмам главы 3 диссертационной работы.

Задаем требования датчика:

```

vд := 0.5 %    максимальная погрешность от нелинейности
xv := 5  мм    диапазон измерений (верхняя граница диапазона измерений)
dzt := 10 %    требуемое значение относительной девиации сопротивления катушки
ηt := 5 %    требуемое значение доли активного сопротивления катушки

```

Задаем параметры СИП:

$R := 1$ мм средний радиус катушки
 $r := 0.4$ мм радиус сердечника
 $lk := 7.5$ мм длина катушки
 $lc := 10$ мм длина сердечника
 $tv := 0.1$ мм величина воздушного зазора между сердечником и катушкой

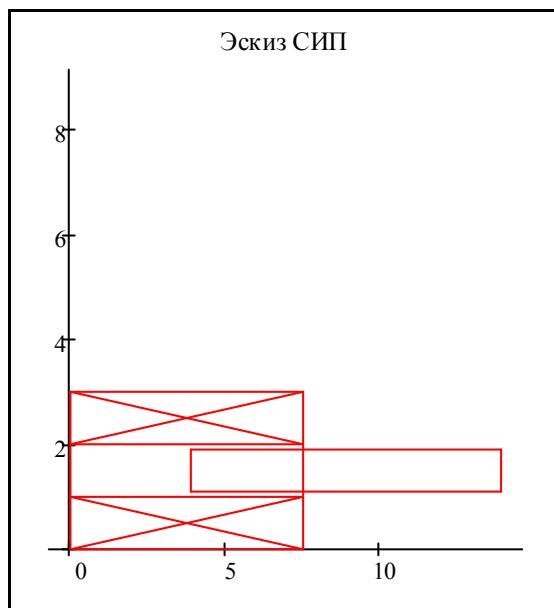
 $z0 := 2500$ Ом начальное сопротивление катушки [250...2500]
 $dp := 0.05$ мм диаметр провода [0,01...0,3]

Тип преобразователя: Дифференциальный (ДИП)
 Полудифференциальный (ПДИП)

Задаем параметры СВ:

$U_{\text{пп}} := 3.3$

Тип схемы включения: ПОСМ
 ПРСМ



Результат расчета ИПр:

$R = 1$ мм	$z_0 = 2.5 \times 10^3$ Ом
$r = 0.4$ мм	$d_p = 0.05$ мм
$l_k = 7.5$ мм	$w = 2 \times 10^3$ витков
$l_c = 10$ мм	$R_k = 106.15446$ Ом
$t_v = 0.1$ мм	
$l_t = 2.76066$ мм	$\eta = -288.61275 \cdot \%$
	$d_z = 101.47124 \cdot \%$
	$\gamma_{sip} = 0.77775 \cdot \%$
	$\delta_{ma} = 30.00176 \cdot \%$
	$x_p = 5.13033$
	$a = 0.21241$
	$b = 2.37784 \times 10^{-3}$
	$f_p = 1.16132i \times 10^5$ Гц

Наложенные требования:

$d_{zt} = 10 \cdot \%$
$\eta_t = 5 \cdot \%$
$x_v = 5$ мм
преобразователь = "ДСИП"

$\Delta_{td} := 1$ А/м² допустимая величина плотности тока
 $P_{rd} := 0.1$ Вт допустимая тепловая мощность [0,01...0,1]

Результат расчета СВ:

Плотность тока катушек	$\Delta_t = 0.33614$	А/м ²
Тепловая мощность активного сопротивления катушки	$P_r = -3.14299 \times 10^-7$	Вт
Мощность измерительного сигнала моста:	$P_n = 1.0201$	Вт

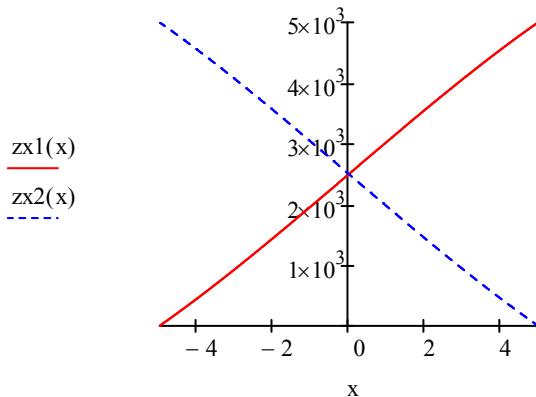


Рис. 4.8. Статическая характеристика ИПр

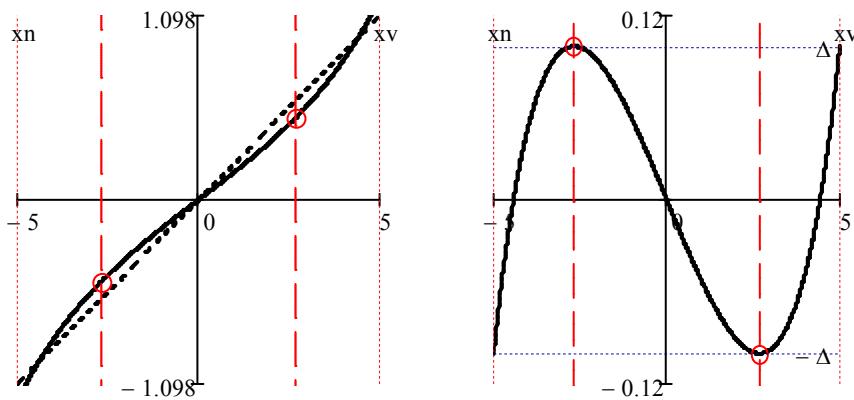


Рис. 4.9. Погрешность от нелинейности ИДП

4.4. Апробация методики расчета и рекомендации по совершенствованию ИДП

Подавляющее большинство выпускаемых ИДП имеют наружный диаметр 8 мм и примерно одинаковую конструкцию. Этим ИДП присущи некоторые конструктивные и метрологические недостатки, которые следует непременно учитывать при их эксплуатации.

При всех достоинствах ИДП диаметром 8 мм они имеют два серьезных недостатка, которые снижают их надежность и достоверность их показаний.

Конструктивный недостаток ИДП обусловлен малым диаметром корпуса. Выполненные в таком корпусе шариковые направляющие с шарами диаметром 0,68 мм не могут обеспечить длительную точную работу. Шары быстро изнашиваются, теряют круглую форму, сползают. Это приводит к увеличению погрешности ИДП. Кроме того, в таком маленьком корпусе трудно надежно закрепить кабель. При движениях кабеля, неизбежных в эксплуатации, происходит смещение настройки ИДП.

По конструктивным соображениям разработчики не стремятся уменьшать диаметр провода менее 0,08 мм, потому что таким тонким проводом трудно мотать качественные рядные обмотки. А обмотки должны быть строго

одинаковые, в том числе по сопротивлению и числу витков, иначе не будет линейности. Изменение диаметра датчика никаких практических трудностей не вызывает. Большинство датчиков применяется в автоматическом и безлюдном производстве, для этого разрабатывают автоматы, приборы, приспособления и стандартный посадочный диаметр в этих случаях не важен.

Из вышесказанного следует: в современных ИДП имеется необходимость увеличения диаметра индуктивного соленоидного датчика до 10 мм. С целью исследования этого вопроса проведена серия расчетов и получены результаты.

При расчете соленоидного индуктивного преобразователя использовались расчетная схема преобразователя (рис. 3.9) и методика расчета, изложенная в разделе диссертации. За основу анализа взят серийный датчик М-022 (Микромех). Результат расчета погрешности практически совпадает с основной погрешностью, указанной в паспорте датчика, что доказывает достоверность методики расчета.

В качестве варьируемых исходных данных принимались следующие параметры СИП (см. рис. 3.9):

$l_c = 2p_c$ – длина сердечника;

$l_k = 2p_k$ – длина катушки;

t_θ – величина воздушного зазора;

r – радиус сердечника;

R – средний радиус катушки;

d_{II} – диаметр провода.

В качестве результатов расчета принимались:

d_z – относительная девиация сопротивления катушки, характеризующая чувствительность СИП;

η – доля активного сопротивления катушки;

γ_s – погрешность от нелинейности статической характеристики СИП;

δ_m – погрешность приближения, возникающая вследствие аппроксимации статической характеристики СИП кубическим полиномом.

Результаты расчета считались удовлетворительными при выполнении следующих условий:

$$d_z \geq 10\%, \quad \eta \leq 5\%, \quad \delta_m \leq 0,5\%.$$

В таблице 4.5 показаны результаты расчетов для датчиков диаметром 8 мм и 10 мм.

Таблица 4.5. Результаты расчетов ИДП с СИП

Параметры	Диаметр корпуса	
	8 мм (М-022)	10 мм
R	2,2 мм	2,7 мм
r	1 мм	1 мм
l_k	6,3 мм	9,2 мм
l_c	10,2 мм	10,2 мм
t_e	0,35 мм	0,35 мм
Результаты	Диаметр провода d_π	
	0,06 мм	0,15 мм
η	37,41 %	1,09 %
d_z	26,35 %	26,35 %
γ_s	0,61 %	0,61 %
δ_m	0,6 %	0,6 %
w	2000 витков	352 витка
	0,06 мм	0,15 мм
	98,5 %	2,87 %
	20,37 %	20,37 %
	0,3 %	0,3 %
	0,26 %	0,26 %
	4000 витков	816 витков

Из анализа данных таблицы 4.5 и проведенных расчетов следует:

1. уменьшение диаметра провода (который сильно влияет на активное сопротивление катушки) приводит к резкому увеличению доли активного сопротивления η и увеличению числа витков w . Поэтому требование $\eta \leq 5\%$ ограничивает стремление максимально снизить диаметр провода катушки (т.е. следовать принципу «чем тоньше – тем лучше»); активное сопротивление

выгодно снижать – это улучшает выходной сигнал. Провод выгодно более толстый. Число витков должно обеспечивать необходимую индуктивность.

2. при переходе от диаметра корпуса ИДП с СИП 8 мм к диаметру 10 мм необходимо руководствоваться данными таблицы 4.5. В этом случае достигается:

- увеличение доли активного сопротивления в 2,5 раза;
- увеличение относительной девиации сопротивлений на 20%;
- снижение погрешности от нелинейности в 2 раза;
- снижение погрешности приближения более, чем в 2 раза.

Общий вывод: при увеличении диаметра датчика до 10 мм требуется увеличить длину катушки на 20%, что дает уменьшение погрешности от нелинейности и погрешность приближения в 2 раза; также увеличение диаметра датчика до 10 мм позволяет увеличить радиус катушки, а не только увеличить шарики и усилить манжету для провода. Это положительный результат, хоть «страдает» (немного) относительная девиация сопротивления и доля активного сопротивления. В результате повышается механическая прочность датчика, увеличивается срок его службы и снижаются эксплуатационные расходы. Если какая-либо фирма-производитель отойдет от старого стандарта и начнет выпускать ИДП диаметром 10 мм, то ИДП конструктивно станет значительно качественнее и надежнее в эксплуатации.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Индуктивные датчики перемещения (ИДП) широко применяются при создании различных информационно-измерительных и управляющих систем (ИИУС) и выполняют в них наиболее важные функции.

Опыт эксплуатации ИДП свидетельствует о том, что они надежны, легки в монтаже, не требуют при изготовлении дорогостоящих материалов, имеют простую конструкцию, малые габариты и массу. Благодаря этим достоинствам индуктивные датчики успешно применяются в различных областях техники.

Современные ИДП выпускают ведущие зарубежные фирмы США, Европы и Японии: Tesa (Швейцария), Mahr (Германия), MITUTOYO (Япония), Marposs (Италия) и др. В России ИДП различного назначения разрабатывают и выпускают множество приборостроительных организаций и фирм: «НИИизмерения» (г. Москва), «РОБОКОН» (г. Москва), завод «Измерон» (г. Санкт-Петербург) и ООО «Микромех» (г. Санкт-Петербург).

ИДП востребованы при создании различных ИИУС, но до сих пор не достигнуты их потенциальные возможности. Причиной этому является отсутствие полноценной теории ИДП, адекватно описывающей свойства и характеристики индуктивных датчиков, а также недостатки проектирования ИДП, связанные с применением традиционных методов расчета, что снижает их эффективность и затягивает сроки проектирования.

Поэтому весьма актуальной задачей является разработка универсальных, эффективных и достоверных математических моделей ИДП, пригодных для автоматизированного расчета и проектирования датчиков.

Целью диссертационной работы является повышение точности и снижение сроков проектирования индуктивных датчиков перемещения для информационно-измерительных и управляющих систем.

Результаты диссертации заключаются в том, что они являются базой для автоматизированного проектирования и модернизации индуктивных датчиков перемещения для информационно-измерительных и управляющих систем. В

диссертации разработаны математические модели и алгоритмы расчета ИДП, сокращающие сроки проектирования датчиков за счет автоматизации проектно-конструкторских работ.

В результате проведенных исследований получены следующие основные результаты:

- определены шесть основных типов конструкции индуктивных датчиков, отличающихся формой статической характеристики, используемых в измерительных каналах ИИУС;
- разработаны структурно-математические модели ИДП для статического режима измерений, позволяющие установить непосредственную связь между выходными статическими характеристиками ИДП и физическими параметрами датчиков;
- получены формулы для расчета параметров статической характеристики ИДП, обеспечивающие минимальное значение максимальной приведенной погрешности от нелинейности этой характеристики и заданную чувствительность датчика;
- разработаны алгоритмы расчета параметров передаточной функции измерительного канала ИИУС с ИДП по критериям минимума длительности переходного процесса, максимума ширины полосы пропускания частот, минимума интегральных оценок переходного процесса и заданных показателей динамической точности;
- разработаны алгоритмы и методика автоматизированного расчета ИДП с использованием системы компьютерной математики Mathcad, позволяющая более чем в два раза сократить сроки проектирования ИДП для измерительного канала ИИУС;
- доказана возможность уменьшения в два раза погрешности от нелинейности статической характеристики и повышения механической прочности ИДП М-022 за счет увеличения его диаметра до 10 мм и увеличения длины катушки на 20%;

– создано современное компьютеризированное приложение к курсу «Основы проектирования приборов и систем» для студентов, обучающихся по направлению подготовки 200100 «Приборостроение», в виде комплекса учебных заданий для курсового и дипломного проектирования.

Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались на заседаниях научно-методического семинара кафедры «Приборы и информационно-измерительные системы» Московского государственного университета приборостроения и информатики (2008, 2011) и научной конференции «Актуальные проблемы приборостроения, информатики и социально-экономических наук» (2008).

По теме диссертации опубликовано семь научных статей, в том числе две в издании, рекомендованном ВАК РФ (индекс в общероссийском каталоге 79727 перечня ведущих рецензируемых научных журналов и изданий от 04.2008), а также три учебно-методические работы по дисциплинам «Автоматизация инженерных расчетов» и «Основы проектирования приборов и систем».

Результаты исследований используются специалистами ОАО «ЦНИТИ» при разработке новой техники, а также реализованы в учебном процессе на кафедре «Приборы и информационно-измерительные системы» Московского государственного университета приборостроения и информатики при подготовке инженерных кадров по специальности 200101 «Приборостроение» по дисциплинам: «Точность измерительных приборов», «Основы проектирования приборов и систем», «Проектирование контрольно-измерительных приборов и систем», «Автоматизация инженерных расчетов».

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Щепетов А.Г. Теория, расчет и проектирование измерительных устройств. Часть 1. Теория измерительных устройств. – М.: ФГУП «Стандартинформ», 2006 – 326 с.
2. Щепетов А.Г. Теория, расчет и проектирование измерительных устройств. Часть 2. Расчет измерительных устройств. – М.: ФГУП «Стандартинформ», 2007 – 344 с.
3. Боднер В.А., Алферов А.В. Измерительные приборы. В 2-х томах. Т.1: Теория измерительных приборов. Измерительные преобразователи – М.: Издательство стандартов, 1986 – 392 с.
4. Федотов А.В., Расчет и проектирование индуктивных измерительных устройств. – М.: Машиностроение, 1979 – 146 с.
5. Буль Б.К. Основы теории и расчета магнитных цепей. – М.-Л.: Энергия, 1964 – 464 с.
6. Назаров Н.Г. Метрология. Основные понятия и математические модели. Учебное пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 2002 – 348 с.
7. Боднер В.А. Приборы первичной информации. – М.: Машиностроение, 1981 – 297 с.
8. Щепетов А.Г. Автоматизация инженерных расчетов в среде Mathcad. Практическое пособие. – М.: ФГУП «Стандартинформ», 2006 – 264 с.
9. Васильев С.В., Щепетов А.Г. Исследование методов алгоритмической коррекции статических характеристик измерительных устройств. Приборостроение. Сборник научных трудов. – М.: МГУПИ, 2007 – 219 с.
- 10.Дьяконов В.П. Mathcad 11/12/13 в математике. Справочник. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007 – 958 с.
- 11.Гофман В.Э., Хомоненко А.Д. Delphi 6. – СПб.: БХВ-Петербург, 2001 – 1152 с.

12. <http://ptc.com/> – Mathcad Resource Center: Mathcad Example Files. Сайт производителя, раздел поддержки, страница примеров Mathcad файлов.
13. Коптев Ю.Н. Датчики теплофизических и механических параметров. Том I, книга 1. Справочное издание. – М.: МГУЛ, 2000 – 458 с.
14. Коптев Ю.Н. Датчики теплофизических и механических параметров. Том I, книга 2. Справочное издание. – М.: МГУЛ, 2001 – 512 с.
15. Дьяконов В. П. Система MathCAD: Справ. – М.: Радио и связь, 1993 – 127 с.
16. Mathcad 11. User's Guide. Mathsoft Engineering&Education Inc., 2003 – 228 с.
17. Mathcad 12. User's Guide. Mathsoft Engineering&Education Inc., 2004 – 184 с.
18. Mathcad 13. User's Guide. Mathsoft Engineering&Education Inc., 2006 – 168 с.
19. Дьяконов В. П. Mathcad 8/2000: Спец. справ. – СПб.: Питер, 2000 – 592 с.
20. Дьяконов В. П. Mathcad 2000: Учеб. курс. – СПб.: Питер, 2000 – 592 с.
21. Дьяконов В. П. Maple 9 в математике, физике и образовании. – М.: СОЛООН-Пресс, 2004 – 688 с.
22. Дьяконов В.П. Mathematica 4.1/4.2/5.0 в математических и научно-технических расчетах. – М.: СОЛООН-Пресс, 2004 – 696 с.
23. Дьяконов В.П. MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5. Основы применения. – М.: СОЛООН-Пресс, 2004 – 768 с.
24. Дьяконов В.П. MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5 в математике и моделировании. – М.: СОЛООН-Пресс, 2005 – 576 с.
25. Федотов А.В. Основы теории индуктивных измерительных преобразователей. – Омск, 1999 – 149 с.
26. Найфэ А.Х. Методы возмущений. – М.: Мир, 1976 – 456 с.
27. Лившиц Н.А., Пугачев В.Н. Вероятностный анализ систем автоматического управления. Т. I: Вероятностные и статистические характеристики воздействий и процессов. Линейные стационарные и нестационарные системы. – М.: Советское радио, 1963 – 896 с.
28. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин: (Измерительные преобразователи). Учеб. пособие для вузов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинградское отделение, 1983 – 320 с.

29. Новицкий П.В., Зограф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинградское отделение, 1985 – 248 с.
30. Четверикова В.Н. Организация взаимодействия человека с техническими средствами АСУ, том 7: Системное проектирование взаимодействия человека с техническими средствами. – М.: Высшая Школа, 1991 – 142 с.
31. Носач В.В. Решение задач аппроксимации с помощью персональных компьютеров. – М.: МИКАП, 1994 – 382 с.
32. Французова Г.А., Востриков А.С. Теория автоматического регулирования. – Новосибирск, 2003 – 363 с.
33. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2003 – 604 с.
34. Харт Х. Введение в измерительную технику. Пер. с нем. М.М. Гольмана. – М.: Мир, 1999 – 391 с.
35. Калантаров П.Л. Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. Справочная книга. 3-е изд. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинградское отделение, 1986 – 488 с.
36. Немцов М.В. Справочник по расчету параметров катушек индуктивности. 2-е изд. – М.: Энергоатомиздат, 1989 – 192 с.
37. Осадчий Е.П. Проектирование датчиков для измерения механических величин. – М.: Машиностроение, 1979 – 480 с.
38. Сидоров И.Н., Христинин А.А., Скорняков С.В. Малогабаритные магнитопроводы и сердечники. – М.: Радио и связь, 1989 – 384 с.
39. Сольницев Р.И. Автоматизация и проектирование систем автоматического управления. – М.: Высшая школа, 1991 – 335 с.
40. Виглеб Г. Датчики. Устройство и применение. Пер. с нем. М.А. Хацернова. – М.: Мир, 1989 – 196 с.
41. Филлипс Ч., Харбор Р. Системы управления с обратной связью. Пер. с англ. Б.И. Копылова. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2001 – 616 с.
42. Кацнельсон О.Г., Эдельштейн А.С. Автоматические измерительные приборы с магнитной подвеской. – М.: Энергия, 1970 – 216 с.
43. Срибнер Л.А. Точность индуктивных преобразователей перемещений. – М.: Машиностроение, 1975 – 105 с.

44. Высоцкий А.В., Карпович И.Б., Соболев М.П., Этингоф М.И. Приборы автоматического управления обработкой на металлорежущих станках. – М.: Машиностроение, 1995 – 328 с.

Приложение А. Программа расчета и выбора параметров ИДП с ЗИП

Приложение Б. Программа расчета и выбора параметров ИДП с ПИП

Приложение В. Программа расчета и выбора параметров ИДП с СИП