

МИНИСТЕРСТВО ОБЩЕГО И ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЕВА

Н. Н. Васин

УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ
ТЕМПЕРАТУРЫ
ВРАЩАЮЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ
НА ОСНОВЕ БЕСКОНТАКТНЫХ
ИНДУКЦИОННЫХ ТОКОСЪЕМНИКОВ

САМАРА 1997

Васин Н.Н. Устройства измерения температуры вращающихся объектов на основе бесконтактных индукционных токосъемников / Самар. гос. аэрокосм. ун-т: Самара, 1997. 132 с.

В монографии рассматриваются вопросы исследования и разработки устройств измерения температуры вращающихся объектов на основе предложенных автором бесконтактных индукционных токосъемников. Разработанные устройства характеризуются достаточно высокими метрологическими характеристиками в условиях воздействия вибраций, ускорений, могут работать в масляно-аэрозольной среде при температуре 150...250⁰С. На основе бесконтактных индукционных токосъемников разработаны и внедрены автоматизированные системы измерения температуры деталей роторов авиационных ГТД, имеющие высокие метрологические характеристики.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и эксплуатацией систем экспериментальных исследований и испытаний образцов новой техники. Она может быть полезна преподавателям и студентам старших курсов специальностей "Автоматизированные системы обработки информации и управления" и "Информационно - измерительные системы".

Табл. 15. Ил. 86. Библиогр. 101 назв.

Рецензенты: д.т.н., профессор К. Л. Куликовский,
д.т.н., профессор Ю. И. Стеблев

ISBN 5-7883-0028-2

© Н.Н.Васин, 1997
© Самарский государственный
аэрокосмический университет,
1997

ВВЕДЕНИЕ

Автоматизация научных исследований и комплексных испытаний образцов новой техники способствует ускорению темпов научно-технического прогресса. Эффективность автоматизации тем выше, чем сложнее и дороже объект исследования. Примером тому могут быть стендовые испытания современного газотурбинного двигателя (ГТД), применяемого в различных отраслях техники: авиации, судостроении, автомобилестроении, железнодорожном транспорте, энергетике. В процессе испытаний производятся тысячи измерений и регистрируются сотни параметров. Автоматизация измерений и ввода данных для последующей обработки в ЭВМ позволяет значительно сократить длительность испытаний и, следовательно, срок доводки двигателя. Системы автоматизации экспериментальных исследований и производственных испытаний ГТД содержат большое число датчиков, преобразующих температуру, давление, усилия, скорость вращения и другие физические параметры в электрические сигналы. Причем число генераторных датчиков с низким уровнем выходного сигнала, таких как термопары (ТП), является преобладающим и в ряде случаев достигает 80% от общего числа.

Одной из важнейших задач при испытаниях ГТД и их агрегатов является измерение температуры деталей ротора турбины. Современные пирометры позволяют с достаточно высокой точностью через специально созданные в ГТД окна измерять температуру поверхности деталей ротора, которые находятся в зоне прямой видимости, что существенно ограничивает контролируемую область. Поэтому при термометрировании деталей ротора в качестве датчиков, как правило, используются термопары, а передача их сигналов с ротора на статор осуществляется с помощью контактных или бесконтактных токосъемников.

Передача постоянных сигналов низкого уровня с ротора вращающегося объекта на статор является актуальной задачей, не имеющей в настоящее время удовлетворительного решения. Высокие скорости вращения и низкий уровень передаваемых сигналов не позволяют эффективно использовать контактные токосъемники. Современные ГТД характе-

ризуются скоростью вращения до 20 000 об/мин и выше, что приводит, в ряде случаев, к выходу токосъемника из строя прежде чем двигатель выйдет на режим. Поэтому новые разработки направлены на создание "бесконтактных токосъемников", позволяющих передавать сигналы термоэлектрических датчиков с ротора на статор с высокой надежностью и точностью. Промышленность такие устройства серийно не выпускает.

Применение бесконтактных токосъемников ограничено условиями эксплуатации: воздействие вибраций, ускорений, работа в масляно-аэрозольной среде при температуре до 150...250°C. При таких условиях эксплуатации на роторе невозможно разместить радиоэлектронные элементы, чтобы использовать устройства ближней телеметрии. Поэтому для передачи постоянных сигналов милливольтового уровня с ротора на статор наиболее предпочтительным является бесконтактный токосъемник индукционного типа.

На протяжении последних лет в Самарском государственном аэрокосмическом университете разрабатываются и исследуются методы и устройства измерения температуры вращающихся объектов (ВО). В качестве датчиков используются термодпары, сигналы которых передаются с ротора на статор с помощью предложенных бесконтактных индукционных токосъемников (БИТ), информационный сигнал передается посредством магнитного поля. Требуемая точность реализуется за счет формирования в измерительной цепи образцового сигнала. Высокий уровень магнитного поля, формирующего образцовый компенсационный сигнал, по сравнению с уровнем поля сигнала датчика позволяет получить высокую помехозащищенность измерительных устройств. Тестово-компенсационный метод измерения позволяет избавиться от ряда недостатков, присущих бесконтактным токосъемникам, таких как зависимость информационного сигнала от скорости вращения ротора, влияние на результат измерения сопротивления измерительной цепи, изменяющегося при изменении температуры окружающей среды.

Исследованию и разработке устройств измерения температуры вращающихся объектов (УИТ ВО) на основе предложенных автором бесконтактных индукционных токосъемников посвящена настоящая работа. Предложенные БИТ различной конструкции позволяют с высокой точностью передавать низкоуровневые постоянные сигналы термоэлектрических датчиков с ротора на статор. На основе БИТ разработаны автоматизированные системы измерения температуры деталей роторов авиационных ГТД. Созданные программно-аппаратные средства характеризуются длительным ресурсом функционирования, высокой точностью и достоверностью результатов измерения при работе в жестких условиях эксплуатации. Автоматизированные системы измерения температуры деталей роторов ГТД внедрены на стендах испытаний авиационных двигателей ОАО СНТК имени Н.Д.Кузнецова.

Глава 1 монографии посвящена анализу существующих устройств и методов измерения температуры вращающихся объектов, в том числе рассматриваются устройства передачи низкоуровневых сигналов с ротора на статор с помощью бесконтактных токосъемников индукционного типа. Показано, что несмотря на большое число существующих разработок, требования к устройствам измерения температуры на роторе, предъявляемые конструкторами ГТД, остаются неудовлетворенными.

В главе 2 анализируются простейшие модели предложенных бесконтактных токосъемников. Исследуются возможности и ограничения данных измерительных преобразователей. Показано, что на основе предложенных БИТ возможно создание УИТ ВО высокой точности.

В главе 3 анализируются основные характеристики БИТ с учетом реальных параметров их конструкции. С этой целью предложены и проанализированы усложненные модели БИТ.

В главе 4 проводится анализ помехозащищенности и методы подавления помех. Кроме того, проведено исследование погрешностей, проанализированы методы обработки экспериментальных данных.

В главе 5 приводится описание разработанных устройств и систем автоматизации измерения температуры ВО. В заключении приведены основные выводы и результаты разработок.

На базе созданных программно-аппаратных средств поставлен комплекс лабораторных работ по курсу "Устройства связи с объектом" для студентов специальности 220200. Результаты работы используются в курсе лекций по дисциплине "Устройства связи с объектом", а также в курсовом и дипломном проектировании.

Автор выражает признательность профессору С.А.Прохорову за ценные советы по написанию данной книги, а также инженеру А.Ю.Петрову, принимавшему участие в разработке программно-аппаратных средств созданных автоматизированных систем.

Глава I

УСТРОЙСТВА И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ВРАЩАЮЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ

1.1. Электрические и неэлектрические устройства и методы измерения температуры вращающихся объектов

Обширная область задач измерения температуры вращающихся объектов обусловила большое число электрических и неэлектрических методов и устройств измерения. Среди неэлектрических методов, применительно к измерениям температуры деталей роторов ГТД, можно выделить метод термокрасок и плавких вставок [1, 2, 3].

Метод термокрасок. На детали ротора наносится термокраска, которая под воздействием температуры изменяет цвет. По окончании эксперимента ГТД демонтируется и по цвету краски определяется максимальная температура, воздействовавшая на деталь. Невозможность определения температуры в ходе эксперимента, необходимость демонтажа двигателя и определение одного (максимального) значения температуры ограничивает применение данного метода.

Метод плавких вставок [1] используется, главным образом, при градуировке измерительных систем, реализованных с использованием электрических методов измерения. Суть его состоит в том, что в точке измерения температуры монтируется вставка из материала, имеющего известную температуру плавления, которая меньше температуры плавления деталей конструкции и меньше температуры, при которой работает термометрируемая деталь. При равномерном нагреве детали и достижении температуры плавления вставки на графике зависимости температуры от времени образуется горизонтальный участок, что обусловлено поглощением тепла при плавлении. Метод дополняет устройства и системы, использующие электрические методы измерения, и применяется, главным образом, для градуировки термоэлектрических датчиков.

Пирометрические устройства позволяют с достаточно высокой точностью термометрировать детали ротора через специально созданные на ВО окна, причем термометрируемые детали должны находиться в зоне прямой видимости [4]. Это в значительной мере ограничивает контролируемую область. Пирометры основаны на использовании излучения нагретым телом. Измерение температуры происходит без непосредственного контакта датчика и термометрируемой детали, что является главным достоинством пирометров. По принципу измерения излучаемой энергии пирометры классифицируются на энергетические и спектрального распределения. Энергетические, в свою очередь, подразделяются на пирометры полного излучения (радиационные), частичного излучения и монохрома-

тические. Радиационные пирометры измеряют интегральную (полную) интенсивность излучения термометрируемого объекта. Объектив пирометра наводится на объект и вся энергия излучения (по крайней мере большая её часть) фокусируется на чувствительный элемент (ЧЭ) приемника. В качестве ЧЭ радиационных пирометров используется либо термобатарея из последовательно включенных термопар (ТП), либо болометр [5]. По показаниям сигнала ЧЭ судят об измеряемой температуре.

В пирометрах частичного излучения используется энергия части диапозона, обычно либо электромагнитное поле инфракрасного излучения, либо видимый спектр. В качестве ЧЭ применяют фотоэлементы, фотодиоды, фоторезисторы [6].

Яркостные (монохромные) пирометры используют сравнение яркости термометрируемого объекта с известной яркостью нити накалывания фотометрической лампы. Сравнение интенсивности излучения объекта и образцового устройства (нити фотометрической лампы) производится в узком диапазоне спектра, для чего применяют светофильтры, поэтому такие пирометры получили название монохромных [5]. Объект и нить фотометрической лампы фокусируются на одной плоскости. При одинаковой яркости нить на фоне объекта невидима. Если яркость объекта выше, то нить на фоне объекта видна черной и, наоборот, если яркость объекта ниже, то нить видна белой. Яркость лампы определяется напряжением накала, которое градуируется в значении измеряемой температуры объекта.

В цветовых пирометрах измеряется отношение интенсивности излучения на двух длинах волн (спектральное отношение). Это отношение зависит от температуры объекта и практически не зависит от параметров промежуточной среды, что является их основным достоинством. Поэтому при более высокой сложности и цене точность цветовых пирометров обычно выше яркостных и радиационных [7, 8]. Погрешность большинства современных пирометров составляет 1...2% [9].

Наряду с достоинствами пирометры, как и другие измерительные устройства, имеют ряд недостатков. Главным из них является то, что пирометры измеряют температуру поверхности объекта в зоне прямой видимости, куда можно навести объектив прибора. А при испытаниях ГТД необходимо измерять температуру по сечению отдельных деталей и в местах, недоступных для непосредственного наблюдения. Кроме того, температура объекта и газа, протекающего вдоль его поверхности, могут существенно различаться. Поскольку "наводка на резкость" производится экспериментатором достаточно субъективно, то при измерении возникают существенные погрешности. На показания пирометра сильное влияние оказывает отраженное излучение. В работе [10] отмечается, что пирометрические методы позволяют получать достаточно точные результаты до тех пор, пока отраженное излучение не превышает 50% сигнала. Для снижения этих негативных эффектов поверхность исследуемых деталей ротора покрывается люминофорами. Однако и в данном случае возможно измерение только температуры поверхности объекта.

1.2. Устройства и методы передачи сигналов термоэлектрических датчиков с ротора на статор

При измерении температуры ВО в качестве датчиков, как правило, используются терморезисторы. При этом возникает задача передачи низкоуровневых постоянных сигналов ТП с ротора на статор. Очевидность метода передачи сигнала с помощью контактных токосъемников обеспечила широкое применение этих устройств [1, 11]. Основным недостатком контактных токосъемников является шум, возникающий из-за переменного сопротивления контакта. Падение напряжения на переходных сопротивлениях контактов составляет величину, соизмеримую с передаваемым сигналом ТП. При высоких частотах вращения резко повышается нестабильность переходных сопротивлений контактов. Значительное влияние на точность контактного токосъемника оказывает контактная термо-э.д.с. Для снижения уровня шумов предложено подогревать контакты [1], что, однако, не позволило до настоящего времени создать токосъемник с удовлетворительными характеристиками.

Существенного улучшения контакта можно добиться, используя ртутные токосъемники [12], у которых паразитная э.д.с. и переходное сопротивление контакта сравнительно малы. Высокая токсичность паров ртути резко ограничила применение данных устройств. С увеличением линейной скорости больше 10 - 12 м/с испарение и разбрызгивание ртути резко возрастает. Уменьшение испарения ртути возможно только за счет усложнения конструкции токосъемника. Испарение ртути возрастает и с ростом температуры окружающей среды. Однако при понижении температуры до отрицательных значений ртуть замерзает и токосъемник выходит из строя. Кроме того, с целью предотвращения образования посторонней пленки на контактных дорожках в ртутных токосъемниках используются благородные металлы [13], что повышает их стоимость.

Вторым фактором, ограничивающим применение контактных токосъемников, является короткий срок их службы. По данным, приведенным в [13], срок службы как ртутных, так и твердотельных контактных токосъемников не превышает 1000 часов, причем износ контактных дорожек зависит от окружной скорости вращения ротора. Реально срок службы контактных токосъемников, применяемых при испытаниях ГТД, на два порядка меньше. Быстрый механический износ контактов, особенно при высоких скоростях вращения ротора, не позволяет передавать сигналы низкого уровня с требуемой точностью. Подгорание контактов и их загрязнение под воздействием масляно-аэрозольной среды усугубляет этот процесс. Современные ГТД характеризуются скоростью вращения до 20000 об/мин и выше, что приводит в ряде случаев к выходу токосъемника из строя прежде, чем двигатель выйдет на режим. Отечественный двадцатиполюсный токосъемник ТС-13 имеет ресурс работы порядка 30 часов, что недостаточно. По данным фирмы "Solar Turbines International" реальная длительность эксплуатации контактных колец не превышает 20

часов, после чего резко возрастает уровень их шумов и они становятся практически непригодными для передачи информационных сигналов [14]. Поэтому, начиная с 70-х годов, и особенно в последние десять лет, бурное развитие получили безэлектродные методы и устройства передачи постоянных сигналов милливольтового уровня с ротора на статор.

Канал передачи сигнала может иметь различную природу: световой, радиоканал, емкостный, индуктивный [2]. При этом всегда выдвигается требование минимизации оборудования, размещаемого на роторе, поскольку оно работает в жестких условиях воздействия повышенных температур, давлений, ускорений и других вредных факторов. Значительная часть измерительных систем использует для передачи информации с ротора на статор радиоканал. На роторе размещается аппаратура, преобразующая сигналы датчиков в код, который передается через световоды или при помощи радиоантенн. Для передачи информации используются различные виды модуляции. В радиотелеметрической системе [14] напряжение питания передается со статорной части на ротор через трансформатор на частоте 160 кГц. Аналоговый коммутатор поочередно подключает терморезисторы ко входу усилителя, с выхода которого сигнал подается на частотный модулятор. Далее промодулированный сигнал после буферного усилителя передается через антенну на статорную часть измерительной системы. Несущие частоты генератора находятся в диапазоне 88 - 108 МГц, частотные интервалы, разделяющие несущие - 2 МГц.

В последнее время все более широкое применение находят кодово-импульсные методы модуляции, характеризующиеся наиболее высокой помехозащищенностью [13]. Передача информации может производиться не только по радио, но и по световому каналу. В качестве передающего элемента обычно используется светодиод, а в качестве приемного - фотодиод, характеризующийся более высоким быстродействием по сравнению с фототранзисторами и фоторезисторами. Передача энергии со статора на ротор происходит через вращающийся трансформатор. Структура вращающейся части не отличается от стационарных систем. Цифровая информация с АЦП подается на генератор кодовых посылок и через оптоэлектронную пару светодиод - фотодиод передается на статорную часть, где принимается, усиливается и дешифруется. В системе, описанной в работе [15], для повышения производительности передача информации происходит десятиразрядными словами через десять оптоэлектронных пар светодиод - фотодиод.

Обзор существующих систем измерения параметров на ВО показывает, что энергия питания аппаратуры, размещенной на роторе, обычно передается через трансформатор. Для передачи же измерительной информации с ротора на статор и управляющей - со статора на ротор используется комбинация каналов различной природы. Например, в бесконтактной измерительной системе в кассетном исполнении, разработанной совместно ДЭИС им. Бонч-Бруевича и Ленинградским металлическим заводом [16], питание аппаратуры на роторе осуществляется через вращающийся транс-

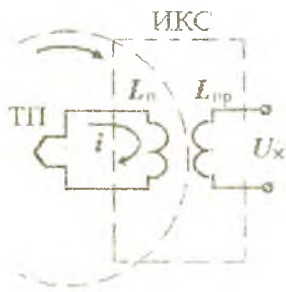
форматор, сигнал снимается через емкостный элемент связи. Приемный канал выполнен по схеме супергетеродина с ЧМ.

Устройства ближней телеметрии используются как для измерения сигналов термоэлектрических датчиков, так и для измерения деформаций с помощью тензодатчиков [2]. Работы в этом направлении ведутся постоянно, о чем свидетельствуют многочисленные публикации статей [17, 18, 19], патентов [20 ... 26], диссертаций и монографий [27 ... 30] по данной тематике.

Аппаратные средства, размещаемые на роторе, находятся в жестких условиях воздействия ускорений, вибраций, масляно-аэрозольной среды, повышенной температуры. При этом радиоэлементы не допускают температуру окружающей среды выше 120°C , что не всегда возможно обеспечить. В ряде тепловых машин место, где можно разместить токосъемник, характеризуется температурой окружающей среды до $200...250^{\circ}\text{C}$. Существенным ограничением для авиационных ГТД являются габариты и вес аппаратуры. Поэтому для работы в жестких условиях эксплуатации в диапазоне температур до $200...250^{\circ}\text{C}$ наиболее предпочтительными являются бесконтактные индукционные токосъемники [2, 26, 27].

1.3. Бесконтактные токосъемники с индуктивным каналом связи

Принцип действия бесконтактных индукционных токосъемников (БИТ) поясняет рис. 1.1. На вращающемся объекте в точке измерения температуры устанавливается ТП, подключенная к передающей катушке L_n . Протекающий по катушке ток i создает магнитное поле. При вращении ротора катушка L_n проходит мимо приемной L_{np} , в которой наводится электрический импульсный сигнал



$$U_x = d\psi / dt = d(Mi) / dt = i \cdot dM / dt + M \cdot di / dt = i \cdot dM / dt,$$

где ψ - потокосцепление,

M - взаимная индуктивность катушек L_n , L_{np} .

Рис. 1.1. БИТ

Составляющая $di / dt = 0$, поскольку э.д.с. ТП изменяется во времени сравнительно медленно и можно считать, что ток $i = const$. Амплитуда U_x пропорциональна току в цепи, т.е. пропорциональна э.д.с. ТП. Импульсный сигнал измеряется, и по амплитуде U_x судят об э.д.с. ТП и, следовательно, об измеряемой температуре. В данном случае информация передается по индуктивному каналу связи (ИКС).

Прямые методы измерения амплитуды наводимого в приемной катушке сигнала не позволяют реализовать высокоточные измерительные устройства, т.к. возникают значительные погрешности вследствие изменения активного сопротивления измерительной цепи и коэффициента связи между передающей и приемной катушками под влиянием изменения температуры окружающей среды, воздействия механических факторов, изменения параметров токоємника во времени, а также вследствие изменения скорости вращения ротора. Уменьшение влияния скорости вращения ротора и ряда других неинформативных факторов на результат измерения достигается за счет использования модуляции измеряемого сигнала или его компенсации.

Компенсационные методы в значительной степени устраняют влияние указанных неинформативных параметров. Однако при этом возрастает время преобразования, а точность ограничивается тем, что момент компенсации определить трудно из-за влияния помех и шумов при малых измеряемых сигналах. Известно, что в системах с отрицательной обратной связью чувствительность и точность системы определяется, главным образом, чувствительностью и точностью преобразователя в цепи отрицательной обратной связи. Поэтому в цепи отрицательной обратной связи используются высокостабильные преобразователи.

Примером бесконтактного индукционного токоємника, использующего компенсационный метод измерения, может служить устройство (рис. 1.2), описанное в [31, 32]. Горячий спай термопары устанавливается в контролируемой точке объекта с температурой $T_{гс}$, а холодный спай $T_{хс}$ - в месте, где возможно измерение температуры каким-либо методом со статора. Ток термопары I , протекающий в цепи передающей катушки $L_{сг}$, создает магнитный поток. Расположенный на роторе магнитопровод при вращении ротора взаимодействует со статорной частью магнитопровода и индуцирует импульсный сигнал в приемной катушке $L_{пр}$. Компенсирующая катушка создает в статорном магнитопроводе встречный поток магнитной индукции. При равенстве потоков сигнал в приемной катушке равен нулю.

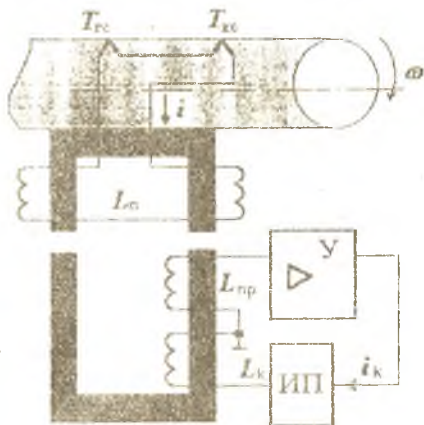


Рис. 1.2. Компенсационный БИТ

Об измеряемой э.д.с. судят по величине тока I_k , протекающего по катушке L_k и измеряемого преобразователем ИП. Поскольку в момент компенсации суммарный поток в статорном магнитопроводе равен нулю, то результат

измерения не зависит от скорости вращения ротора. Однако в данном устройстве, как и в ряде других, происходит компенсация потока в статорной части магнитопровода, в то время как для реализации всех достоинств компенсационного метода следовало бы компенсировать ток в цепи передающей катушки L_{Π} . В описываемом же устройстве ток i в цепи термопары может остаться некомпенсированным при компенсации потока в статорной части магнитопровода. Поэтому при изменении активного сопротивления цепи термопары, а также при изменении воздушного зазора между статорным и роторным магнитопроводами будет меняться результат измерения. Для снижения указанного влияния разработчики вынуждены принимать достаточно сложные меры для снижения влияния изменения сопротивления цепи, например включать в цепь термопары специально рассчитанные и подобранные терморезисторы [33].

Другим примером использования компенсационных методов измерения являются бесконтактные индукционные токосъемники (рис. 1.3 а, б) [34, 35]. В них используются компенсирующие катушки L_{K1} , L_{K2} , создающие в пространстве магнитное поле H , изменяющееся по линейному закону. Поэтому, когда передающая катушка L_{Π} входит в зону действия

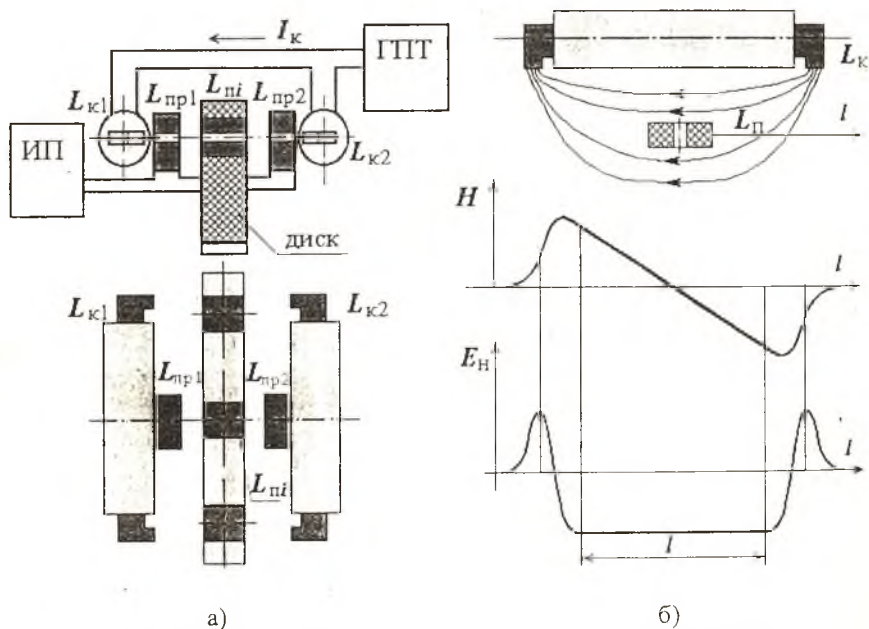


Рис. 1.3. БИТ с изменяющимся в пространстве магнитным полем

указанного поля, в ней индуцируется постоянная э.д.с. E_{Π} , которая вычитается из э.д.с. E_x термопары. Изменяя ток I_K генератора постоянного тока

ГПТ, протекающий по катушкам $L_{к1}$, $L_{к2}$, добиваются нулевого значения сигнала, наведенного в приемных катушках $L_{пр1}$, $L_{пр2}$, и по величине тока компенсации I_k судят об измеряемой э.д.с. E_x . В [34] отмечается, что для полной компенсации необходимо, чтобы длина компенсирующей катушки l составляла не менее 6 - ти диаметров передающей катушки.

Основным недостатком описанного устройства является влияние температуры на магнитные свойства сердечника компенсирующей катушки. Поэтому для снижения этого влияния в [36] предложена другая конструкция компенсирующих катушек, обеспечивающая более высокую стабильность создаваемого в пространстве магнитного поля, изменяющегося по линейному закону (рис. 1.4).

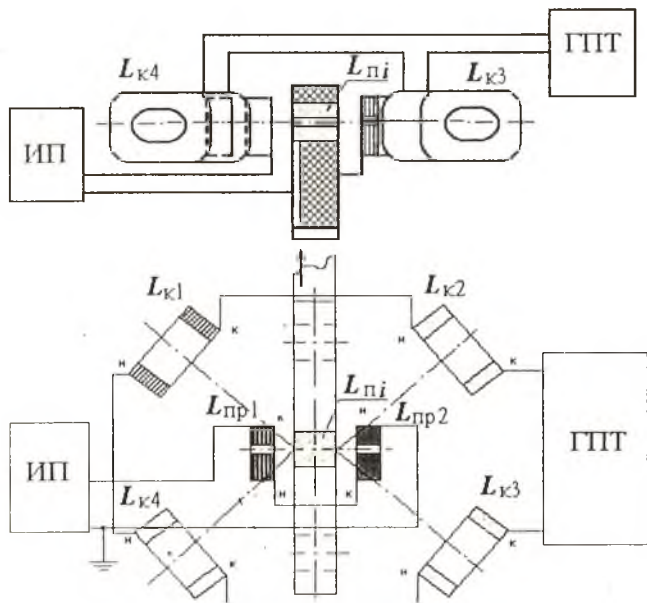


Рис. 1.4. БИТ с катушками без магнитопроводов

В подобной конструкции применяются компенсирующие катушки $L_{к1}$... $L_{к4}$ без магнитных сердечников. Однако в обоих устройствах, так же как и в устройствах [31, 32], происходит компенсация магнитных полей, воздействующих на приемную катушку. Поэтому э.д.с. измеряемой термопары остается неполностью скомпенсированной, в цепи термоэлектрического датчика протекает ток, что обуславливает влияние на результат преобразования скорости вращения ротора и изменения сопротивления цепи.

Судя по литературным источникам, широко распространенными в настоящее время являются магнитомодуляционные преобразователи [19, 37]. Подобные преобразователи разрабатываются в Уфимском авиационном университете и других организациях. Суть работы магнитомодуляционного преобразователя (рис. 1.5) заключается в следующем [38].

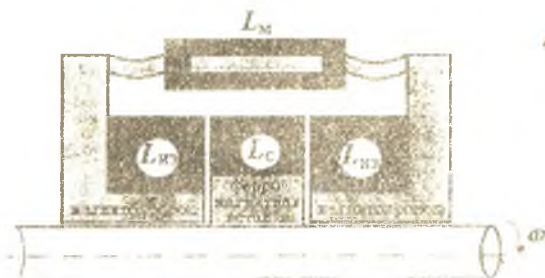


Рис. 1.5. Магнитомодуляционный преобразователь

При модуляции магнитного сопротивления полого ферромагнитного цилиндра, образованного магнитопроводами и ферромагнитной вставкой, его магнитная проницаемость является функцией модулирующего поля, создаваемого обмоткой L_M . Сопротивление ферромагнитной вставки модулируется измеряемым током датчика, протекающим в сигнальной обмотке L_C . Выходной сигнал индуцируется в измерительных обмотках L_{M1} . Из рис. 1.5 следует, что устройство имеет довольно сложную конструкцию, которая многократно усложняется в случае многоканальной системы. Поэтому основное направление работ по совершенствованию магнитомодуляционных преобразователей - это создание многоканальных измерительных систем, увеличение числа каналов, повышение точности за счет введения образцовых каналов с последующим тестированием [39, 40, 41].

1.4. Измерительные цепи бесконтактных индукционных токосъемников

В бесконтактных индукционных токосъемниках (рис.1.1) информация передается посредством магнитного поля, при этом измерительный сигнал пропорционален производной потокоосцепления по времени $U_x = d\Psi/dt$. Вариацию потокоосцепления можно реализовать (рис.1.6) либо за счет изменения коэффициента связи $k_{св} = M/\sqrt{L_n \cdot L_{np}}$ между передающей и приемной катушками при их взаимном перемещении, либо за



Рис. 1.6. Методы изменения потокоосцепления в БИТ

счет специально созданного (тестового) изменения параметров ΔR , ΔL , ΔE измерительной цепи (рис.1.7).

Если индуктивный канал связи ИКС образован приемной катушкой L_{np} и одной из вращающихся передающих L_{n1}, \dots, L_{nj} (рис.1.8), то поток, сцепленный с приемной катушкой, равен

$$\Psi = L_{np} \cdot i_2 + M \cdot i_1$$

где $I = E_x / r$ - ток в цепи передающей катушки, подключенной к ПИ, i_2 - ток в приемной катушке. При ненагруженной приемной катушке ток $i_2 = 0$ и потокоосцепление $\Psi = M \cdot i_1$.

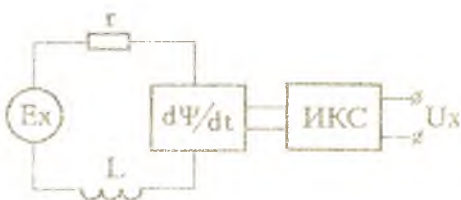


Рис. 1.7. Измерительная цепь БИТ

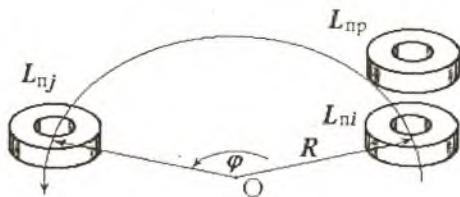


Рис. 1.8. Индуктивный канал связи БИТ

Следовательно

$$U_x = d\Psi/dt = i \cdot dM/dt + M \cdot di/dt. \quad (1.1)$$

В первом случае (рис.1.6), когда в пространстве и времени изменяется $k_{св}$ и, следовательно, взаимная индуктивность M передающей и приемной катушек, сигнал определяется dM/dt , поскольку ток ТП $i = const$,

$$U_x = d(Mi)/dt = i \cdot dM/dt = \omega \cdot E_x / r \cdot dM/d\varphi, \quad (1.2)$$

где E_x - измеряемая э.д.с. ТП, $\omega = d\varphi/dt$ - частота вращения ротора, $M = k_{св} \cdot (L_{пj} \cdot L_{пr})^{0.5}$ - взаимная индуктивность передающей $L_{пj}$ и приемной $L_{пr}$ катушек.

Существенным недостатком данного варианта является зависимость сигнала U_x от скорости вращения ротора ω и невозможность измерения сигнала, когда ротор неподвижен. Вторым ограничением является зависимость выходного сигнала U_x от сопротивления измерительной цепи r . Указанный недостаток можно устранить путем включения (наведения) в измерительную цепь образцового сигнала $E_{тj}$, позволяющего реализовать тестовый метод измерения и, тем самым, повысить точность. Если полярность $E_{тj}$ обратна полярности $E_{тп}$ и имеется возможность изменять амплитуду тестового сигнала в пределах диапазона измеряемого напряжения $E_{тп}$, то можно реализовать компенсационный метод измерения, характеризующийся высокой точностью.

Во втором случае (рис.1.6) изменение потокосцепления реализуется за счет возбуждения тестового переходного процесса в измерительной цепи. Переходные процессы являются информационно емкими и заключенную в них информацию удобно использовать в измерительных целях. Исследованию тестовых переходных процессов в электрических цепях для целей измерения посвящено достаточно много работ, проводимых в 70-е, 80-е годы в Куйбышевском авиационном институте [37, 38, 39, 40].

Наиболее просто переходный процесс в цепи может быть реализован с помощью ступенчатой формы изменения одного из параметров. Исследовались и другие формы изменения параметра, в частности линейная [41], однако измерительные преобразователи с так называемым "параметрическим" ключевым элементом остались не реализованными. Это объясняется трудностью создания ключевого элемента, у которого линейная форма изменения сопротивления во времени была бы стабильна в широком диапазоне температуры окружающей среды. Напротив,

ступенчатая форма изменения параметра реализуется достаточно просто. При этом может происходить либо накопление энергии в цепи, либо рассеяние (диссипация) предварительно накопленной в инерционном элементе (в данном случае в индуктивности) энергии. Измерение максимального значения производной реакции цепи на тестовое возмущение в момент возбуждения переходного процесса ($t=0$) реализует так называемый метод первой производной (МПП). Информационным сигналом при этом является амплитуда импульса, который сравнительно просто можно передать по каналу связи ИКС с ротора на статор.

Метод первой производной в режиме накопления (МПП-Н) энергии позволяет получать с высоким быстродействием информацию об измеряемой э.д.с. или параметрах L , r в измерительной цепи, образованной источником э.д.с., индуктивностью и активным сопротивлением. В режиме рассеяния энергии метод (МПП-Р) позволяет реализовать высокую чувствительность измерительного преобразователя, что особенно важно в случае преобразования сигналов низкого уровня. Предложен ряд устройств, реализующих данный метод [42,...46]. На основе метода разработано большое число многоканальных измерительных преобразователей и систем, в том числе систем измерения постоянных сигналов низкого уровня [47,...51].

Переходный процесс накопления энергии возникает при изменении параметра r в цепи с максимального R до минимального r (рис.1.9). Ток переходного процесса в измерительной цепи будет равен

$$i = \frac{E_x}{r} \cdot \left(1 - \frac{\Delta R}{R} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right),$$

а его производная в момент $t=0$

$$\frac{di}{dt} = \frac{E_x}{L} \cdot \frac{\Delta R}{R}.$$

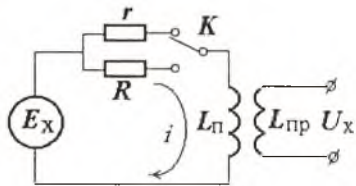


Рис. 1.9. Измерительная цепь МПП

Величина $\Delta R/R$ близка к 1, поскольку $\Delta R = R - r$, $R \gg r$, т.е. $di/dt \approx E/L$. Выходной сигнал при $M = const$,

$$U_x = M \cdot di/dt = EM/L. \quad (1.3)$$

Поскольку в БИТ конструкции (рис.1.8) взаимная индуктивность M катушек L_n , $L_{нр}$ изменяется при вращении ротора, то это приводит к изменению dM/dt . Чтобы изменение dM/dt не влияло на измерительный сигнал U_x , сформированный в ходе тестового переходного процесса, необходима такая конструкция БИТ, в которой во время преобразования значение M не менялось бы. Конструкции современных БИТ характеризуются большим разнообразием [2, 27]. Если в качестве канала связи используется пара катушек L_n , $L_{нр}$ воздушного трансформатора (рис.1.8), то производная dM/dt равна нулю при максимальном значении M , когда катушки L_n , $L_{нр}$

соосны. Именно в этот момент производится возбуждение переходного процесса. Поскольку преобразование по методу первой производной происходит очень быстро, то выходной импульс U_x будет передан через ИКС практически без искажений. В [50] предложены меры по сокращению времени преобразования за счет применения временных селекторов и обеспечения режима переходного процесса, близкого к критическому. Возможно также изменение формы приемной или (и) передающей катушек, чтобы величина M оставалась бы постоянной не только при соосных $L_{\text{пр}}, L_{\text{пр}}$, но и при смещении ротора на некоторый угол $\Delta\varphi$, чтобы передать импульс U_x конечной длительности. Длительность реальных импульсов определяется индуктивностью и собственной емкостью катушек, на которых формируется информационный импульс [57, 58, 59] и составляет, как правило, несколько микросекунд. Устройство [50] позволяет формировать импульсы в 1...2 мкс. Скорость вращения современных ГТД обычно не превышает 30 000 об/мин. При такой скорости и длительности импульса 2...5 мкс ротор повернется на угол не более чем $\Delta\varphi = 0,4...1^\circ$. Следовательно, достаточно "вытянуть" приемную катушку вдоль окружности радиуса R (рис.1.8), по которой вращается центр передающей катушки на 1...2°, чтобы обеспечить условие $M = \text{const}$ на время преобразования постоянного напряжения ТП в импульсный сигнал.

Реализация МПП-Р позволяет не только сформировать короткий импульс U_x , но и значительно (в $\Delta R / r$ раз) увеличить его амплитуду по сравнению с МПП-Н, что важно при измерении милливольтовых сигналов термопар. Ток переходного процесса при коммутации ключевого элемента K с сопротивления r на R (рис.1.9) равен

$$i = \frac{E_x}{R} \cdot \left(1 + \frac{\Delta R}{r} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right);$$

а производная тока в момент $t=0$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{E_x}{L} \cdot \frac{\Delta R}{r}$$

Выходной сигнал при $M = \text{const}$ в этом случае равен

$$U_x = M \cdot di/dt \cong E_x (R/r) \cdot M / L. \quad (1.4)$$

Основным недостатком БИТ, реализующим МПП-Р, является зависимость амплитуды U_x от изменения активного сопротивления измерительной цепи r . Решить эту задачу можно путем тестирования измерительного преобразователя, используя методы и средства, описанные в разделе 1.5. Наличие ключевых элементов на вращающемся объекте ограничивает диапазон температур окружающей среды в районе размещения БИТ до 100 ... 120°C, что сужает область применения данного метода. Однако высокая чувствительность устройств реализующих МПП-Р, и возможность передачи сигнала с ротора на статор как с вращающегося, так и с

неподвижного ротора делает привлекательным метод и измерительные преобразователи его реализующие.

При возбуждении переходного процесса в измерительной цепи за счет изменения инерционного параметра (индуктивности) с минимального L_{\min} до максимального L_{\max} ток переходного процесса в измерительной цепи и его производная в момент $t=0$ соответственно равны

$$i = \frac{E_x}{r} \left(1 - \frac{\Delta L}{L_{\max}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad \frac{di}{dt} = \frac{E_x}{L_{\max}} \cdot \frac{\Delta L}{L_{\max}} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

а при уменьшении с L_{\max} до L_{\min}

$$i = \frac{E_x}{r} \left(1 + \frac{\Delta L}{L_{\min}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad \frac{di}{dt} = -\frac{E_x}{L_{\min}} \cdot \frac{\Delta L}{L_{\min}} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Второй вариант коммутации инерционного параметра, так же как и МППР при коммутации ключа (рис. 1.9), повышает чувствительность. Однако возбуждение тестового переходного процесса за счет изменения инерционного параметра на вращающемся объекте трудно реализуемо.

Ток тестового переходного процесса при энергетическом способе его возбуждения (рис. 1.10) и его производная в момент коммутации при накоплении и рассеянии энергии соответственно равны

$$i = \frac{E_{\max}}{r} \left(1 - \frac{\Delta E}{E_{\max}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad \frac{di}{dt} = \frac{\Delta E}{L} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$i = \frac{E_{\min}}{r} \left(1 + \frac{\Delta E}{E_{\min}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad \frac{di}{dt} = -\frac{\Delta E}{L} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

где $E_{\max} = E_x + \Delta E$, $E_{\min} = E_x - \Delta E$.

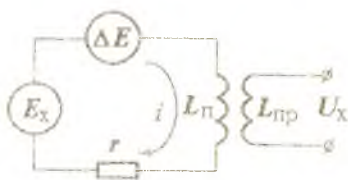


Рис. 1.10. Измерительная цепь

Данный способ имеет вспомогательное значение при измерении E_x , поскольку выходной сигнал, определяемый производной тока переходного процесса $di/dt = \pm \Delta E/L$ в момент $t=0$, не зависит от измеряемого напряжения E_x , а определяется лишь тестовым ΔE . Метод позволяет производить тестирование БИТ при неподвижном или вращающемся роторе с целью коррекции взаимной индуктивности M , которая может изменяться вследствие изменения коэффициента связи k_{ca} при осевом или радиальном смещении ротора относительно статора. Для этого при соосных передающей и приемной катушках L_{11} , L_{12} (рис. 1.8) возбуждается переходный процесс и в момент $t=0$ производится измерение импульсного сигнала, который равен

$$U_u = d(Mi)/dt = M \cdot di/dt = \Delta E \cdot M/L \quad (1.5)$$

При постоянных ΔE и L можно определить $M = \pm L \cdot U_u / \Delta E$ и использовать результат данного теста. Метод ускоряет процесс тестирования,

т.к. установившийся режим при заданной погрешности $\delta < 0.5\%$ наступает по окончании 5 - 6 постоянных времени $\tau = L / r$ измерительной цепи. Импульсный тестовый сигнал $U_{\text{н}}$ не зависит от сопротивления измерительной цепи r и без труда передается по индуктивному каналу связи (ИКС) с ротора на статор. Основной задачей при реализации энергетического способа возбуждения переходного процесса является формирование в измерительной цепи образцового импульса э.д.с. ΔE .

Итак, среди измерительных цепей, реализующих тестовые переходные процессы, более перспективными для измерения и передачи сигналов низкого уровня с ротора на статор являются цепи, использующие МПП-Р, способные производить преобразования как на вращающемся, так и на неподвижном роторе, и характеризующиеся высокой чувствительностью. Недостатком их является наличие ключевых элементов на вращающемся объекте, что ограничивает диапазон температур окружающей среды в районе размещения БИТ до 100...120°C. Преобразователи, работающие в установленном режиме и формирующие выходной сигнал за счет пространственно временного изменения $k_{\text{св}}$, могут функционировать до 200...250°C, поскольку не содержат радиоэлектронных устройств, однако передача информации с ротора на статор может производиться только при вращающемся роторе. Обе схемы измерительных цепей могут быть реализованы практически на одинаковых конструкциях БИТ.

Формирование (наведение) в измерительной цепи последовательно с источником измеряемого сигнала E_x образцовой э.д.с. $E_{\text{н}}$ как в измерительной цепи с пространственно - временным изменением Ψ (рис.1.1, 1.8), так и в цепи, реализующей МПП-Р, позволяет устранить погрешности, обусловленные изменением активного сопротивления r и взаимной индуктивности M . Так в преобразователе (рис.1.1) выходной сигнал определяется выражением (1.2). При изменении, например, активного сопротивления r до $r + \Delta r$ выходной сигнал при постоянном значении E_x изменится

$$U_{x1} = \omega \cdot \frac{E_x}{r + \Delta r} \cdot \frac{dM}{d\varphi}.$$

При введении в измерительную цепь образцового сигнала $E_{\text{н}}$ результат второго измерения будет равен

$$U_{x2} = \omega \cdot \frac{E_x + E_{\text{н}}}{r + \Delta r} \cdot \frac{dM}{d\varphi}.$$

Разность $U_{x2} - U_{x1} = \Delta U$ позволяет получить результат измерения, не зависящий от изменения r или M :

$$E_x = \frac{U_{x1}}{\Delta U} \cdot E_{\text{н}}.$$

Подобный тест позволяет устранить любые мультипликативные погрешности, возникающие при изменении параметров измерительной цепи БИТ.

Второй путь повышения точности заключается в реализации дифференциального нулевого (компенсационного) метода измерения сигнала E_x . При этом в измерительную цепь включается образцовая э.д.с. E_n , которая изменяется так, что разность $E_x - E_n \rightarrow 0$, т.е. образцовый сигнал E_n компенсирует измеряемый E_x . При полной компенсации $E_x = E_n$, выходной сигнал $U_x = 0$ и на него не влияет изменение чувствительности измерительного преобразователя, вызванное изменением r или M . По значению E_n в момент компенсации ($U_x = 0$) судят об измеряемом сигнале E_x . Возможна и комбинация приведенных выше алгоритмов с использованием совокупного метода измерения.

Для реализации измерительных цепей, в которых возможно формирование образцового тестового сигнала E_n , были предложены конструкции БИТ [60, 61], позволяющие реализовать тестовый, компенсационный или совокупный метод измерения $E_{тн}$.

1.5. Бесконтактные индукционные токосъемники

Простейшая конструкция БИТ (рис.1.1) не позволяет реализовать высокоточные измерительные устройства, т.к. возникают значительные погрешности вследствие изменения активного сопротивления измерительной цепи и коэффициента связи между передающей и приемной катушками под действием температуры и механических факторов, изменения параметров токосъемника во времени, а также вследствие изменения скорости вращения ротора. Устранение влияния указанных неинформативных параметров возможно за счет введения в измерительную цепь источника образцового сигнала, который используется при компенсационном или тестовом методе измерения.

Предложенный бесконтактный индукционный токосъемник [60] позволяет сформировать в измерительной цепи образцовый сигнал без использования на ВО электронных устройств с блоками питания и, тем самым, реализовать УИТ ВО с минимальным объемом аппаратуры на роторе. Полученный образцовый сигнал может использоваться как в измерительной цепи с пространственно-временным изменением взаимной индуктивности двух взаимодействующих катушек, так и в цепи, использующей тестовые переходные процессы, в частности МПП-Р. В обоих случаях формирование образцового сигнала производится одинаково, поэтому в дальнейшем анализируются устройства, в которых формирование $d\psi/dt$ происходит за счет пространственно временного изменения коэффициента связи между вращающейся передающей и неподвижной приемной катушками.

Структурная схема устройства измерения сигналов термоэлектрических датчиков с бесконтактным индукционным токосъемником приведена на рис. 1.11.

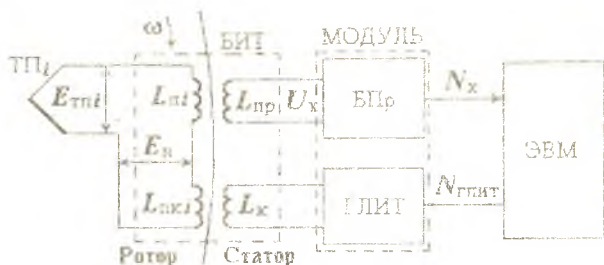


Рис. 1.11. Структурная схема устройства с БИТ

Конструкция предложенного БИТ-1 приведена на рис. 1.12. Он представляет собой закрепленный на вращающемся объекте диэлектрический диск с передающими $L_{пр}$ и приемно-компенсационными катушками $L_{пр}$ и $L_{к}$, в каждой паре которых подключена соответствующая термопара ТП. При

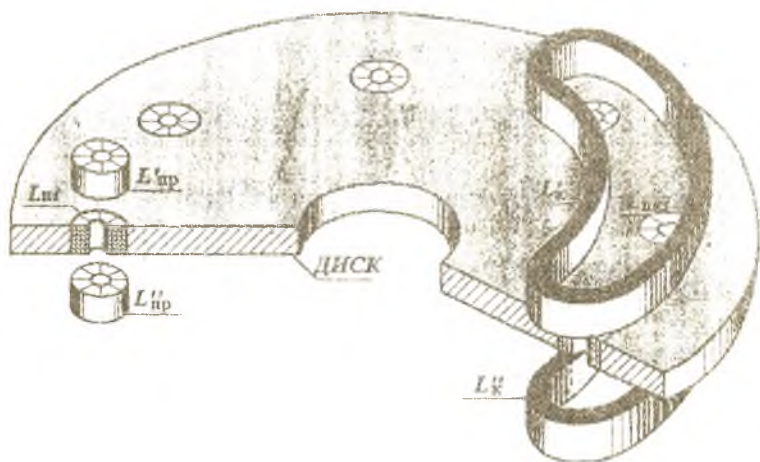


Рис. 1.12. Конструкция БИТ-1

вращении диска передающие катушки поочередно проходят между секциями $L'_{пр}$, $L''_{пр}$ приемной катушки, в которой наводится импульсный сигнал U_x . В катушке $L_{к}$ генерируется образцовая э.д.с. $E_{н}$, наводимая полем компенсирующей катушки $L_{к}$ генератора линейно изменяющегося

тока ГЛИТ. Приемная $L_{пр}$ и компенсирующая L_k катушки разнесены в пространстве, например, $L_{пр}$ и L_k могут быть расположены на диаметрально противоположных сторонах диска (рис.1.12). Когда при вращении ротора передающая катушка i -го канала проходит между двумя секциями приемной $L'_{пр}, L''_{пр}$, то соответствующая ей приемно-компенсационная катушка $L_{пкi}$ находится между секциями компенсирующей катушки L'_k, L''_k . При такой конструкции БИТ поле приемной катушки не влияет на поле компенсирующей и наоборот - поле компенсирующей катушки не влияет на поле приемной.

Форма компенсирующей катушки такова (рис.1.12), что ее витки расположены вдоль окружности, образованной центрами вращающихся приемно-компенсационных катушек $L_{пк1} \dots L_{пкi} \dots L_{пкn}$. При подаче на компенсирующую катушку линейно изменяющегося тока с генератора ГЛИТ в приемно-компенсационной катушке $L_{пкi}$ когда она проходит между секциями компенсирующей, наводится постоянная э.д.с.

$$E_k = \frac{d}{dt} (M_k I),$$

где $M_k = K_k \cdot \sqrt{L_k L_{пкi}}$ - взаимная индуктивность компенсирующей и приемно-компенсационной катушек,

K_k - коэффициент связи между L_k и $L_{пкi}$,

I - линейно изменяющийся ток.

При достаточной длине компенсирующей катушки L_k имеется участок, где краевые эффекты из-за конечной длины L_k оказывают незначительное влияние, поле катушки будет равномерным и коэффициент связи K_k между L_k и $L_{пкi}$ будет постоянным. График зависимости относительного коэффициента связи K_k от угла поворота ротора φ приведен на рис.1.13.

За исходное (нулевое) значение

угла φ принято положение

катушки $L_{пкi}$, когда она

находится в середине компенсирующей катушки L_k . При

такой форме катушки L_k в

средней её части $K_k = const$,

следовательно $dM_k / dt = 0$ и

амплитуда наведенной постоянной э.д.с. E_n в катушке

$L_{пкi}$ будет определяться скоростью

изменения тока генератора ГЛИТ

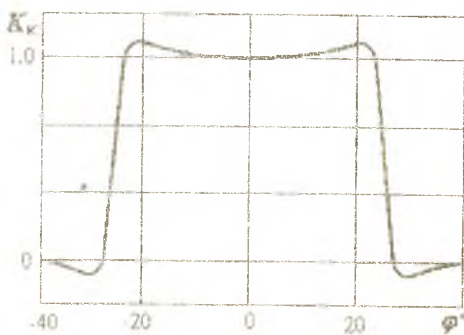


Рис. 1.13. Зависимость $K_k = f(\varphi)$,

$$E_n = \frac{dI}{dt} M_k = j \cdot K_k \sqrt{L_k L_{пкi}} I \quad (1.6)$$

где j - скорость изменения тока.

Катушки L_k и L_{nk} выполнены без магнитопроводов, т.е. образуют воздушный трансформатор, поэтому можно обеспечить достаточно высокую стабильность взаимной индуктивности M_k .

Для работы в установившемся режиме необходимо, чтобы длина витков компенсирующей катушки составляла несколько диаметров катушки L_{nk} , с тем чтобы за время нахождения катушки L_{nk} в поле компенсирующей катушки L_k переходный процесс компенсации успел завершиться. Длина катушки зависит от скорости вращения ротора и длительности переходного процесса.

При включении ГЛИТ в измерительной цепи, образованной источником измеряемого сигнала $E_{тп}$, катушками L_{nki} , L_{ni} , начинается переходный процесс, описываемый системой уравнений

$$\begin{cases} E_{тп} = i \cdot r + (L_{ni} + L_{nki}) \frac{di}{dt} + M_{п} \frac{di_{пп}}{dt} + M_k \frac{di}{dt} \\ i_{пп} R_{вх} + L_{пп} \frac{di_{пп}}{dt} + M_{п} \frac{di}{dt} = 0 \\ M_k \frac{di}{dt} = j \cdot M_k = E_n \end{cases}, \quad (1.7)$$

где i и r - соответственно ток и сопротивление измерительной цепи,

I - ток ГЛИТ, скорость изменения которого j ,

$R_{вх}$ - входное сопротивление, $i_{пп}$ - ток входной цепи БПр,

M_k - взаимная индуктивность катушек L_k, L_{nk} ,

$M_{п}$ - взаимная индуктивность катушек $L_{п}, L_{пп}$.

При условии $R_{вх} \rightarrow \infty, i_{пп} \rightarrow 0$, которое выполняется на практике, ток переходного процесса равен

$$i = \frac{E_{тп}}{r} - \frac{E_n}{r} (1 - e^{-\delta t}), \quad (1.8)$$

где $\delta = r / (L_{п} + L_{пк})$.

Таким образом, длительность переходного процесса определяется показателем затухания $\delta = r / (L_{п} + L_{пк})$ или, что то же самое, постоянной времени $\tau = 1/\delta = (L_{п} + L_{пк}) / r$. Спустя время $t = (5 - 6) \cdot \tau$ ток в измерительной цепи будет равен

$$i = \frac{E_{тп} - E_n}{r}, \quad (1.9)$$

Данное устройство позволяет также реализовать энергетический способ возбуждения тестового переходного процесса в цепи с ТП, при этом длина компенсирующей катушки может быть уменьшена по сравнению с БИТ, работающим в установившемся режиме. Сигнал на входе блока преобразования при условии $E_{тп} = 0, R_{вх} \rightarrow \infty$ будет равен

$$U_x = M_{п} \frac{di}{dt} = -E_n \frac{M_{п}}{L_{п} + L_{пк}} \cdot e^{-\delta t}$$

В момент включения ГЛИТ ($t = 0$) сигнал

$$U_x = -E_{II} \frac{M_{II}}{L_{II} + L_{IIK}}$$

определяется образцовой э.д.с. E_{II} и отношением $M_{II}/(L_{II} + L_{IIK})$. Поскольку катушки L_{II} , L_{IIK} без магнитопроводов, то их стабильность достаточно высока. Поэтому сигнал U_x в момент включения тока ГЛИТ можно использовать для тестирования взаимной индуктивности M_{II} , как было показано в разделе 1.4.

Лучшие результаты по формированию E_{II} можно получить при использовании 2-го типа токосъемника БИГ-2, в котором используются два закрепленных на роторе ВО диска [61]. На одном расположены передающие катушки $L_{II1} \dots L_{IIII}$, взаимодействующие с приемной катушкой $L_{IIр}$, а на втором - приемно-компенсационные $L_{IIK1} \dots L_{IIKII}$, которые взаимодействуют с компенсирующей катушкой L_K , состоящей из четырех секций L_{K1} , L_{K2} , L_{K3} , L_{K4} (рис.1.14). В подобной конструкции коэффициент связи между L_{IIK} и L_K будет постоянным по всей длине компенсирующей катушки, то есть по всей окружности.

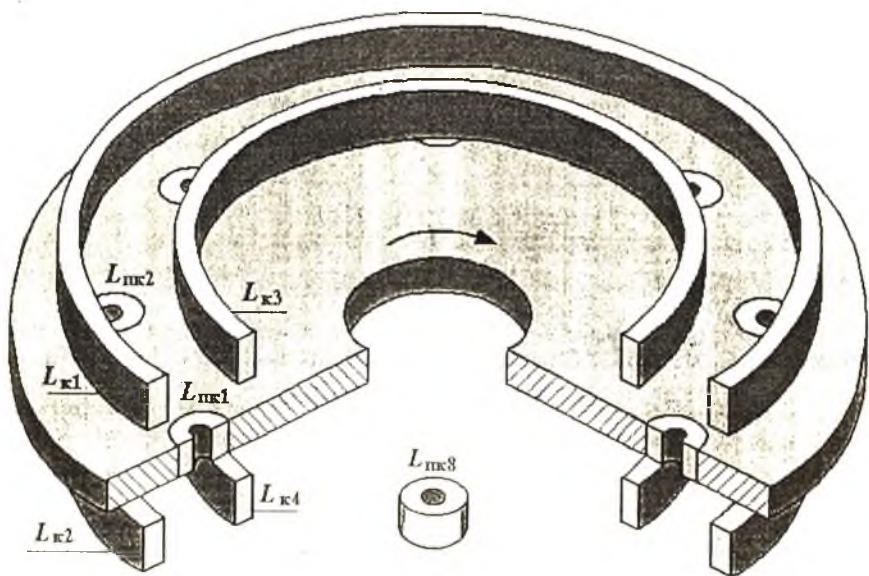


Рис. 1.14. Конструкция БИГ-2

В цепи передающей катушки L_{IIi} токосъемников обоих типов протекает постоянный ток $i = (E_{III} - E_{IV})/r$, определяемый э.д.с. термопары E_{III} ,

наведенной образцовой э.д.с. E_n и активным сопротивлением измерительной цепи r , обусловленным сопротивлением обмоток катушек $L_{от}$, $L_{пр}$, сопротивлением удлинительных проводов и внутренним сопротивлением ПП. Этот ток создает магнитное поле передающей катушки. При прохождении катушки $L_{от}$ между секциями приемной $L_{пр}$ в последней наводится электрический сигнал

$$U_x = \frac{d}{dt}(M_{12} \cdot i) = \frac{E_{12} - E_n}{r} \cdot \frac{dM_{12}}{dt} = \omega \cdot \frac{E_{12} - E_n}{r} \cdot \frac{dk_{св}}{d\varphi} \sqrt{L_{от} L_{пр}} \quad (1.10)$$

где M_{12} , $k_{св}$ - соответственно взаимная индуктивность и коэффициент связи приемной и передающей катушек, $\omega = d\varphi/dt$ - частота вращения ротора.

На рис. 1.15а приведена зависимость коэффициента связи от перемещения передающей катушки относительно приемной при различной скорости вращения. При такой форме зависимости $k_{св} = f(t)$ наведенный в приемной катушке $L_{пр}$ информационный сигнал представляет собой симметричный двуполярный импульс U_x (рис. 1.15 б), амплитуда которого зависит от скорости вращения ротора, что следует из (1.10). При изменении скорости вращения форма зависимости $k_{св} = f(t)$ сжимается или растягивается, а сигнал $U_x = f(t)$ при этом меняет амплитуду.

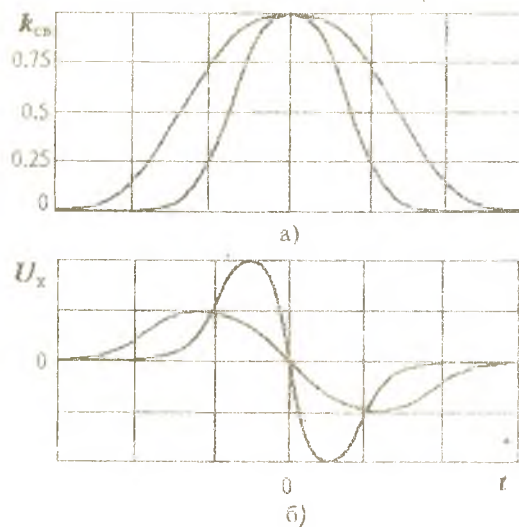


Рис. 1.15. Зависимости $k_{св} = f(t)$, $U_x = f(t)$

Для устранения этой зависимости сигнал U_x в блоке преобразования интегрируется, затем амплитуда проинтегрированного сигнала, не зависящая от скорости вращения ротора, преобразуется в цифровой код N_x , который однозначно связан с измеряемым сигналом U_x .

ЭВМ задает номер канала, в котором производится преобразование, начальный код $N_{смп}$, которому соответствует определенная скорость f изменения тока генератора ГЛИТ, а в измерительной цепи наводится соответствующий коду $N_{смп}$ образцовый сигнал E_n .

В соответствии с методом измерения ЭВМ в процессе работы изменяет код $N_{смп}$ по заданной программе. При этом меняется амплитуда наведен-

ной э.д.с. $E_{\text{ин}}$, которая согласно используемому методу измерения либо суммируется с $E_{\text{пр}}$, либо вычитается из э.д.с. $E_{\text{пр}}$, вследствие чего изменяется амплитуда U_x и соответствующий код N_x .

Зависимость $N_x = f(N_{\text{глит}})$ - линейная:

$$N_x = a + b N_{\text{глит}} \quad (1.11)$$

В отсутствие помех коэффициенты a и b в (1.11) можно определить по двум измерениям при различных значениях кода $N_{\text{глит}}$:

$$N_{x1} = a + b N_{\text{глит}1},$$

$$N_{x2} = a + b N_{\text{глит}2}.$$

При этом коэффициенты a и b определяются следующим образом:

$$b = \frac{\Delta N_x}{\Delta N_{\text{г}}},$$

$$a = N_{x1} - \frac{\Delta N_x}{\Delta N_{\text{г}}} N_{\text{глит}1},$$

где $\Delta N_x = N_{x1} - N_{x2}$, $\Delta N_{\text{г}} = N_{\text{глит}1} - N_{\text{глит}2}$.

Затем вычисляется код $N_{0\text{глит}}$, при котором происходит полная компенсация, когда $E_{\text{пр}} = E_{\text{ин}}$, $U_x = 0$ и $N_x = 0$:

$$N_{0\text{глит}} = N_{x1} \frac{\Delta N_{\text{г}}}{\Delta N_x} - N_{\text{глит}1},$$

т.е. реализуется тестовый метод измерения. По значению кода $N_{0\text{глит}}$ судят о величине сигнала $E_{\text{пр}}$.

В реальных условиях всегда существует некоторая погрешность измерения ε , обусловленная влиянием помех и других неинформативных воздействий, поэтому при измерении получается разброс конкретных реализаций. Уравнение (1.11) при реализации i -го измерения примет следующий вид

$$N_{xi} = a + b N_{\text{глит}i} + \varepsilon_i \quad (1.12)$$

С целью повышения достоверности определения коэффициентов a и b число уравнений (1.12) увеличивается и используется совокупный метод измерений [62, 63]. Именно этот метод и рекомендован для использования в УИТ ВО. В качестве примера на рис. 1.16 приведены графики зависимости кода N_x от кода $N_{\text{глит}}$ для случая совокупного метода измерения, когда $N_{\text{глит}}$ изменяется от 8 до 0 через $\Delta N_{\text{глит}} = 1$. При максимальном $N_{\text{глит}}$ происходит перекомпенсация, сигнал U_x и соответствующий код N_x становятся отрицательными. С каждым оборотом ротора код $N_{\text{глит}}$ уменьшается на 1, а код N_x возрастает на некоторую величину.

В общем случае при n измерениях получается система вида

$$\begin{aligned} N_{x1} &= a + b N_{\text{глит}1} + \varepsilon_1, \\ N_{x2} &= a + b N_{\text{глит}2} + \varepsilon_2, \end{aligned} \quad (1.13)$$

$$N_{xn} = a + b N_{\text{глит}n} + \varepsilon_n.$$

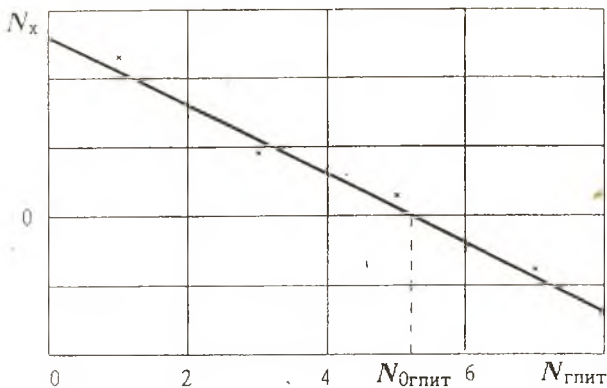


Рис. 1.16. Функция $N_x = f(N_{\text{глит}})$

В системе (1.13) вместо истинных значений кода АЦП N_x используются измеренные N_{x_i} , поэтому уравнения называются условными. Систему (1.13) можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 &= N_{x1} - (a + b \cdot N_{\text{глит}1}), \\ \varepsilon_2 &= N_{x2} - (a + b \cdot N_{\text{глит}2}), \\ &\dots \\ \varepsilon_n &= N_{xn} - (a + b \cdot N_{\text{глит}n}). \end{aligned} \quad (1.14)$$

Точное определение коэффициентов a и b из (1.14) невозможно, однако можно получить оценки коэффициентов \hat{a} и \hat{b} , чтобы функция $N_x = f(N_{\text{глит}})$ наиболее полно соответствовала истине. Если погрешности измерения ε_i независимы и имеют нормальное распределение, то обработка результатов проводится по методу наименьших квадратов [62, 64]. При этом оценки коэффициентов \hat{a} и \hat{b} получаются состоятельными, несмещенными и эффективными [62]. Суть метода наименьших квадратов определяется следующим выражением:

$$\sum_{i=1}^n [N_{xi} - (a + b \cdot N_{\text{глит}i})]^2 = \min, \quad (1.15)$$

т.е.

$$\sum_{i=1}^n \varepsilon_i^2 = \min. \quad (1.16)$$

Оптимальные оценки искомых коэффициентов \hat{a} и \hat{b} получаются из условия равенства нулю частных производных выражения (1.15) по a и b . В результате получается система нормальных уравнений

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n [N_{xi} - (a + b \cdot N_{глит})] = 0 \\ \sum_{i=1}^n [N_{xi} - (a + b \cdot N_{глит})] \cdot N_{глит} = 0 \end{cases}, \quad (1.17)$$

или

$$\begin{cases} a + b \cdot N_{г} = N_A \\ a \cdot N_{г} + b \cdot N_{2г} = NN \end{cases}, \quad (1.18)$$

$$\begin{aligned} \text{где } N_{г} &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n N_{глит i}, & N_A &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n N_{xi}, \\ N_{2г} &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n N_{глит i}^2, & NN &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n N_{глит i} \cdot N_{xi}. \end{aligned}$$

Оценки коэффициентов полинома первого порядка \hat{a} и \hat{b} получаются из решения (1.18)

$$\begin{cases} \hat{b} = \frac{NN - N_A \cdot N_{г}}{N_{2г} - N_{г}^2} \\ \hat{a} = N_A - \hat{b} \cdot N_{г} \end{cases} \quad (1.19)$$

Используя оценки \hat{a} и \hat{b} , полученные из (1.19), вычисляется код $N_{0глит}$, который служит мерой измеряемого сигнала $E_{тп}$.

Точность устройства, использующего совокупный метод измерения, так же как устройства с отрицательной обратной связью, определяется, главным образом, чувствительностью и точностью преобразователя в цепи обратной связи, в данном случае узлом, формирующим образцовый сигнал $E_{п}$. Таким образом, точность БИТ и всего устройства определяется узлом компенсации (УОС). Магнитное поле, создаваемое катушками ГЛИТ, на несколько порядков превышает поле передающих катушек. Поэтому и влияние помех на образцовый сигнал $E_{п}$ значительно меньше, чем на измерительный. Точность узла компенсации определяется жесткой конструкцией компенсирующих катушек, прецизионным генератором ГЛИТ и оптимальной конструкцией компенсирующих катушек. При изменении неинформативных параметров измерительной цепи, например при увеличении сопротивления из-за повышения температуры в районе расположения БИТ, код АЦП изменится. Однако график зависимости $N_x = f(N_{глит})$ пройдет через ту же точку $N_{0глит}$. Т.е. значение $N_{0глит}$ будет определяться только величиной э.д.с. $E_{тп}$ и не будет зависеть ни от сопротивления измерительной цепи, ни от скорости вращения ротора, ни от коэффициента связи $k_{св}$ между передающей $L_{п}$ и приемной $L_{пр}$ катушками.

Таким образом, в процессе передачи сигнала с вращающегося объекта на неподвижный участвуют пара катушек узла приема передачи (УП) и пара катушек узла образцового сигнала (УОС). Особое внимание следует уделить проектированию УОС, поскольку именно этот узел определяет точность всего устройства. Предложенные конструкции БИТ позволяют сформировать образцовый сигнал и обеспечить высокую точность передачи измеряемого сигнала с вращающегося объекта на неподвижный. При этом могут использоваться дифференциальные нулевые (компенсационные) или тестовые методы измерения. Измерительная цепь может работать как в установившемся режиме, так и в режиме тестового переходного процесса. Передача сигналов происходит через посредство магнитного поля пары взаимодействующих катушек. Поэтому для получения оптимальной конструкции БИТ необходимо проанализировать магнитные поля узлов УП и УОС на основе разработанных моделей.

1.6. Структуры многоканальных УИТ ВО с бесконтактными индукционными токосъемниками

Структура многоканальных устройств измерения температуры вращающихся объектов определяется способом преобразования и конструкцией БИТ. Конструкция БИТ 1-го типа (рис.1.12) наиболее естественным образом обеспечивает построение многоканальной системы с пространственно - временным разделением каналов. При этом на вращающемся диске размещаются передающие катушки $L_{\text{от}}$ по числу каналов, которые при вращении ротора поочередно проходят мимо приемной $L_{\text{пр}}$, в которой формируется импульсный сигнал $U_{\text{с}}$.

Амплитуда сигнала $U_{\text{с}}$ составляет единицы милливольт, поэтому структура УИТ ВО (рис.1.17) включает усилитель $У$. Для устранения влияния скорости вращения ротора ω сигнал $U_{\text{с}}$ подается на интегратор $И$. Затем амплитуда проинтегрированного сигнала $U_{\text{и}}$, не зависящая от скорости вращения ротора, преобразуется в АЦП в цифровой код $N_{\text{с}}$, который подается в ЭВМ для обработки. В катушке $L_{\text{от}}$ генерируется образцовая э.д.с. $E_{\text{от}}$, наводимая полем компенсирующей катушки $L_{\text{к}}$ генератора линейно изменяющегося тока ГЛИТ. Скорость изменения тока ГЛИТ определяется кодом $N_{\text{ГЛИТ}}$, задаваемым ЭВМ.

Недостатком устройства данной структуры является не только невозможность измерения сигнала при неподвижном роторе, но и низкая частота опроса датчиков, поскольку измерение производится один раз за оборот ротора. Повышение частоты опроса возможно при использовании БИТ 2 - го типа (рис.1.14), в котором используется два диска: один с

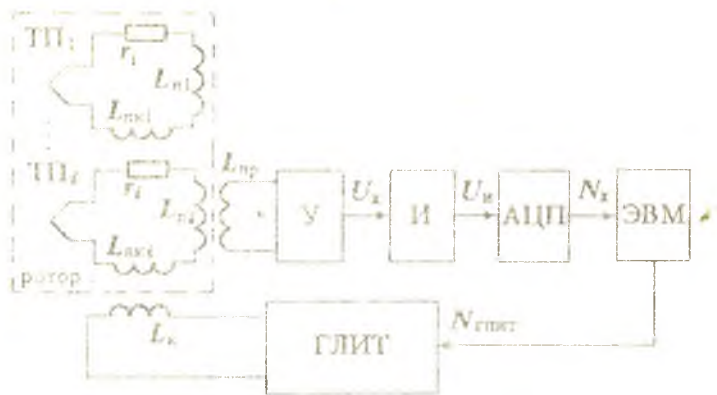


Рис. 1.17. Структура УИТ ВО с БИТ-1

передающими $L_{nt1} \dots L_{ntn}$, а второй с приемно-компенсационными катушками $L_{nc1} \dots L_{ncn}$. На статорной части около первого диска устанавливается n приемных катушек, т.е. получается параллельная структура (рис. 1.18).

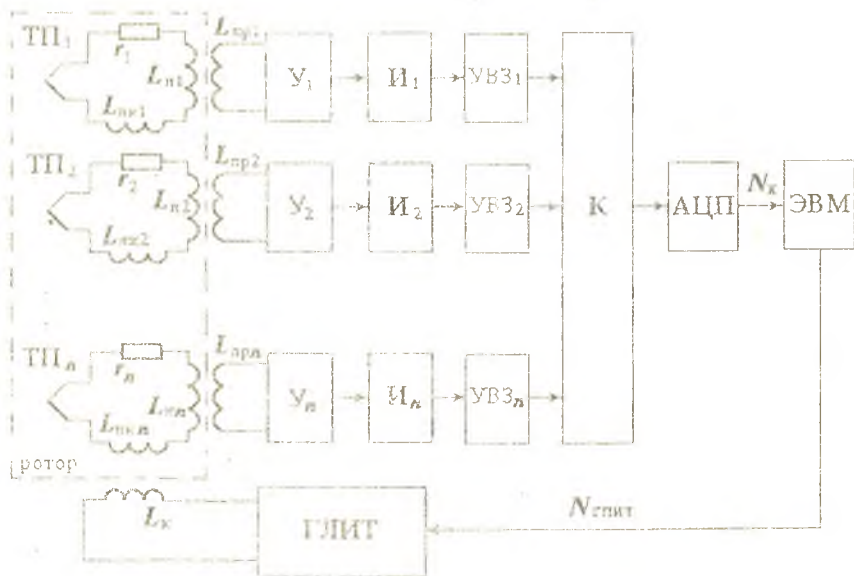


Рис. 1.18. Структура УИТ ВО

В каждом канале используются усилители выборки - запоминания (УВЗ), поскольку измерительные сигналы U_x формируются одновременно во всех каналах. Время запоминания УВЗ определяется $t_{\text{увз}} = n \cdot t_{\text{анш}}$, где n - число каналов, $t_{\text{анш}}$ - время преобразования АЦП. Сигналы на вход АЦП подключаются аналоговым коммутатором K по заданной программе.

В измерительной системе с иной структурой взаимного расположения передающих L_n и приемных $L_{\text{пр}}$ катушек (рис.1.19) сокращение оборудования реализуется за счет распределения во времени приема сигналов. В ней используется принцип нониуса, когда число приемных катушек выбирается равным $n \pm 1$, где n - количество каналов. За один оборот диска при количестве приемных катушек $n \pm 1$ опрашивается $n \pm 1$ канал, т.е. быстродействие практически такое же, как в параллельной структуре, но измерительные импульсы от каждого канала распределены во времени и поэтому УВЗ в структуре отсутствует.

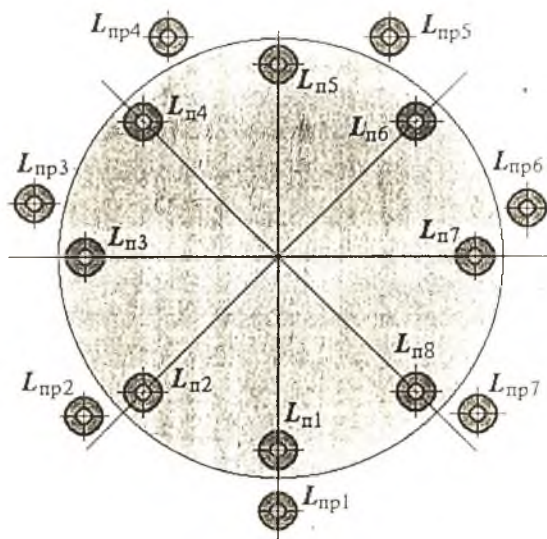


Рис. 1.19. Структурная схема БИТ

Структуры многоканальных устройств, реализующих МПП-Р, очень разнообразны [47, 48, 59]. При использовании их для измерения температуры вращающихся объектов в конструкцию БИТ необходимо добавить устройство управления ключевыми элементами. В структуре многоканального АСП, предложенного в [47], ИКС может быть реализован в виде воздушного трансформатора с постоянным коэффициентом связи между передающей и приемной катушками. При этом устройство управления,

размещаемое на роторе, будет достаточно сложным. Оно будет включать радиоэлектронные элементы с блоком питания, что не отвечает требованиям минимизации оборудования на роторе, предъявляемым к УИТ ВО.

Наиболее просто управление ключевыми элементами в УИТ ВО реализуется при размещении на диске ротора дополнительных катушек управления. При использовании конструкции БИТ 2-го типа (рис.1.14) на диске с передающими катушками $L_{п1} \dots L_{пn}$ будут размещены и катушки управления $L_{y1} \dots L_{yn}$: по одной передающей катушке L_{pi} и по одной катушке управления L_{yi} ключевым элементом K_i на каждый канал (рис.1.20).

Узел УОС на данной структуре не показан в целях упрощения рисунка. В исходном состоянии при отсутствии сигнала управления ключевой элемент K_i открыт. На статорной части добавляется передающая катушка управления L_{yn} . Когда L_{pi} соосна с $L_{пр}$, соответствующая L_{yi} соосна с L_{yn} , на которую подается сигнал управления U_{yn} , запирающий ключ K_i . В качестве ключевых элементов рекомендуется использовать униполярные транзисторы, открытые в исходном состоянии, характеризующиеся низким напряжением отсечки. В данной структуре элементы блока управления ключевыми элементами $БУ_i$, размещаемыми на роторе, минимальны, поскольку ключ запирается на короткое время сигналом катушки управления L_{yi} . Т.е. обмотка катушки L_{yi} может подключаться непосредственно к переходу затвор-исток. Приемно-компенсационные катушки могут размещаться на том же диске, где установлены передающие и управления. В этом случае на диске будет по три катушки на один канал (L_{pi} , $L_{пki}$, L_{yi}). Более удобной получается конструкция, если катушки $L_{пк}$ будут на отдельном диске (БИТ-2).

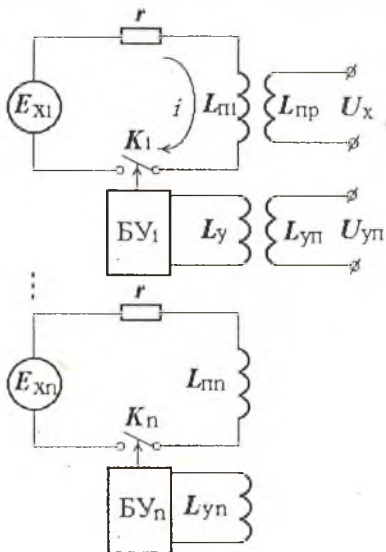


Рис. 1.20. Структура УИТ ВО

В этом случае на диске будет по три катушки на один канал (L_{pi} , $L_{пki}$, L_{yi}). Более удобной получается конструкция, если катушки $L_{пк}$ будут на отдельном диске (БИТ-2).

Структура многоканального АЦП малых постоянных напряжений (рис.1.21), реализующая МПП-Р [51], в достаточно полной мере отвечает требованиям, предъявляемым к УИТ ВО. При размыкании ключевого элемента K_i в измерительной цепи i -го канала, образованной термоэлектрическим датчиком ТП, катушкой индуктивности $L_{п}$ и ключевым элементом K_i , возникает переходный процесс, на выходе преобразователя

формируется импульсный сигнал U_x , который преобразуется в цифровой код N_x . В [45] показано, что амплитудное значение выходного сигнала с

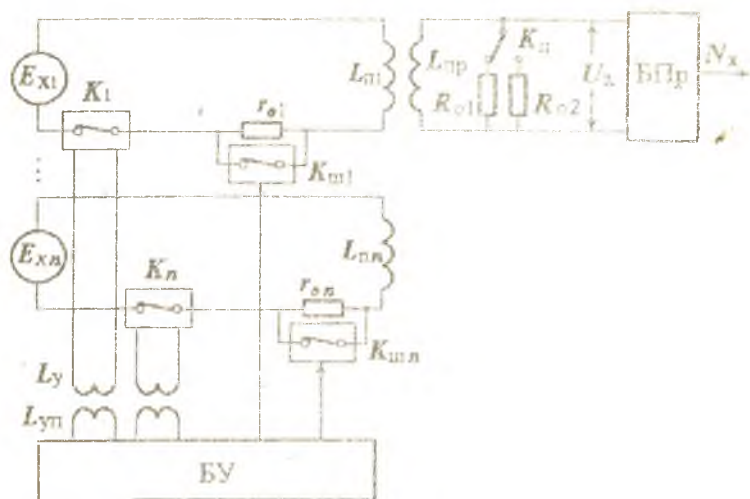


Рис. 1.21. УИТ ВО, реализующий МПП-Р

достаточной степенью точности может быть описано следующим выражением:

$$U_{xm} = \frac{E_x \cdot R_1 \cdot \rho}{r_i \cdot R_1 + \rho},$$

где ρ - эквивалентное характеристическое сопротивление контура, образованного индуктивностями L_{n1} , L_{np} и их паразитными емкостями,

r_i - сопротивление цепи при замкнутом ключевом элементе K_i ,

R_1 - сопротивление цепи при разомкнутом K_i .

Для исключения влияния изменения сопротивления измерительной цепи r_i используется последовательно включенный в цепь образцовый резистор r_o с шунтирующим его ключевым элементом $K_{ш}$. Снижение влияния изменения индуктивностей L_{n1} , L_{np} , их паразитных емкостей и взаимной индуктивности M на результат преобразования реализовано за счет двух образцовых резисторов R_{o1} , R_{o2} , переключаемых ключевым элементом K_n . Результат первого измерения N_{x1} получается, когда шунтирующий ключ $K_{ш}$ замкнут, а K_n - переключен на образцовый резистор R_{o1} . Второе измерение N_{x2} реализуется, когда K_n переключен на резистор R_{o2} , а ключ $K_{ш}$ - замкнут; а третье N_{x3} - при разомкнутом ключевом элементе $K_{ш}$, когда K_n переключен на резистор R_{o1} . По результатам двух первых измерений определяется коэффициент $a = N_{x1} / N_{x2}$, а также

$$\rho = \frac{R_1 R_2 (a - 1)}{R_1 - a R_2}$$

По результатам 1-го и 3-го измерений определяется сопротивление

$$r_4 = r_0 \cdot \frac{N_{x1}}{N_{x2} - N_{x1}}$$

Т.о. вышеприведенные тесты позволяют устранить влияние изменения параметров измерительной цепи на результат преобразования.

Основным недостатком многоканального АЦП, структура которого приведена на рис.1.21, является использование шунтирующих ключевых элементов $K_{ш}$, которые расположены на ВО и должны быть замкнуты или разомкнуты в течение достаточно длительного времени, необходимого для накопления энергии в индуктивности $L_{ш}$. Поэтому для управления ключевыми элементами $K_{ш1} \dots K_{шn}$ на вращающемся диске нужно размещать блок управления с блоком питания, что усложняет аппаратуру на ВО, увеличивает её вес и габариты.

Точность УИГ ВО можно повысить при использовании токосъемника 3-го типа: БИТ-3 (рис.1.22), поскольку данная конструкция снижает

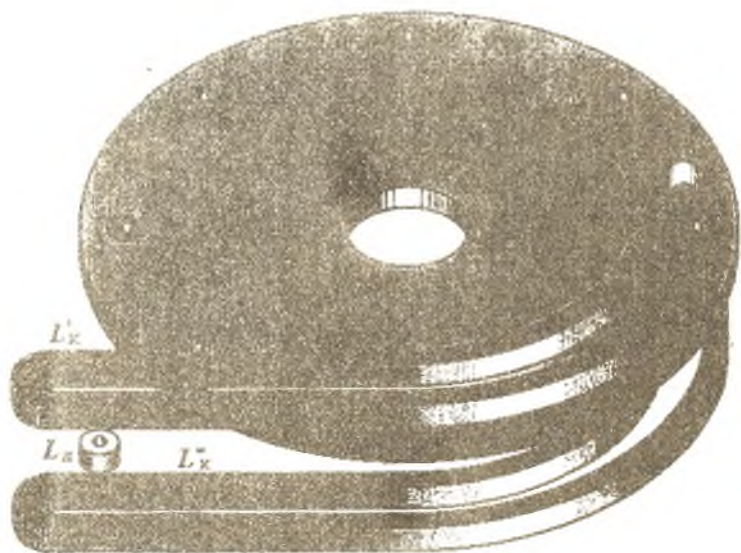


Рис. 1.22. Конструкция БИТ-3

влияние изменения расстояния между секциями компенсирующей катушки [61]. Структурная схема УИТ ВО с БИТ-3 (рис.1.23) включает дополнительную приемную катушку L_d , которая устанавливается на статорной части ВО между секциями компенсирующей катушки L'_k , L''_k . Для этого форма компенсирующей катушки изменена так, что она выходит за пределы вращающегося диска (рис.1.22). Поскольку дополнительная приемная катушка L_d находится в поле компенсирующей катушки L_k практически в тех же условиях, что и приемно-компенсационная $L_{пк}$, то в L_d и $L_{пк}$ наводится одинаковая э.д.с. E_n . При $E_n = E_{тп}$ сигнал $U_x = 0$, следовательно, и в L_d при этом будет наведен сигнал, равный $E_{тп}$. Данное условие будет выполняться и при изменении параметров ГЛИТ, а также параметров компенсирующей катушки (например, расстояния между секциями L'_k и L''_k). Амплитуда наведенного в L_d постоянного сигнала $E_n = E_{тп}$ измеряется во втором блоке преобразования БПр2 (рис.1.23). По значению выходного кода N_{x2} судят об измеряемом сигнале термоэлектрического датчика. Первый блок преобразования БПр1 используется в качестве индикатора для определения момента компенсации $E_n = E_{тп}$, когда $U_x = 0$.

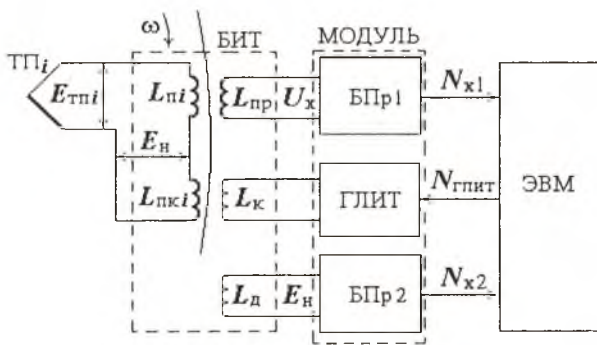


Рис. 1.23. Структурная схема УИТ ВО с БИТ-3

Следовательно, измерительное устройство с БИТ-3 позволяет повысить точность за счет введения дополнительной приемной катушки, которая размещается между секциями компенсирующей катушки, выведенной за пределы вращающегося диска. Об измеряемом сигнале термоэлектрического датчика и, следовательно, об измеряемой температуре судят не по скорости нарастания тока ГЛИТ в момент полной компенсации, а по амплитуде сигнала в дополнительной катушке в момент компенсации.

Глава 2

МОДЕЛЬ БЕСКОНТАКТНОГО ИНДУКЦИОННОГО ТОКОСЪЕМНИКА

2.1. Основные параметры и ограничения модели

В процессе передачи сигнала с вращающегося объекта на неподвижный участвуют пара катушек $L_n, L_{пр}$ узла приема-передачи УПП и пара катушек $L_k, L_{пк}$ узла образцового сигнала УОС. Передача информации происходит через посредство магнитного поля пары взаимодействующих катушек. Поэтому для получения оптимальной конструкции БИТ необходимо проанализировать магнитные поля моделей узлов УПП и УОС.

Электромагнитное поле описывается системой уравнений Максвелла в дифференциальной или интегральной форме

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{\delta}, \quad \oint_l \vec{H} dt = \frac{d}{dt} \int_s \vec{D} ds + \int_s \vec{\delta} ds \quad (2.1)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad \oint_i \vec{E} dl = -\frac{d}{dt} \int_s \vec{B} ds, \quad (2.2)$$

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho, \quad \oint_s \vec{D} ds = q, \quad (2.3)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0, \quad \oint_s \vec{B} ds = 0, \quad (2.4)$$

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E}, \quad \vec{B} = \mu_0 \vec{H},$$

где \vec{E} - напряженность электрического поля (В/м),

\vec{B} - магнитная индукция ($\text{Вб/м}^2 = \text{В} \cdot \text{с/м}^2$),

\vec{D} - электрическая индукция (Кл/м^2),

\vec{H} - напряженность магнитного поля (А/м),

$\varepsilon_0 = 10^7/4\pi\text{с}$, - электрическая постоянная, c - скорость света,

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ - магнитная постоянная (Гн/м).

Уравнение (2.1), получившее название закона полного тока, показывает, что при изменении тока проводимости или тока смещения возникает магнитное поле, ротор или циркуляция вектора которого по замкнутому контуру и описывается уравнением. Уравнение (2.2) отражает закон электромагнитной индукции, согласно которому всякое изменение во времени магнитного поля приводит к возникновению поля электрического. При этом в контуре, помещенном в изменяющееся магнитное поле, наводится э.д.с.

$$U_x = \oint_l \vec{E} d\vec{l}$$

Уравнение (2.3) показывает, что электрическое поле является потенциальным, а (2.4) - отображает принцип непрерывности магнитного потока

$$\Phi = \oint S \vec{B} ds$$

В процессе моделирования важно выбрать оптимальные ограничения, накладываемые на параметры модели. Основным ограничением является квазистационарность исследуемого электромагнитного поля. Условием квазистационарности является неравенство $l \ll \lambda$, где l - линейные размеры исследуемых катушек индуктивности,

$$\lambda = \frac{2\pi\sqrt{2}}{\sqrt{\omega\mu}} - \text{длина электромагнитной волны в проводнике.}$$

Так для частоты 50 Гц длина волны составляет $\lambda = 6000$ км. Для электрических цепей, длина которых значительно меньше λ , условие квазистационарности будет выполняться.

Моделируемые процессы в БИТ достаточно низкочастотные, например длительность нарастания тока ГЛИТ составляет порядка 1 мс. За это время электромагнитное поле распространяется на 300 км. Размеры моделируемых цепей на 4 - 5 порядков меньше, поэтому можно считать, что фаза сигнала на всех участках цепи одинакова. Следовательно, можно анализировать даже магнитное поле постоянного тока. Квазистационарное поле рассматривается, поскольку в постоянном магнитном поле не может индуцироваться э.д.с. U_x .

Квазистационарное поле характеризуется, прежде всего, отсутствием излучения электромагнитной энергии в пространство. Т.е. в уравнении (2.1) можно пренебречь током смещения, и уравнение принимает следующий вид:

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{\delta}, \quad \oint_l \vec{H} d\vec{l} = \int_s \vec{\delta} ds = I \quad (2.5)$$

Т.е. в магнитном поле постоянного тока и в квазистационарном поле уравнение (2.5) выражает закон полного тока - циркуляция вектора напряженности магнитного поля \vec{H} по замкнутому контуру равна полному току I , пронизывающему этот контур, а плотность тока $\vec{\delta}$ определяется ротором напряженности магнитного поля.

Для удобства расчета магнитных полей на практике очень часто применяют понятие векторного магнитного потенциала, ротор которого равен магнитной индукции

$$\text{rot } \vec{A} = \vec{B},$$

$\text{div rot } \vec{A} = 0$ - тождественно.

Наиболее удобен векторный магнитный потенциал \vec{A} для расчета магнитного потока Φ через поверхность s . По теореме Стокса

$$\Phi = \int_s \vec{B} ds = \oint \vec{A} dl,$$

т.е. интеграл по площади преобразуется в интеграл по контуру, который рассчитать значительно проще. Уравнение Пуассона определяет связь векторного магнитного потенциала в произвольной точке поля с плотностью тока в той же точке

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_V \frac{\vec{\delta} dV}{d_s},$$

где d_s - расстояние от элемента объема dV до точки, в которой определяется векторный магнитный потенциал.

Векторный магнитный потенциал \vec{A} широко используют при расчете взаимной индуктивности M двух катушек или потока взаимной индукции через одну из катушек, вызываемую током в другой (рис.2.1).

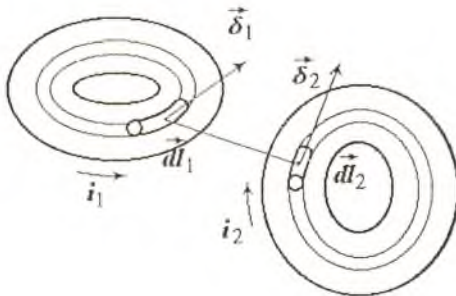


Рис. 2.1. Взаимодействующие катушки индуктивности

В объеме каждой из катушек выделяются элементарные линейные контуры или трубки тока с плотностью δ_1, δ_2 [65,67]. Поток, обусловленный током i_1 и сцепляющийся с одной из трубок тока i_2 , будет равен

$$\Phi_{21} = \int_{l_2} \vec{A}_2 \cdot d\vec{l}_2.$$

Поток Φ_{21} сцепляется с током di_2 , что составляет di_2/i_2 всего тока i_2 , поэтому его доля в величине потокоцепления Ψ_{21} будет

$$d\Psi_{21} = \frac{di_2}{i_2} \int_{l_2} \vec{A}_2 \cdot d\vec{l}_2.$$

Линейный контур подразумевает, что dl_2 является постоянной величиной вдоль всего контура. Поэтому di_2 можно внести под знак интеграла. Кроме того, $di_2 = \delta_2 \vec{dS}_2$, где \vec{dS}_2 - сечение трубки, δ_2 - плотность тока в этом сечении. Исходя из этого

$$d\Psi_{21} = \frac{1}{i_2} \int_{l_2} (\delta_2 \vec{dS}_2) (\vec{A}_2 \cdot d\vec{l}_2).$$

Поскольку $\vec{\delta}_2$ и $d\vec{l}_2$ имеют одно и то же направление, то

$$(\delta_2 \vec{dS}_2) (\vec{A}_2 \cdot d\vec{l}_2) = (d\vec{l}_2 \cdot d\vec{S}_2) (\vec{A}_2 \cdot \delta_2).$$

Поэтому

$$d\Psi_{21} = \frac{1}{i_2} \oint_{l_2} (\delta_2 \cdot \vec{A}_2) (d\vec{s}_2 \cdot d\vec{l}_2).$$

Интегрируя по сечению s_2 второй катушки, получим

$$\Psi_{21} = \frac{1}{i_2} \int_{s_2} \oint_{l_2} (\delta_2 \cdot \vec{A}_2) (d\vec{s}_2 \cdot d\vec{l}_2) \quad \text{или}$$

$$\Psi_{21} = \frac{1}{i_2} \int_{V_2} \delta_2 \cdot \vec{A}_2 dV_2.$$

Величина Ψ_{21} обусловлена током i_1 , поэтому векторный магнитный потенциал будет равен

$$\vec{A}_2 = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{V_1} \frac{\delta_1 dV_1}{d_s},$$

где V_1 - объем 1-й катушки,

d_s - расстояние от элемента dV_1 до точки, в которой определяется векторный магнитный потенциал (рис. 2.1),

δ_1 - вектор плотности тока i_1 .

$$\Psi_{21} = \frac{\mu_0}{4\pi i_2} \iint_{V_1, V_2} \frac{\vec{\delta}_1 \vec{\delta}_2}{d_s} dV_1 dV_2, \quad (2.6)$$

а взаимная индуктивность

$$M = \frac{\Psi_{21}}{i_1} = \frac{\mu_0}{4\pi i_1 i_2} \iint_{V_1, V_2} \frac{\vec{\delta}_1 \vec{\delta}_2}{d_s} dV_1 dV_2. \quad (2.7)$$

Таким образом, для нахождения потокосцепления или взаимной индуктивности необходимо рассчитать двойной интеграл по объему или шестикратный линейный интеграл, что практически невозможно сделать из-за недостатка ресурсов ЭВМ. Поэтому для анализа основных законо-

мерностей и соотношений, необходимых для исследования БИГ, в ряде случаев достаточно проанализировать простейшую модель УОС и УИП, представленную в виде двух линейных контуров. При этом расчет сводится к определению взаимной индуктивности M двух линейных контуров или потока Φ магнитной индукции B , вызванной током i_1 в одном контуре I_1 через второй I_2 (рис.2.2).

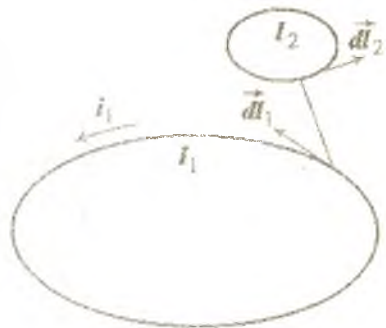


Рис. 2.2. Линейные контуры

Векторный магнитный потенциал в центре элемента dl_2

$$A_2 = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{I_1} \frac{i_1 dl_1}{d_s}$$

Поскольку взаимодействуют только два контура, то потокосцепление

$$\Psi_{21} = \Phi_{21} = \oint_{I_2} A_2 dl_2 = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{I_1} \oint_{I_2} \frac{i_1 dl_1 dl_2}{d_s}, \quad (2.8)$$

а взаимная индуктивность

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{I_1} \oint_{I_2} \frac{dl_1 dl_2}{d_s}. \quad (2.9)$$

Большая часть катушек исследуемых бесконтактных индукционных токосъемников являются круговыми катушками с прямоугольным поперечным сечением. Поэтому катушку можно представить как совокупность круговых витков, у которых площадь поперечного сечения витка намного меньше площади поперечного сечения катушки и намного меньше расстояния между витками двух взаимодействующих катушек. Т.е. в моделируемых катушках выполняются условия

$$\vec{\delta} dV = \vec{\delta} \vec{S} dt = i dt \quad (2.10)$$

и $d_s \gg dl$.

Таким образом, катушка представляет собой совокупность линейных круговых контуров. Поперечное сечение катушки является совокупностью сечений линейных контуров, равномерно распределенных по всей площади сечения катушки. Совокупность линейных контуров позволяет использовать метод суперпозиции для определения поля всей катушки. Такой подход позволяет при сравнительно небольших затратах времени и ресурсов ЭВМ проанализировать основные закономерности узла приемо-передачи и узла образцового сигнала БИТ. На основе данного анализа в последующих главах уточняются отдельные параметры БИТ.

2.2. Узел приемо-передачи

В цепи передающей катушки L_{ni} БИТ (см. рис.1.12, 1.14, 1.22) протекает постоянный ток $i = (E_{тп} - E_n) / r$, определяемый э.д.с. термопары $E_{тп}$, наведенной образцовой э.д.с. E_n и активным сопротивлением r , включающим сопротивление обмоток катушек L_{ni} , L_{nki} , сопротивление удлинительных проводов и внутреннее сопротивление ТП. Этот ток создает магнитное поле передающей катушки L_{ni} . При прохождении L_{ni} между секциями приемной L_{np} в последней наводится электрический сигнал

$$U_x = \frac{d\psi_n}{dt} = \frac{d}{dt}(M_n \cdot i) = i \cdot \frac{dM_n}{dt},$$

определяемый изменением потокосцепления ψ_n между передающей L_{ni} и приемной L_{np} катушками узла УПП, т.е. изменением взаимной индуктивности M_n , поскольку ток i - постоянный.

Простейшей моделью УПП является контур I_n с протекающим по нему током i , взаимодействующий с контуром I_{np} (рис.2.3). Центр контура I_n движется по окружности радиуса R со скоростью

$$V = R\omega = R d\varphi/dt,$$

где ω - круговая частота вращения ротора,

φ - текущая фаза угла поворота радиуса R от начального положения, когда I_n и I_{np} соосны.

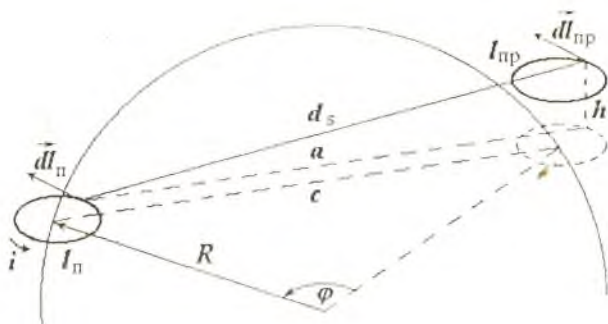


Рис. 2.3. К модели УПП

Сам контур I_n находится в плоскости $R\phi$. Центр контура I_{np} располагается над данной окружностью на высоте h , и плоскость контура параллельна плоскости $R\phi$. Магнитный поток, создаваемый контуром I_n в контуре I_{np} , будет равен

$$\Phi = \frac{\mu_0 \cdot i}{4\pi} \cdot \int_{l_n} \int_{l_{np}} \frac{\vec{dl}_n \cdot \vec{dl}_{np}}{d_s},$$

где d_s - расстояние между векторами \vec{dl}_n , \vec{dl}_{np} контуров I_n, I_{np} .

Положение контура I_{np} фиксировано, а контур I_n находится в произвольном месте на окружности радиуса R .

При расчете потока Φ наиболее удобна цилиндрическая система координат, когда в качестве полярной оси ρ принимается линия, соединяющая центр O_1 первого контура I_n с центром проекции O_2 второго контура I_{np} на плоскость $\rho\alpha$ (рис.2.4), т.е. задача сводится к определению потока взаимной индукции двух контуров с параллельными осями.

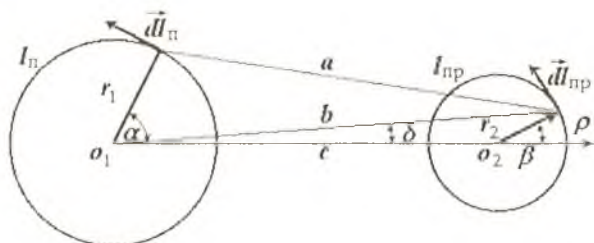


Рис. 2.4. Проекция контуров УПП на плоскость $\rho\alpha$

Учитывая, что скалярное произведение

$$\vec{dl}_n \cdot \vec{dl}_{np} = dl_n dl_{np} \cdot \cos(\alpha - \beta),$$

где $\alpha - \beta$ - угол между \vec{dl}_n и проекцией \vec{dl}_{np} на плоскость pa ,

а также, что $dl_n = r_1 \cdot d\alpha$, $dl_{np} = r_2 \cdot d\beta$, где r_1 , r_2 - соответственно радиусы передающего l_n и приемного l_{np} контуров, получим

$$\Phi = \frac{\mu_0 i r_1 r_2}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\alpha - \beta)}{d_s} d\alpha d\beta. \quad (2.11)$$

Расстояние $d_s = \sqrt{a^2 + h^2}$, где $a^2 = r_1^2 + b^2 - 2r_1 b \cos(\alpha - \delta)$.

$$b^2 = c^2 + r_2^2 - 2cr_2 \cos(\pi - \beta) = c^2 + r_2^2 + 2cr_2 \cos \beta.$$

Из рис.2.4 следует, что

$$\cos \delta = \frac{c^2 + b^2 - r_2^2}{2cb} = \frac{c + r_2 \cos \beta}{\sqrt{c^2 + r_2^2 + 2cr_2 \cos \beta}}$$

В свою очередь,

$$\sin \delta = \sqrt{1 - \cos^2 \delta} = \frac{r_2 \sin \beta}{\sqrt{c^2 + r_2^2 + 2cr_2 \cos \beta}}$$

Поэтому

$$\cos(\alpha - \delta) = \frac{\cos \alpha (c + r_2 \cos \beta)}{\sqrt{c^2 + r_2^2 + 2cr_2 \cos \beta}} + \frac{r_2 \sin \alpha \cdot \sin \beta}{\sqrt{c^2 + r_2^2 + 2cr_2 \cos \beta}}$$

Следовательно

$$a^2 = r_1^2 - r_2^2 + c^2 + 2cr_2 \cos \beta - 2cr_1 \cos \alpha - 2r_1 r_2 \cos(\alpha - \beta),$$

и расстояние между векторами \vec{dl}_n , \vec{dl}_{np} будет равно

$$d = \sqrt{h^2 + r_1^2 + r_2^2 + c^2 + 2c(r_2 \cos \beta - r_1 \cos \alpha) - 2r_1 r_2 \cos(\alpha - \beta)},$$

где $c = 2R \sin \varphi / 2$, что следует из рис.2.3, 2.4.

Численное интегрирование (2.11) при значениях радиусов $R=2\theta$ и $r_1 = r_2 = 1$ для различных высот h дало результаты, приведенные на рис.2.5а, где $\Phi = f(\varphi)$ значения безразмерного магнитного потока взаимной индуктивности в функции угла поворота ротора φ . За единицу принято значение потока для соосных контуров ($\varphi = 0$) при высоте $h = 1$. Из графиков следует, что с уменьшением высоты h поток взаимной индукции двух контуров резко возрастает.

При вращении ротора поток Φ магнитной индукции через приемный контур $I_{\text{пр}}$, вызванный током в передающем контуре $I_{\text{п}}$, изменяется, вследствие чего в приемном контуре $I_{\text{пр}}$ наводится сигнал U_x . При постоянном токе измерительной цепи $i = (E_{\text{тн}} - E_{\text{в}})/r = \text{const}$ изменение потока Φ будет определяться изменением взаимной индуктивности или, что то же самое, коэффициента связи между $I_{\text{п}}$ и $I_{\text{пр}}$. В случае постоянной скорости вращения ротора ω текущая фаза $\varphi = t\omega$ и сигнал

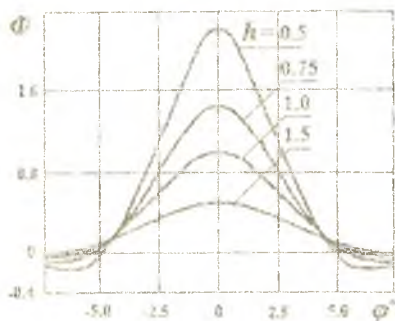
$$U_x = -\frac{d\Phi}{dt} = -\omega \frac{d\Phi}{d\varphi}.$$

Для нахождения сигнала U_x необходимо продифференцировать подынтегральную функцию (2.11) по переменной φ , в результате чего получим

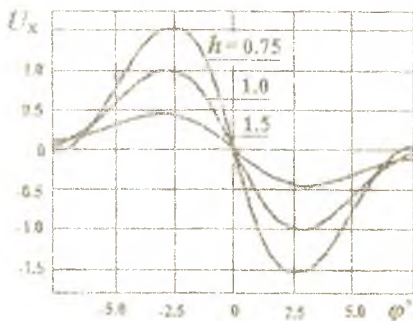
$$\frac{d\Phi}{d\varphi} = \frac{\mu_0 I_{\text{п}} r_2}{4\pi} \times$$

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{[2R^2 \sin 2\varphi + 2R \cos \varphi (r_1 \cos \beta - r_2 \cos \alpha)] \cos(\alpha - \beta) d\alpha d\beta}{\sqrt{[h^2 + r_1^2 + r_2^2 + c^2 + 2c(r_2 \cos \beta - r_1 \cos \alpha) - 2r_1 r_2 \cos(\alpha - \beta)]^3}} \quad (2.12)$$

Из (2.12) следует, что U_x определяется током $i = (E_{\text{тн}} - E_{\text{в}})/r$ измерительной цепи и, следовательно, э.д.с. термопары-радиусами передающего и приемного контуров r_1, r_2 и их взаимным расположением. На рис.2.5 б приведены графики зависимости $U_x = f(\varphi)$, полученные путем численного



а)



б)

Рис. 2.5. Графики зависимости $\Phi = f(\varphi)$, $U_x = f(\varphi)$

интегрирования (2.12) при $R = 20$ и радиусах взаимодействующих контуров $r_1 = r_2 = 1$. За единичное значение принята амплитуда U_x , когда расстояние между $I_{\text{п}}$ и $I_{\text{пр}}$ равно 1. Из графиков следует, что очень сильное влияние на U_x оказывает высота h , на которой расположены контуры.

Поскольку амплитуда сигнала U_x зависит от скорости вращения ротора ω , то при изменении скорости вращения, например на порядок, на столько же увеличивается и динамический диапазон измеряемого сигнала U_x . Для устранения этой зависимости предварительно усиленный сигнал U_x интегрируется. Форма сигнала $U_{\text{инт}}$ после интегрирования аналогична форме зависимости $\Phi = f(\varphi)$, приведенной на рис.2.5 а.

Для уменьшения зависимости потока Φ и, следовательно, амплитуды сигналов U_x , $U_{\text{инт}}$ от расстояния между контурами h , рекомендуется использовать два контура приемной катушки $I_{\text{пр1}}$, $I_{\text{пр2}}$, которые устанавливаются симметрично по обе стороны от плоскости вращения контура $I_{\text{п}}$ передающей катушки. Контур $I_{\text{пр1}}$, $I_{\text{пр2}}$ включаются последовательно согласно, аналогично приемным катушкам $L'_{\text{пр}}$ $L''_{\text{пр}}$ (рис.1.12). Увеличение расстояния между $I_{\text{п}}$ и $I_{\text{пр1}}$ приводит к его уменьшению между $I_{\text{п}}$ и $I_{\text{пр2}}$, что снижает влияние изменения высоты h на величину суммарного потока. Графики зависимости суммарного потока $\Phi = f(\varphi)$ (рис.2.6) приведены к значению суммарного потока, когда $I_{\text{пр1}}$, $I_{\text{пр2}}$ расположены соосно с $I_{\text{п}}$ и симметрично по обе стороны от плоскости передающего контура на высоте $h = 1$.

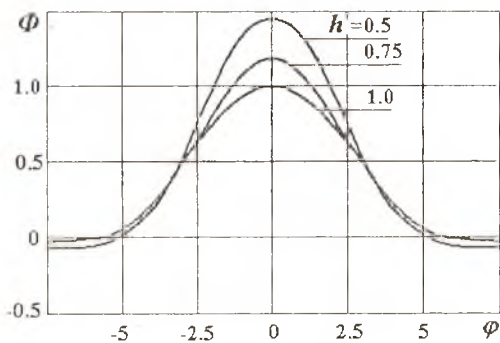


Рис. 2.6. Графики зависимости суммарного потока $\Phi = f(\varphi)$

Из графиков следует, что влияние изменения высоты существенно меньше, чем на графиках (рис.2.5 а). График зависимости изменения суммарного потока $\Delta\Phi$ от смещения Δh передающего контура $I_{\text{п}}$ относительно среднего положения при постоянном расстоянии между $I_{\text{пр1}}$ и $I_{\text{пр2}}$ показывает (рис.2.7), что смещение контура $I_{\text{п}}$ по высоте на $\Delta h = 0.25$ приводит к изменению потока на 8.5 %, что примерно в пять раз меньше, чем на графиках (рис.2.5). Тем не менее, изменение $\Delta\Phi$ достаточно большое и не позволяет получить высокую точность передачи сигнала ТП с ВО на неподвижный. Измерительное устройство заданной точности можно реализовать лишь за счет введения в измерительную цепь образцового сигнала $E_{\text{п}}$.

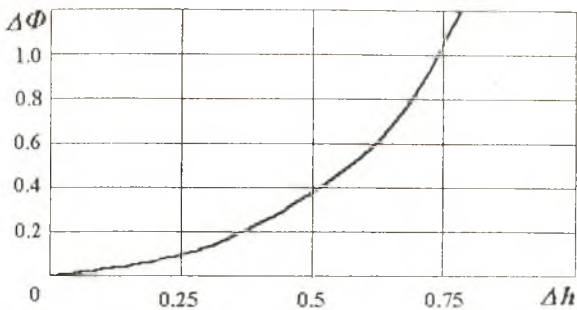


Рис. 2.7. Изменение суммарного потока

Поэтому оптимальная конструкция узла образцового сигнала, с точки зрения повышения точности УИТ ВО, имеет первостепенное значение.

2.3. Поле компенсирующей катушки

Точность УИТ ВО определяется, главным образом, точностью преобразователя в цепи формирования образцового сигнала. При моделировании УОС за основу принят БИТ-2 (см. рис.1.14), поскольку катушка, формирующая образцовый (компенсирующий) сигнал $E_{\text{из}}$ является круговой и поле вдоль всей окружности, по которой вращаются приемнокомпенсационные катушки $L_{\text{пк}}$, будет равномерным. Фрагмент подобного УОС представлен на рис.2.8. Устройство содержит все присущие обеим конструкциям элементы, но его модель получается значительно проще модели БИТ-1, поскольку все секции компенсирующей катушки являются круговыми.

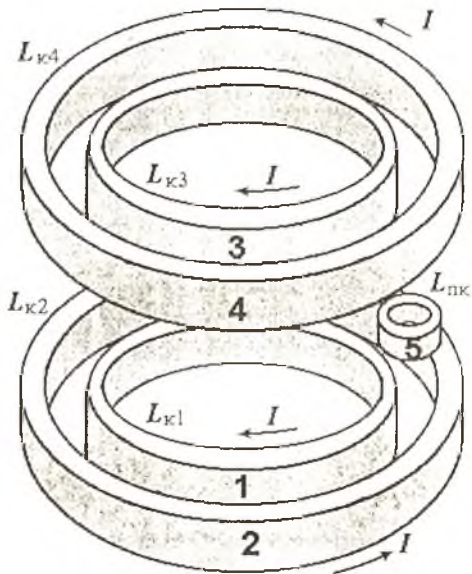


Рис. 2.8. Фрагмент УОС с БИТ-2

Компенсирующая катушка состоит из четырех секций $L_{к1}$, $L_{к2}$, $L_{к3}$, $L_{к4}$, по которым протекает ток I указанных на рис. 2.8 направлений. Витки всех секций компенсирующей катушки расположены вдоль окружности, по которой движутся приемно-компенсационные катушки $L_{пк}$, что и обуславливает равномерность поля на всем пути движения приемно-компенсационных катушек.

На рис. 2.9а приведено сечение катушек узла УОС и направление силовых линий поля магнитной индукции B . Для анализа узла УОС необходимо рассчитать поле магнитной индукции B компенсирующей катушки L_k , состоящей из четырех секций, поток Φ магнитной индукции B через катушку $L_{пк}$ (или взаимную индуктивность M_k между L_k и $L_{пк}$). Картина магнитного поля в плоскости сечения компенсирующей катушки, где расположена катушка $L_{пк}$, позволяет понять основные закономерности формирования образцового сигнала E_n .

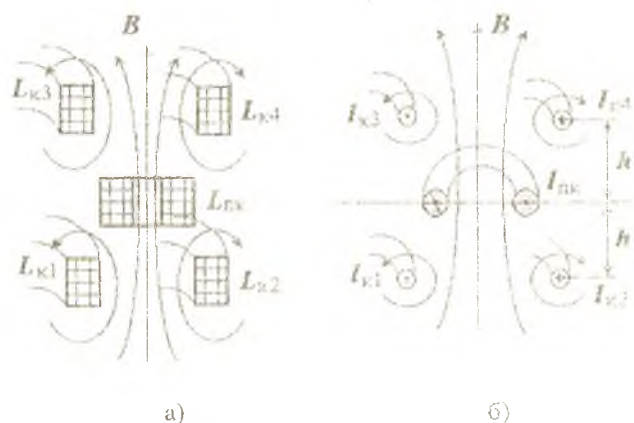


Рис. 2.9. Картина поля магнитной индукции УОС

Катушки L_k и $L_{пк}$ выполняются проводом, сечение которого намного меньше площади поперечного сечения катушек. Поэтому катушки можно представить набором контуров, поперечные размеры сечений которых малы по сравнению с длиной контура и расстоянием между катушками. При таком допущении, соответствующем реальным устройствам, простейшей моделью узла УОС будут четыре круговых контура $I_{к1}$, $I_{к2}$, $I_{к3}$, $I_{к4}$ компенсирующей катушки и контур $I_{пк}$ - приемно-компенсационной (рис. 2.9б). Каждая пара контуров $I_{к1}$, $I_{к2}$ и $I_{к3}$, $I_{к4}$ находится на расстоянии h от плоскости контура $I_{пк}$. Суммарное поле, создаваемое компенсирующими контурами, будет определяться суммой полей всех четырех контуров. Поэтому необходимо исследовать поле каждого контура в области, которую занимает контур $I_{пк}$, и затем определить суммарное поле. В качестве допущения по-прежнему принимается, что поле является квазиста-

ционарным, т.е. скорость изменения тока в контуре невысока, токами смещения можно пренебречь и рассматривать магнитное поле постоянного тока I , протекающего по контуру I_k .

Для анализа поля магнитной индукции контура используется модель, приведенная на рис. 2.10. Контур I_k лежит в плоскости $\rho\alpha$ цилиндрической



Рис. 2.10. К модели УОС

системы координат, которая наиболее удобна при рассмотрении поля магнитной индукции B , поскольку все элементы кругового витка с током I симметричны относительно оси oz . Поэтому симметрично и поле магнитной индукции в плоскости, параллельной плоскости $\rho\alpha$. Следовательно, достаточно рассчитать значение B вдоль оси ρ на различных высотах h .

Наибольший интерес представляет составляющая B_z магнитной индукции, поскольку контур приемно-компенсационной катушки $I_{пк}$ находится в плоскости, параллельной плоскости контура I_k . Через площадь контура $I_{пк}$, моделирующего катушку $I_{св}$, будет протекать поток Φ составляющей B_z магнитной индукции, нормальной к плоскости контура $I_{пк}$. Изменение потока Φ во времени обуславливает наведенную э.д.с. $E_{н}$ во втором контуре. Составляющая B_ρ представляет интерес при оценке погрешностей для случая, когда оси контуров I_k и $I_{пк}$ не являются параллельными, т.е. при отклонении конструкции токосъемника от нормы.

Магнитная индукция dB в произвольной точке пространства от элемента dL контура с током I , согласно закона Био-Савара-Лапласа, равна

$$dB = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \cdot \frac{[\vec{dl} \cdot \vec{d}_0]}{d_s^2}, \quad (2.13)$$

где d_s - расстояние от элемента \vec{dl} контура с током I до точки, в которой определяется магнитная индукция B (рис.2.10), $\vec{d}_0 = \vec{d}_s / d_s$ - единичный вектор.

Магнитная индукция от всего контура

$$B = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \cdot \int_l \frac{[\vec{dl} \cdot \vec{d}_0]}{d_s^2} dl$$

или

$$B = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_l \frac{[\vec{dl} \cdot \vec{d}_s]}{d_s^3} dl, \quad (2.14)$$

поскольку $[\vec{dl} \cdot \vec{d}_0] = [\vec{dl} \cdot \vec{d}_s] / d_s$. Вектор $\vec{dl} = R \cdot d\alpha$, где R - радиус контура l_k . Составляющая B_z определяется произведением вектора \vec{dl} и проекции вектора \vec{d}_s на плоскость $\rho\alpha$, т.е. вектора $\vec{d}_1 = \vec{\rho} - \vec{R}$ для всех значений $\rho > R$ и $\vec{d}_1 = \vec{R} - \vec{\rho}$ для $\rho < R$, т.е. для рис.2.10 имеем

$$[\vec{dl} \cdot \vec{d}_1] = [\vec{dl} \cdot \vec{\rho}] - [\vec{dl} \cdot \vec{R}], \text{ где}$$

$$[\vec{dl} \cdot \vec{\rho}] = R\rho \sin(\pi/2 + \alpha) \cdot d\alpha = R\rho \cos \alpha \cdot d\alpha, \quad [\vec{dl} \cdot \vec{R}] = R^2 d\alpha.$$

Поэтому составляющая B_z магнитной индукции

$$\vec{B}_z = \frac{\mu I}{4\pi} \int_l \frac{[\vec{dl} \cdot \vec{d}_1]}{d_s^3} = \frac{\mu I}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{R^2 - R\rho \cdot \cos \alpha}{\sqrt{(R^2 + h^2 + \rho^2 - 2R\rho \cdot \cos \alpha)^3}} d\alpha. \quad (2.15)$$

Расчет B_z проведен с использованием численных методов интегрирования. Такой подход пригоден как для круговых контуров, так и для контуров, составляющих часть круга, а также для криволинейных контуров.

Результаты расчетов безразмерной магнитной индукции B_z для единичного значения радиуса R при различных высотах h приведены на графиках рис.2.11. Из графиков следует, что при изменении координаты ρ магнитная индукция уменьшается (возрастает по модулю), достигая минимума при значении $\rho = (0.9...0.99)R$, затем B_z переходит через ноль, проходит максимум и плавно уменьшается. Графики приведены к максимальному значению B_z (по модулю) на высоте $h = 0.1$, принятому за единицу.

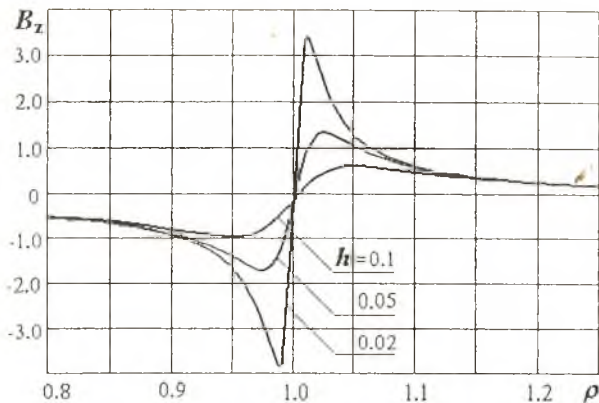
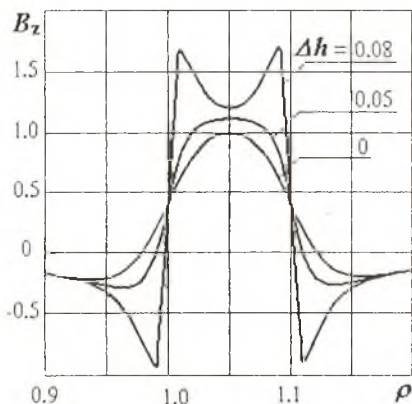
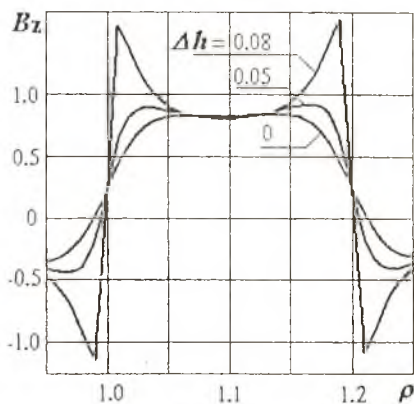


Рис. 2.11. Зависимость $B_z = f(\rho)$ кругового линейного контура

На рис.2.12 приведены графики зависимости суммарной магнитной индукции $B = f(\rho)$ четырех контуров I_{k1} , I_{k2} , I_{k3} , I_{k4} в области, где размещается контур $I_{пк}$. В обоих случаях контуры I_{k1} , I_{k3} имеют единичное значение радиуса $R_1 = R_3 = 1.0$, а радиус контуров I_{k2} , I_{k4} в первом случае (рис.2.12а) составляет $R_2 = R_4 = 1.1$, а во втором случае (рис.2.12 б) - $R_2 = R_4 = 1.2$. По высоте верхняя и нижняя секции разнесены на расстояние 0.2.



а)



б)

Рис. 2.12. Зависимость $B_z = f(\rho)$ четырех линейных контуров

За исходное значение высоты, на которой определяется поле магнитной индукции B_z , принята середина расстояния между верхней и нижней парой контуров ($\Delta h = 0$). Графики (рис.2.12 а, б) нормированы по значению B_z при $\Delta h = 0$, $\rho = 1.05$.

Из графиков (рис.2.12а) следует, что с изменением высоты большее влияние оказывает пара контуров, которая расположена ближе к анализируемой точке пространства. Зависимость $B_z = f(\rho)$ на малых высотах Δh становится вогнутой, т.е. в верхней и нижней части анализируемой области. На графиках рис.2.12а наблюдается сильная зависимость B_z от изменения высоты Δh , составляющая при $\Delta h = 0,008$ примерно 25%. Следовательно, поток Φ через $L_{\text{нк}}$ также будет значительно изменяться при осевых смещениях ротора, которые характерны для многих типов турбин и которые являются основным источником дополнительной погрешности БИТ. Напротив, графики рис.2.12б для различных высот в пределах $\rho = 1,06... 1,14$ практически слились в одну линию. Значения индукции на указанном участке приведены в табл.2.1.

Таблица 2.1

Зависимость $B_z = f(\rho)$ для случая $R_2 = R_4 = 1.2$

ρ	1.06	1.07	1.08	1.09	1.10	1.11	1.12	1.13	1.14
B_{z1}	0.799	0.800	0.799	0.797	0.798	0.802	0.807	0.813	0.815
B_{z2}	0.819	0.804	0.794	0.789	0.789	0.794	0.804	0.818	0.837
B_{z3}	0.826	0.797	0.780	0.771	0.770	0.776	0.789	0.811	0.846

B_{z1} - соответствует смещению $\Delta h = 0$, $B_{z2} - \Delta h = 0.05$, $B_{z3} - \Delta h = 0.08$. Из табл.2.1 следует, что при осевых смещениях в указанных пределах ($\Delta h = \pm 0.08$) и при отсутствии радиальных смещений изменения B_z не превышают 3.5%. Причем графики $B_z = f(\rho)$ в средней части пересекаются, наименьшее значение B_z при $\rho=1.1$ соответствует смещению по высоте $\Delta h = 0.08$, тогда как на графиках рис.2.12а наименьшее значение индукции соответствовало высоте $\Delta h = 0$. Т.е. при увеличении расстояния между парами контуров I_{k1} , I_{k3} и I_{k2} , I_{k4} по оси ρ уменьшается изменение B_z . При этом наблюдается некоторое снижение абсолютной величины индукции, которое для случая $R_2 = R_4 = 1.2$ составило примерно 20% по сравнению со случаем $R_2 = R_4 = 1.1$.

Важным выводом из анализа графиков является то, что за счет изменения расположения в пространстве контуров I_{k1} , I_{k2} , I_{k3} , I_{k4} можно добиться, чтобы поле магнитной индукции было практически инвариантно к осевым (по оси z , т.е. по высоте Δh) и радиальным (по оси ρ) смещениям в некоторых пределах. Поэтому можно предположить, что при интегрировании магнитной индукции по объему катушки $L_{\text{нк}}$ результат, т.е. поток Φ , не будет сильно изменяться при осевых и радиальных смещениях $L_{\text{нк}}$ относительно исходного положения.

Итак, моделирование компенсирующей катушки линейными контурами I_{k1} , I_{k2} , I_{k3} , I_{k4} показало, что поле магнитной индукции в пространстве между контурами является равномерным по всей длине контуров. Наибольший интерес представляет картина поля в поперечном сечении модели при изменении координаты ρ в пределах от R_1 до R_2 и высоты h

от исходного значения $\Delta h = 0$ до $\Delta h = 0.008$, поскольку в указанных пределах и располагается приемно-компенсационная катушка. Сравнение графиков рис.2.12а и рис.2.12б показывает, что при изменении расстояния между контурами l_{k1} и l_{k2} (l_{k3} и l_{k4}) "кривизна" поля меняется. При увеличении радиуса внешних контуров l_{k2} и l_{k4} со значения $R_2 = 1.1$ до $R_2 = 1.2$ вариация магнитной индукции B_z в зависимости от высоты и координаты ρ уменьшается. В идеальном случае магнитная индукция должна оставаться постоянной ($B_z = 1$) на всех высотах от $\Delta h = 0$ до $\Delta h = 0.1$ и при всех значениях ρ от $\rho = R_1$ до $\rho = R_2$. В этом случае поток магнитной индукции через приемно-компенсационную катушку будет стабильным при ее смещении относительно исходного положения как по оси ρ , так и по оси z (по высоте). Причем в реальных конструкциях наибольшие неприятности доставляет смещение по высоте, поскольку оно соответствует осевому смещению ротора турбины.

2.4. Модель укороченной компенсирующей катушки

Укороченная компенсирующая катушка (см. рис.1.12) позволяет разместить как передающие, так и приемно-компенсационные катушки на одном диске. Поэтому в условиях жесткого ограничения на объем и вес аппаратуры, размещаемой на роторе ГТД, конструкция БИТ-1 часто является более предпочтительной, чем БИТ-2. Простейшая модель укороченной компенсирующей катушки, верхняя и нижняя секции которой состоят из четырех элементов контура, приведена на рис.2.13 а, б. Поле такого контура будет складываться из полей каждого из элементов l_1, l_2, l_3, l_4 нижней и элементов l'_1, l'_2, l'_3, l'_4 верхней секции, представляющих собой отрезки прямых (l_2, l'_2, l_3, l'_3) и окружностей (l_1, l'_1 и l_4, l'_4) радиусов R_1 и R_2 . Поэтому расчет магнитного поля такой катушки проводится с использованием закона Био - Савара - Лапласа.

Поле магнитной индукции B в произвольной точке М пространства над полярной осью ρ (рис.2.13а) определяется выражением, аналогичным (2.15), поэтому магнитная индукция в точке М будет равна

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \frac{[\vec{dl}, \vec{d}_s]}{d_s^3},$$

где d_s - расстояние от элемента \vec{dl} до точки М.

Поскольку интерес представляет составляющая B_z магнитной индукции, то она будет определяться векторным произведением элемента \vec{dl}

на проекцию вектора \vec{d}_s на плоскость $\rho\alpha$, т.е. на вектор \vec{d}_1 , соединяющий \vec{dl} с проекцией M на ось ρ , т.е. с точкой m :

$$\vec{B}_z = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_{l_2} \frac{[\vec{dl} \vec{d}_1]}{d_s^3}$$

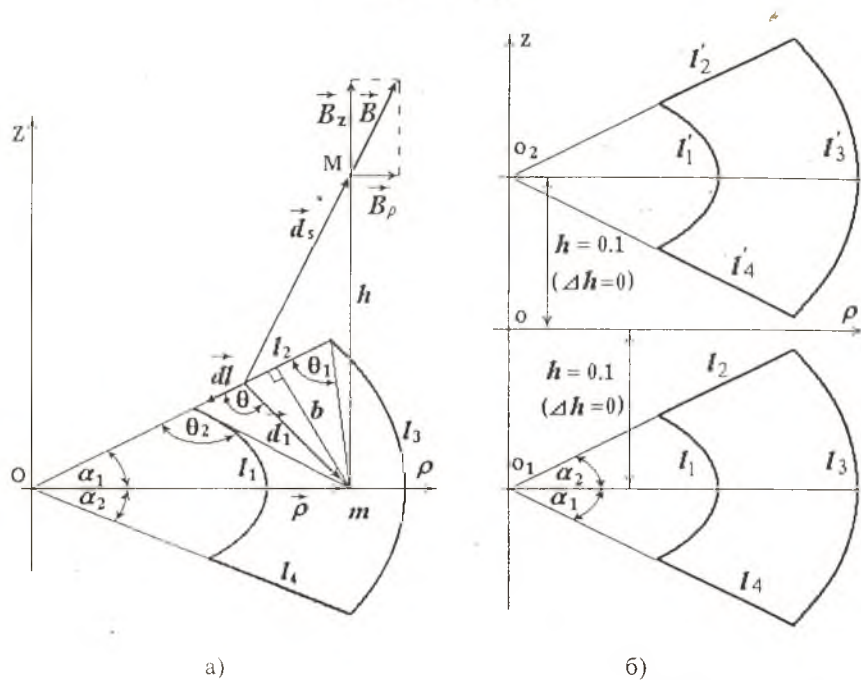


Рис. 2.13. К модели укороченной компенсирующей катушки

Расчет магнитной индукции контура (рис.2.13б) и его отдельных элементов проведен для случая, когда контур расположен в пределах сектора $\alpha = \pm 30^\circ$. Графики зависимости магнитной индукции от угла поворота ротора $B_z = f(\alpha)$ круговых элементов контура I_1, I'_1 и I_3, I'_3 , радиусы которых соответственно равны $R_1=1.0, R_2=1.1$ для значений высоты $h = 0.1$ ($\Delta h = 0$), $h = 0.06$ ($\Delta h = 0.04$) и $h = 0.02$ ($\Delta h = 0.08$) приведены на рис.2.14. За единичное значение B_z принята величина магнитной индукции модели с круговыми контурами (рис.2.9) на исходной высоте, когда верхняя и нижняя секции равноудалены от точки пространства, где рассчитывается индукция ($\Delta h = 0$). Графики характеризуются сильной зависимостью B_z при изменении высоты от исходного положения. Из графиков (рис.2.14) следует, что при изменении угла в пределах $\alpha = \pm 15^\circ$

значение B_z практически не изменяется и отличается от модели с круговыми контурами менее чем на 1%.

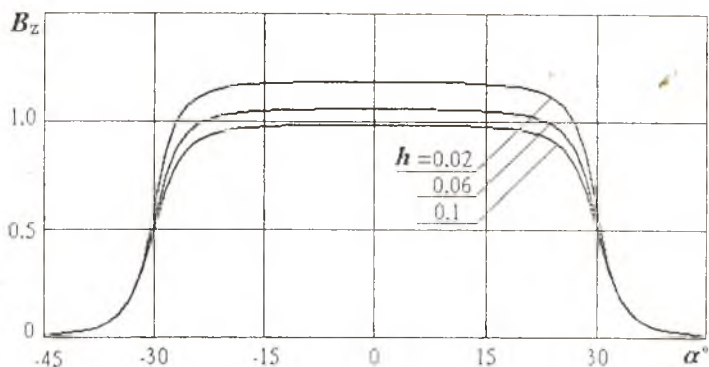


Рис. 2.14. Зависимость $B_z = f(\alpha)$ круговых элементов

Поэтому важно показать, что влияние прямолинейных элементов I_2, I'_2, I_4, I'_4 не приводит к существенному изменению картины поля по сравнению с моделью рис.2.9 по крайней мере в пределах $\alpha = \pm 15 \dots \pm 20^\circ$.

Для прямолинейного участка контура I_2 (рис.2.13 а, б) справедливы следующие соотношения:

$$dl = \frac{d_1 d\theta}{\sin \theta}, \quad d_1 = \frac{b}{\sin \theta}, \quad b = \rho \cdot \sin \alpha.$$

Следовательно

$$\vec{B}_z = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \cdot \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{\sin \theta \cdot d\theta}{\rho \cdot \sin \alpha \cdot \sqrt{(1 + \frac{h^2 \sin^2 \theta}{\rho^2 \sin^2 \alpha})^3}}, \quad (2.16)$$

где h - высота точки М над плоскостью $\rho\alpha$.

При высоте $h = 0$ магнитное поле

$$\vec{B}_z = \frac{\mu_0 I}{4\pi \rho \cdot \sin \alpha} \cdot \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin \theta d\theta = \frac{\mu_0 I}{4\pi \rho \cdot \sin \alpha} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2), \quad (2.17)$$

где θ_1, θ_2 - начальное и конечное значение угла между элементом dl и вектором d_1 , которые можно определить из следующего соотношения: $d_1 / \sin \alpha = \rho / \sin \theta$. Поэтому

$$\theta_1 = \arcsin \left(\frac{\rho \cdot \sin \alpha}{\sqrt{\rho^2 + R_2^2 - 2R_2\rho \cdot \cos \alpha}} \right),$$

$$\theta_2 = \arcsin \left(\frac{\rho \cdot \sin \alpha}{\sqrt{\rho^2 + R_1^2 - 2R_1\rho \cdot \cos \alpha}} \right)$$

График зависимости $B_z = f(\alpha)$ для двух прямолинейных участков контура I_2, I_4 приведен на рис.2.15, из него следует, что магнитная индукция быстро уменьшается по модулю при изменении угла α от исходного положения ($\alpha = \pm 30^\circ$). В средней части контура в пределах $\pm 15^\circ$ значение B_z составляет менее 2% значения магнитной индукции двух круговых контуров.

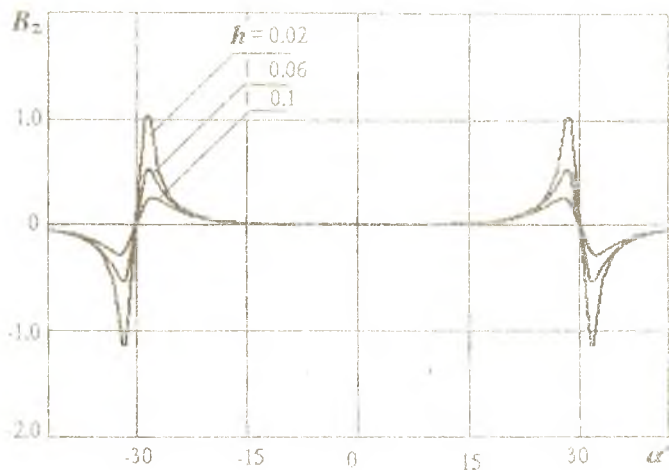


Рис. 2.15. Зависимости $B_z = f(\alpha)$ двух прямолинейных участков контура

На рис.2.16 приведена зависимость поля $B_z = f(\alpha)$, созданного двумя контурами, аналогичными контурам рис.2.13б и расположенными один над другим на $h = 0.2$ при различных смещениях по высоте Δh , числовые данные сведены в табл.2.2. Графики и числовые данные таблицы нормированы по значению магнитной индукции четырех круговых контуров в середине расстояния между верхним и нижним контурами при смещении $\Delta h = 0$. Значения B_{z1} соответствуют $\Delta h = 0$, B_{z2} - смещению $\Delta h = 0.04$ и B_{z3} - смещению $\Delta h = 0.08$.

Таблица 2.2

Зависимость магнитной индукции поля $B_z = f(\alpha)$ укороченной катушки

α°	-24	-18	-12	-6	0	6	12	18	24
B_{z1}	1.091	1.048	1.036	1.040	1.041	1.040	1.036	1.048	1.091
B_{z2}	1.164	1.121	1.109	1.113	1.114	1.113	1.109	1.121	1.164
B_{z3}	1.286	1.245	1.233	1.237	1.238	1.237	1.233	1.245	1.286

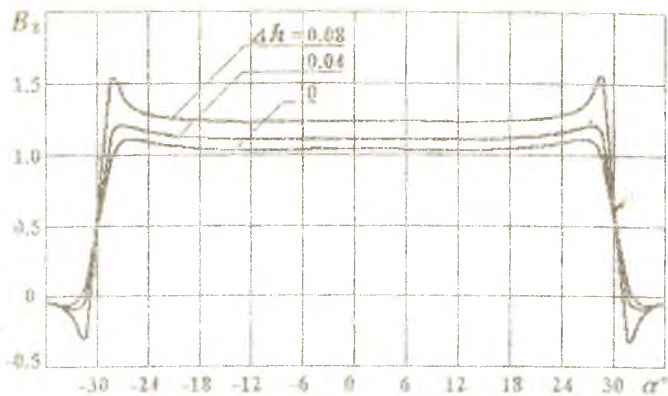


Рис. 2.16. Зависимости $B_z = f(\alpha)$ укороченной катушки

Из графиков и таблицы следует, что в диапазоне $\alpha = \pm 15^\circ$ изменения величины B_z незначительны (от 1.036 до 1.041, т.е. весь диапазон изменений укладывается в 0.5%). В указанном секторе при $\Delta h = 0$ значение B_z равно 1.041, т.е. отличается от индукции четырех круговых контуров примерно на 4%. Картина поля в поперечном сечении в средней части описанной модели ($\alpha = 0^\circ$) компенсирующей катушки, т.е. когда $\alpha_1 = \alpha_2$ (рис.2.16), практически идентична графикам рис.2.12а. Расчет показал, что при увеличении радиуса R_2 с 1.1 до 1.2 зависимость B_z от смещения по высоте уменьшается, так же как на графиках рис.2.12б. Следовательно, магнитное поле модели укороченной компенсирующей катушки (рис.2.13б) в средней её части (в пределах $\alpha = \pm 10 \dots \pm 15^\circ$) практически идентично полю модели катушки с круговыми контурами.

В реальных компенсирующих катушках элементы $l_{k2}, l'_{k2}, l_{k4}, l'_{k4}$ контура являются не прямолинейными, а представляют собой полуокружности радиуса r (рис.2.17). Из модели следует, что вектор \vec{d}_1 , являющийся проекцией вектора \vec{d}_s на плоскость $\rho\alpha$, равен $\vec{d}_1 = \vec{s} + \vec{r}$. При $\delta = 0^\circ$ вектор $\vec{d}_1 = \vec{R}_2 - \vec{\rho}$, а при $\delta = \pi$ вектор $\vec{d}_1 = \vec{\rho} - \vec{R}_1$. В свою очередь $\vec{s} = \vec{\rho} - \vec{R}$, где \vec{R} - средний радиус контура, а расстояние s может быть найдено из следующего равенства $s^2 = \rho^2 + R^2 - 2\rho R \cos \alpha$. Модуль вектора \vec{d}_1 определяется из выражения $d_1^2 = r^2 + s^2 - 2rs \cos(\lambda + \delta)$, где

$$\lambda = \arcsin\left(\frac{\rho}{s} \sin \alpha\right).$$

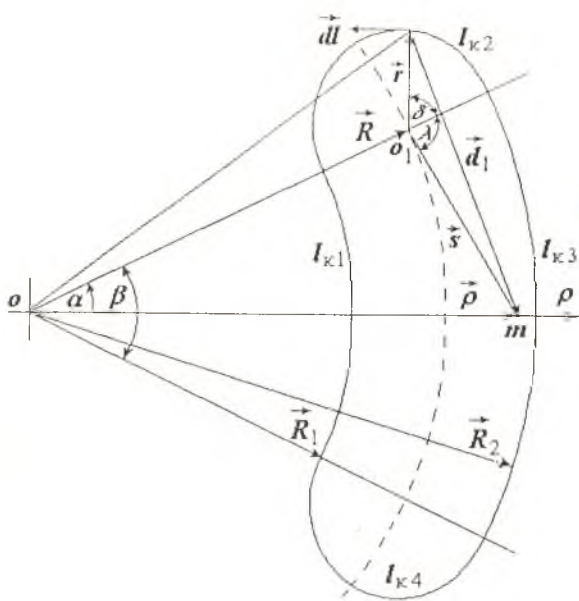


Рис. 2.17. К модели укороченной компенсирующей катушки

Векторное произведение

$$\begin{aligned} \left[\vec{dl}, \vec{d}_1 \right] &= \left[\vec{dl}, (\vec{\rho} - \vec{R}_1 + \vec{r}) \right] = \left[\vec{dl}, \vec{\rho} \right] - \left[\vec{dl}, \vec{R}_1 \right] + \left[\vec{dl}, \vec{r} \right] = \\ &= dl \cdot \rho \cdot \cos(\alpha + \delta) - dl \cdot R_1 \cdot \cos \delta + dl \cdot r. \end{aligned}$$

Поскольку $dl = r \cdot d\delta$, то

$$\left[\vec{dl}, \vec{d}_1 \right] = r(\rho \cdot \cos(\alpha + \delta) - R_1 \cdot \cos \delta + r) d\delta,$$

а магнитная индукция

$$B_z = \frac{\mu_0 I r}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\rho \cos(\alpha + \delta) - R_1 \cos \delta + r}{d_1^3} d\delta, \quad (2.18)$$

где $d_1 = \sqrt{r^2 + \rho^2 + R^2 + h^2 - 2\rho R \cos \alpha - 2rs \cos(\lambda + \delta)}$.

Результаты расчета $B_z = f(\alpha)$, проведенные по (2.18), приведены на рис.2.18 (графики 1, 2). Там же для сравнения приведены графики для прямолинейного элемента I_2 (графики 3,4). Перемещение $\alpha = 0^\circ$ соответствует оси прямолинейного элемента I_2 , длина которого равна диаметру полуокружности I_{k2} , т.е. равна $2r$. Из графиков следует, что влияние элемента контура I_{k2} соизмеримо с влиянием I_2 , что проанализировано выше.

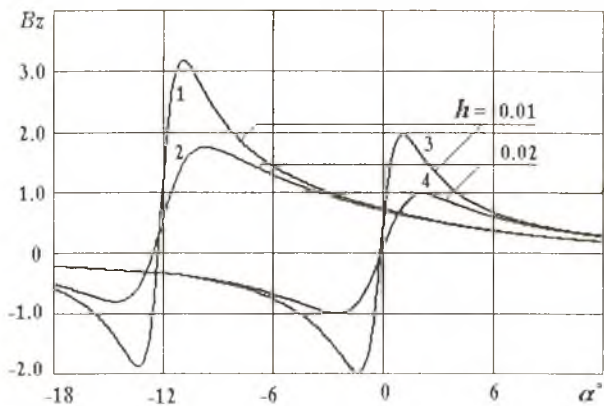


Рис. 2.18. Зависимость $B_z = f(\alpha)$ элементов $I_{к2}, I'_{к2}, I_{к4}, I'_{к4}$

Следовательно, за исключением краевых участков в $10...15^\circ$, магнитная индукция контура укороченной компенсирующей катушки будет идентична индукции круговых контуров при условии, что радиусы R_1, R_2 контуров обеих моделей будут одинаковы. Поэтому и поток Φ магнитной индукции через контур $I_{пк}$ будет одинаков для обеих моделей. Исходя из этого, дальнейший анализ может быть проведен для одной модели БИТ, в частности для модели, представленной на рис.2.8, 2.9.

2.5. Поток магнитной индукции узла образцового сигнала

В процессе формирования образцового сигнала $E_{п}$ для компенсации сигнала датчика $E_{тп}$ или реализации тестового метода измерения участвуют две катушки: первая - компенсирующая $L_{к}$ и вторая - приемно-компенсационная $L_{пк}$ (см. рис.2.8). Поскольку каждая из них намотана равномерно тонким по сравнению с площадью поперечного сечения проводом, то каждую катушку можно представить как совокупность контуров или элементарных трубок тока, равномерно распределенных по объему катушки.

Каждый контур первой катушки $I_{к}$ создает поток Φ магнитной индукции, сцепляющийся с каждым контуром $I_{пк}$ второй катушки (рис.2.19).

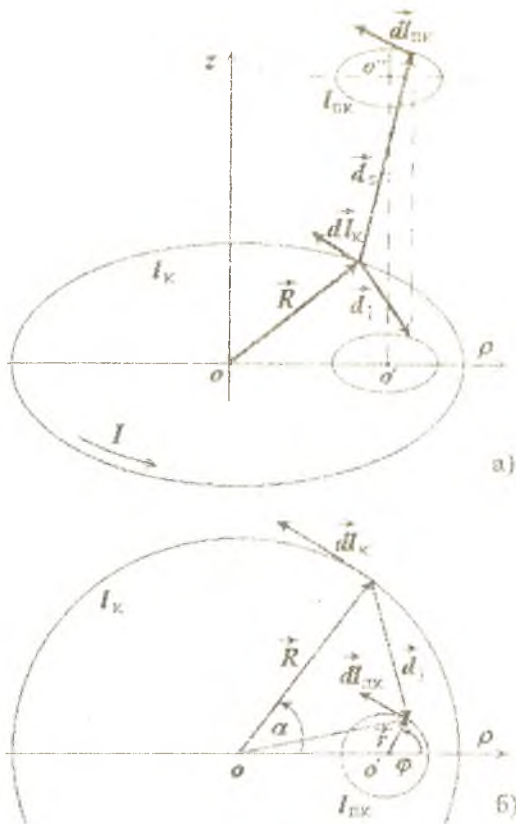


Рис. 2.19. К модели УОС

Поток Φ магнитной индукции, создаваемый контуром I_K , через площадь S , ограниченную вторым контуром I_{NK} , будет равен

$$\Phi = \int_S B ds = \oint_I A dl = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint_{I_K} \oint_{I_{NK}} \frac{dl_NK \cdot dl_K}{d} \quad (2.19)$$

Эта задача может быть решена методом численного интегрирования либо непосредственно двойного интеграла по контурам I_K и I_{NK} , либо интегрированием магнитной индукции B по площади второго контура I_{NK} , либо путем интегрирования векторного магнитного потенциала A по замкнутому контуру I_{NK} .

В случае интегрирования вектора магнитной индукции по площади, ограниченной вторым контуром $l_{\text{вк}}$, выражение потока будет следующее:

$$\Phi = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^r B(\sqrt{(p^2 + r^2 - 2pr \cos \varphi)^2 + h^2}) d\varphi dr, \quad (2.20)$$

где B - магнитная индукция, определяемая (2.14, 2.15),

p - расстояние от центра $l_{\text{в}}$ до проекции центра $l_{\text{вк}}$ на ось ρ .

Т.е. интегрирование происходит как по радиусу r второго контура $l_{\text{вк}}$, так и по углу φ .

Численный расчет потока магнитной индукции с использованием (2.19, 2.20) требует значительных затрат машинного времени. Поэтому в ряде случаев расчет удобнее производить с помощью векторного магнитного потенциала A :

$$\vec{B} = \text{rot} A.$$

Известно, что векторный магнитный потенциал в произвольной точке пространства равен

$$A = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint \frac{I d\vec{l}}{d_s},$$

где $d_s = \sqrt{R^2 + h^2 + \rho^2 - 2R\rho \cdot \cos \alpha}$ - расстояние от элемента контура

$d\vec{l}$ до точки, в которой определяется магнитная индукция,

R - радиус контура $l_{\text{в}}$, создающего поток индукции,

ρ - расстояние от центра контура $l_{\text{в}}$ до проекции рассматриваемой точки пространства на ось ρ полярной системы координат,

h - высота рассматриваемой точки над плоскостью $\rho\alpha$,

$d\vec{l} = R \cdot d\alpha$ - вектор элемента контура, совпадающий с направлением тока I в контуре,

α - угол от оси ρ до текущего положения элемента $d\vec{l}$.

Вектор A имеет одну составляющую A_α , поскольку линии векторного потенциала A симметричны относительно оси OZ и лежат в плоскости, параллельной плоскости $\rho\alpha$ (рис.2.10, 2.19). Поэтому

$$A = A_\alpha = \frac{\mu_0 R}{4\pi} \oint \frac{I \cos \alpha}{d} d\vec{l}$$

или

$$A = A_\alpha = \frac{\mu_0 IR}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos \alpha}{\sqrt{R^2 + h^2 + \rho^2 - 2R\rho \cdot \cos \alpha}} d\alpha.$$

Выражая поток Φ через векторный магнитный потенциал, получим

$$\Phi = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_0^{2\pi} A\left(\sqrt{p^2 + r^2 + 2pr \cos \varphi}, h\right) \cos \gamma \cdot d\varphi, \quad (2.21)$$

где A - векторный магнитный потенциал,

p - расстояние от центра первого контура до центра второго,

r - радиус второго контура $I_{\text{нк}}$,

φ - угол между полярной осью ρ и проекцией текущего положения радиуса r элемента $dl_{\text{нк}}$ на плоскость $\rho\alpha$ при условии, что центр второго контура находится над полярной осью ρ (рис.2.19), а величина

$$\cos \gamma = \frac{(r + p \cos \varphi)}{\sqrt{p^2 + r^2 + 2pr \cos \varphi}},$$

где γ - угол между направлением элемента $dl_{\text{нк}}$ и направлением векторного магнитного потенциала в данной точке. Таким образом

$$\Phi = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_0^{2\pi} A(h, \sqrt{p^2 + r^2 + 2pr \cos \varphi}) \cdot \frac{(r + p \cos \varphi) \cdot d\varphi}{\sqrt{p^2 + r^2 + 2pr \cos \varphi}}. \quad (2.22)$$

Во всех случаях результат получается одинаковым. Ресурсы ЭВМ затрачиваются в меньшей степени и расчет производится быстрее в случае определения потока Φ через векторный магнитный потенциал (2.22).

Графики зависимости потока $\Phi = f(\rho)$, созданного контуром I_k радиуса $R_1 = 1.0$ в контуре $I_{\text{нк}}$ радиуса $r = 0.05$, для различных значений высоты h приведены на рис.2.20.

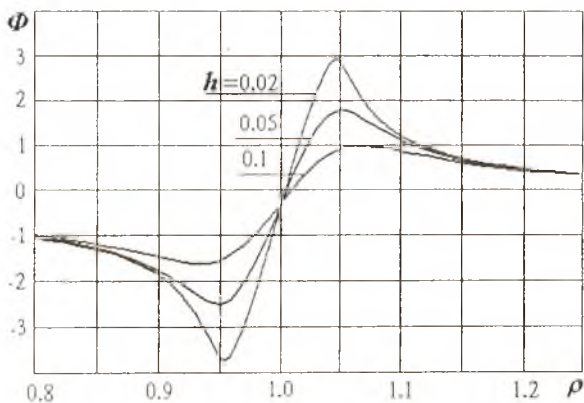


Рис. 2.20. Графики зависимости потока $\Phi = f(\rho)$

При перемещении по оси ρ поток уменьшается (увеличивается по абсолютной величине), достигая минимума примерно при $\rho \approx 0.95$. Затем поток нарастает, проходя через ноль при $\rho \approx 1.0$. После достижения максимума при $\rho \approx 1.05$ поток уменьшается, стремясь к нулю. Т.е. общий характер зависимости $\Phi = f(\rho)$ соответствует графикам $B_z = f(\rho)$, приведенным на рис.2.11, однако графики рис.2.20 более плавные, поскольку магнитная индукция интегрируется по площади s контура $I_{\text{пк}}$. На больших высотах зависимость $\Phi = f(\rho)$ более плавная. Более плавной она получается и при увеличении радиуса r контура $I_{\text{пк}}$, поскольку магнитная индукция B интегрируется, т.е. усредняется на большей площади.

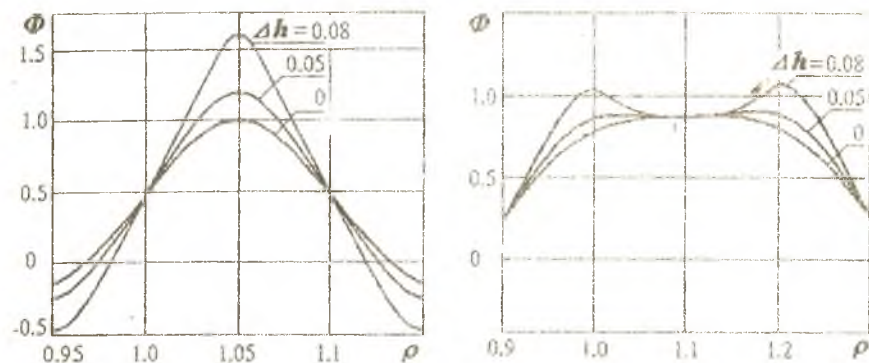
Модель УОС (см. рис.2.8, 2.9) включает четыре контура компенсирующей $I_{\text{к1}}, I_{\text{к2}}, I_{\text{к3}}, I_{\text{к4}}$ и контур приемно-компенсационной катушки $I_{\text{пк}}$. В модели, анализируемой в разделе 2.3, для удобства исследования были приняты единичные радиусы $R_1 = 1.0$ контуров $I_{\text{к1}}$ и $I_{\text{к3}}$. Расстояние между контурами $I_{\text{к1}}$ и $I_{\text{к2}}$ составляло 10% или 20% от радиуса R_1 . Т.е. расстояние между контурами $I_{\text{к1}}$ и $I_{\text{к2}}$ составляет безразмерную величину 0.1 или 0.2. Тот же порядок расстояний был и по высоте h . В пространстве между компенсирующими контурами и расположен контур $I_{\text{пк}}$ (см. рис.2.9 б).

При анализе потока Φ магнитной индукции, создаваемого каждым контуром $I_{\text{к}}$, через площадь, ограниченную контуром $I_{\text{пк}}$, остаются те же размеры и соотношения радиусов компенсирующих контуров. В анализируемой модели диаметр контура $I_{\text{пк}}$ равен безразмерному значению 0.1, что соответствует соотношениям радиусов реально разработанных катушек БИТ. Т.е. соотношения между размерами контуров анализируемых катушек остались теми же, что и в разделе 2.3. В одном случае диаметр контура $I_{\text{пк}}$ равен расстоянию между контурами $I_{\text{к1}}$ и $I_{\text{к2}}$, во втором случае - расстояние $R_2 - R_1$ вдвое больше диаметра $I_{\text{пк}}$.

На рис.2.21а приведены графики зависимости суммарного магнитного потока $\Phi = f(\rho)$, созданного контурами $I_{\text{к1}}, I_{\text{к3}}$ радиуса $R_1 = 1.0$ и контурами $I_{\text{к2}}, I_{\text{к4}}$ радиуса $R_2 = 1.1$ в контуре $I_{\text{пк}}$ радиуса $r = 0.05$, для различных значений высот h . Расстояние между двумя парами контуров $I_{\text{к1}}, I_{\text{к2}}$ и $I_{\text{к3}}, I_{\text{к4}}$ составляет 0.2. На рис.2.21б - графики $\Phi = f(\rho)$ для тех же значений h, r и R_1 , но $R_2 = 1.2$.

График (рис.2.21а) характеризуется сильной зависимостью величины потока от высоты, на которой расположен контур $I_{\text{пк}}$. При смещении контура $I_{\text{пк}}$ по высоте от исходного положения ($\Delta h = 0$) до высоты $\Delta h = \pm 0.08$ изменение потока превышает 60%. Из графиков рис.2.21а также следует, что при смещении контура $I_{\text{пк}}$ от центра по оси ρ происходит уменьшение магнитного потока Φ на всех высотах. Причем уменьшение происходит быстрее, когда контур $I_{\text{пк}}$ находится ближе к контурам $I_{\text{к1}}, I_{\text{к2}}$ или $I_{\text{к3}}, I_{\text{к4}}$, т.е. при значениях высот, близких к $\Delta h = \pm 0.1$.

Совершенно другой характер имеют графики $\Phi = f(\rho)$ при увеличении расстояния между контурами l_{k1} и l_{k2} (а также между l_{k3} и l_{k4}), т.е. при увеличении радиуса внешнего контура до величины $R_2 = 1.2$ (рис.2.21б).



а) б)
Рис. 2.21. Графики зависимости $\Phi = f(\rho)$

Из графиков следует, что Φ на различных высотах h в средней части (при $\rho \approx 1.05 \dots 1.15$) имеет примерно одинаковое значение. Числовые данные потока на указанном интервале ρ для трех значений смещения по высоте Δh приведены в табл.2.3, где Φ_1 соответствует смещению $\Delta h = 0$, Φ_2 - смещению $\Delta h = 0.05$ и Φ_3 - смещению $\Delta h = 0.08$.

Таблица 2.3

Зависимость $\Phi = f(\rho)$

ρ	1.06	1.07	1.08	1.09	1.10	1.11	1.12	1.13	1.14
Φ_1	0.803	0.826	0.837	0.843	0.846	0.847	0.845	0.837	0.816
Φ_2	0.859	0.857	0.851	0.847	0.847	0.852	0.861	0.872	0.877
Φ_3	0.944	0.888	0.856	0.840	0.837	0.846	0.867	0.906	0.969

Из табл.2.3 следует, что при увеличении расстояния между контурами l_{k1} , l_{k3} и l_{k2} , l_{k4} поток уменьшается примерно на 15% по сравнению с графиками рис.2.21а. Однако при смещении l_{nk} по оси z на величину $\Delta h = \pm 0.08$, т.е. практически от нижних (l_{k1} , l_{k2}) до верхних (l_{k3} , l_{k4}) контуров, изменение потока составляет примерно 1%. Т.е. с увеличением радиуса R_2 , т.е. с увеличением расстояния между контурами l_{k1} и l_{k2} , (l_{k3} и l_{k4}) с величины $R_2 = 1.1$ до $R_2 = 1.2$ изменение потока сократилось примерно в 60 раз, т.е. зависимость потока от смещения контура l_{nk} в радиальном и осевом направлении уменьшается. При этом уменьшение величины потока, т.е. снижение чувствительности, незначительно - порядка 15%.

Итак, при правильно спроектированном узле УОС как осевое, так и радиальное смещение приемно-компенсационного контура $L_{пк}$ в некоторых пределах не приводит к значительному изменению Φ и, следовательно, погрешности. Поэтому необходимо найти оптимальную конфигурацию площади поперечного сечения L_k и $L_{пк}$, при которой осевые и радиальные смещения ротора не приводили бы к погрешности БИТ, превышающей заданную, а чувствительность оставалась бы достаточно высокой. Подобная задача представляется достаточно сложной и громоздкой, поскольку на суммарный поток через L_k оказывает влияние соотношение расстояний между секциями компенсирующей катушки L_k , между размерами L_k и $L_{пк}$, а также соотношение между шириной и высотой поперечного сечения каждой из катушек УОС. Исследование влияния конфигурации БИТ, и прежде всего компенсирующей катушки, на магнитный поток в приемно-компенсационной катушке посвящена следующая глава.

Глава 3

ВЛИЯНИЕ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ БИТ НА ТОЧНОСТЬ УИТ ВО

3.1. Влияние компенсирующей катушки на точность устройства

Точность исследуемого устройства определяется точностью преобразователя в цепи формирования образцового сигнала. Следовательно, необходимо исследовать влияние конфигурации БИТ, и прежде всего компенсирующей катушки, на магнитный поток в приемно-компенсационной катушке, т.е. узла УОС, с целью минимизации погрешности от осевых и радиальных смещений ротора турбины. Для решения этой задачи важно использование модели, позволяющей при сравнительно небольшом объеме вычислений сохранить соответствие реальным устройствам и адекватность ранее исследованным моделям.

Расчет взаимной индуктивности катушек L_k и L_{nk} или потока магнитной индукции компенсирующей катушки L_k через объем катушки L_{nk} представляется довольно объемным и громоздким. Поскольку выражения (2.6, 2.7) представляют интеграл по объему обеих катушек, то это привело бы к необходимости расчета 6 - кратного интеграла численными методами, что практически сделало бы невозможным анализ УОС. Поэтому для исследования влияния конфигурации компенсирующей катушки на точность устройства был проведен сравнительный анализ различных моделей и методов расчета.

Модели катушек, представленные набором линейных круговых контуров, как показано в гл.2, значительно упрощают процесс нахождения потока взаимной индукции катушек L_k и L_{nk} . В общем случае при n приемно-компенсационных контуров и k компенсирующих суммарный поток взаимной индукции через L_{nk} , вызванный током в L_k , будет равен

$$\Phi_{\Sigma} = \sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^n \Phi_{ij},$$

где Φ_{ij} - поток взаимной индукции двух линейных контуров.

Для определения потока магнитной индукции Φ двух линейных контуров используются выражения (2.8), (2.9). Наиболее быстрым получается решение, когда магнитный поток рассчитывается с использованием векторного магнитного потенциала

$$\Phi = \Psi_{21} = \oint_{I_{nk}} A_{nk} dI_{nk}, \quad (3.1)$$

где $A_{п.к} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{l_k} \frac{\vec{i}_k d\vec{l}_k}{d_s}$ - векторный магнитный потенциал.

Определение потока магнитной индукции (или взаимной индуктивности) можно произвести путем непосредственного интегрирования по дугам линейным контурам. Поток равен

$$\Phi = \frac{\mu_0 i_1}{4\pi} \iint_{l_1 l_2} \frac{d\vec{l}_1 d\vec{l}_2}{d_s}, \quad (3.2)$$

а взаимная индуктивность

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_{l_1 l_2} \frac{d\vec{l}_1 d\vec{l}_2}{d_s}. \quad (3.3)$$

Из (3.2) видно, что при единичном значении тока i_1 выражение потока Φ и взаимной индуктивности M - идентичны.

Т.о. для определения потока взаимной индукции или индуктивности двух контуров необходимо нахождение двойного интеграла. Однако двукратное интегрирование требует значительных ресурсов ЭВМ и затрат времени. Поэтому в ряде случаев с целью ускорения расчетов интегралы можно свести к известным специальным функциям, например к эллиптическим интегралам, либо использовать разложение в ряд подынтегральной функции [66, 73, 74]. Табличная форма представления эллиптических интегралов не может обеспечить высокой точности расчета, когда расстояние между контурами меньше их радиусов [68]. Поэтому использование эллиптических интегралов может быть рекомендовано только в тех случаях, когда производятся расчеты вспомогательных функций, например, влияния радиальной составляющей магнитной индукции на точность преобразования (раздел 3.3).

Для машинных методов расчета удобнее пользоваться разложением подынтегральной функции в ряд. При этом для разложения наиболее часто используется гипергеометрический ряд и его частный случай - полиномы Лежандра [73]. Так в [68] для определения взаимной индуктивности двух контуров радиусов R_1 и R_2 с параллельными осями (рис.3.1) приведены выражения M в виде бесконечных рядов. При расстоянии между катушками $d_s > R_1 + R_2$ взаимная индуктивность двух контуров радиусов R_1 и R_2 будет равна

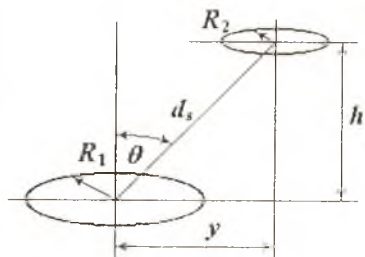


Рис. 3.1. К определению M

$$M = \frac{2\pi\mu_0 R_2^2}{R_1} \times \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cdot \frac{(2n)!}{n!(n-1)!} \cdot F\left(-n, -n+1, 2, \frac{R_2^2}{R_1^2}\right) \cdot \left(\frac{R_1}{2d_s}\right)^{2n+1} P_{2n}(\cos\theta),$$

где $P_{2n}(\cos\theta)$ - полином Лежандра,

$F\left(-n, -n+1, 2, \frac{R_2^2}{R_1^2}\right)$ - гипергеометрический ряд.

При $d_s < R_1 + R_2$

$$M = \frac{2\pi\mu_0 R_2^2}{R_1} \times \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cdot \frac{(2n+1)!}{2^{2n+1}(n!)^2} \left(\frac{d_s}{R_1}\right)^{2n} \cdot F\left(n+\frac{1}{2}, n+\frac{3}{2}, 2, \frac{R_2^2}{R_1^2}\right) P_{2n}(\cos\theta).$$

Однако данные выражения целесообразно применять только при условии $d_s \gg R_1 + R_2$ в первом случае и $d_s \ll R_1 + R_2$ - во втором. Во всех других случаях погрешность расчета получается недопустимо большая. Поэтому указанные выражения не могут быть рекомендованы для расчета БИТ, где радиусы контуров катушек соизмеримы с расстоянием d , между контурами.

Для расчета БИТ может быть рекомендован метод однократного численного интегрирования [68]. Суть метода состоит в том, что взаимная индуктивность двух круговых контуров с параллельными осями может быть представлена в следующем виде:

$$M = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{f \cdot M_{\lambda}}{q^2} d\vartheta, \quad (3.4)$$

где M_{λ} - взаимная индуктивность двух коаксиальных круговых контуров, радиусы которых равны R_1 и $\rho = q R_2$ и плоскости которых находятся на расстоянии h ,

f и q - функции от ϑ

$$q = \sqrt{1 + \left(\frac{a}{R_2}\right)^2 - 2\frac{a}{R_2} \cos\vartheta},$$

$$f = 1 - \frac{a}{R_2} \cos\vartheta,$$

$$h = d_s \cos\theta = x$$

$$a = d_s \sin\theta = y \quad (\text{рис. 3.1}).$$

Взаимная индуктивность M_λ коаксиальных круговых контуров рассчитывается значительно проще, чем контуров с параллельными осями [68]. Так M_λ двух коаксиальных круговых контуров (рис.3.2), радиусы которых равны R_1 и R_2 , может быть найдена из следующего выражения:

$$M_\lambda = \frac{\mu_0 \pi \sqrt{R_1 R_2}}{2} k^2 \left(\frac{1}{8} + \frac{3}{32} k^2 + \frac{75}{1024} k^4 + \dots + \frac{n}{n+1} A_n \cdot k^{2n-2} \right), \quad (3.5)$$

$$\text{где } A_n = \left[\frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \dots (2n-1)}{2 \cdot 4 \cdot 6 \dots 2n} \right], \quad (3.6)$$

$$k^2 = \frac{4R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2 + h^2}$$

Выражение (3.5) удобно применять при $k^2 < 0.3$, что характерно для узла УОС. Для значений $0 < k < 0.995$ рекомендуется использовать следующий ряд:

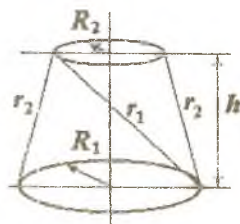


Рис. 3.2. Коаксиальные контуры

$$M = \frac{\mu_0 \pi \sqrt{2R_1 R_2}}{\sqrt{1+q}} \cdot q^{1/4} \left[1 + \frac{1}{4} q^2 + \frac{9}{64} q^4 + \dots + A_n q^{2n} + \dots + \frac{1}{2} q + \frac{3}{16} q^3 + \dots \right], \quad (3.7)$$

$$\left[\dots + \frac{2n+1}{2(n+1)} A_n q^{2n+1} + \dots \right]$$

где $q = \left(\frac{\sqrt{r_1} - \sqrt{r_2}}{\sqrt{r_1} + \sqrt{r_2}} \right)^2$, r_1 и r_2 - расстояния (см. рис 3.2),

A_n - определяется выражением (3.6).

При значениях k , близких к 1 ($k^2 > 0.6$), рекомендуется [68] следующее выражение для расчета взаимной индуктивности двух контуров с неравными радиусами:

$$M = \frac{\mu_0 \sqrt{R_1 R_2}}{k} \left[\left(1 + \frac{m^2}{4} + \frac{m^4}{64} + \dots \right) \ln \frac{4}{m} - \left(2 - \frac{m^2}{4} + \frac{m^4}{64} + \dots \right) \right], \quad (3.8)$$

где $m^2 = 1 - k^2$.

Сравнительный расчет значений взаимной индуктивности M методом двукратного интегрирования (3.2, 3.3), принятым за образцовый, а также расчет с использованием разложений в ряд (3.5)...(3.8) показал, что наиболее близкие значения к (3.3) дает ряд (3.8). При этом время расчета сокращается на порядок по сравнению с двукратным интегрированием.

Модель УОС всегда включает несколько контуров компенсирующей катушки L_k , поскольку состоит из нескольких секций, и может содержать один или несколько контуров катушки L_{mk} (рис.3.3). При проектировании

необходимо найти в модели УОС оптимальное взаимное расположение контуров $I_{пк}$ и $I_{к1}, I_{к2}, I_{к3}, I_{к4}$, оптимальные размеры $r, a = R_2 - R_1, b = 2h$ с точки зрения минимизации влияния смещения $I_{пк}$ по осям ρ и z' на Φ .

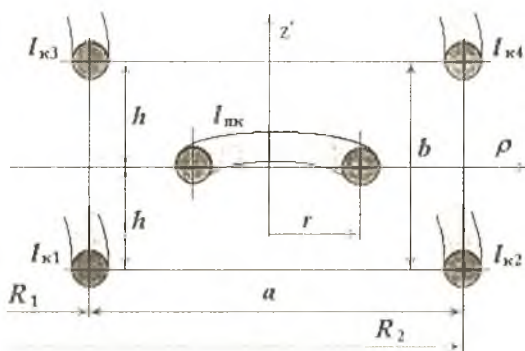


Рис. 3.3. К модели УОС

У идеального УОС зависимость $B_z = f(x)$ - величина постоянная для всех значений высоты от $z = 0$ до $z = \pm h$ в диапазоне смещений $I_{пк}$ по оси ρ от $a/2$ до $-a/2$. Поток магнитной индукции, сцепленный с витками приемно-компенсационной катушки, находящейся в таком поле, при смещении её вверх - вниз или влево - вправо меняться не будет ($\Phi = const$), поэтому и наводимая в $L_{пк}$ э.д.с. $E_{пк}$ также не будет изменяться. С целью получения в процессе проектирования конфигурации УОС, близкой к идеальной, катушки L_k и $L_{пк}$ моделировались набором проводников с некоторым шагом.

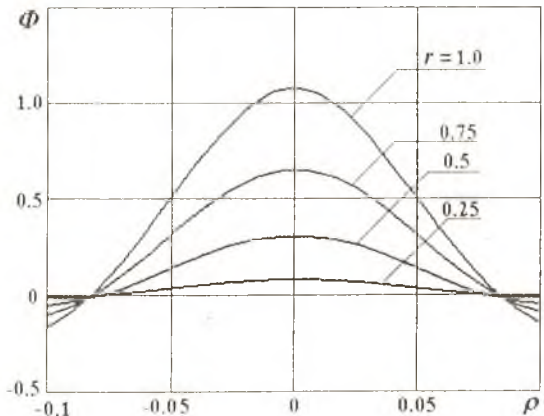


Рис. 3.4. Зависимость $\Phi = f(\rho)$, при $z = 0$

Поток магнитной индукции через площадь контура $I_{пк}$ зависит от радиуса этого контура и высоты, на которой он расположен. На рис.3.4, 3.5, 3.6 приведены графики $\Phi = f(\rho)$ зависимости потока через $I_{пк}$ от смещения контура $I_{пк}$ по оси ρ для различных значений высоты z и радиусов r контура $I_{пк}$. Расстояние $a = b = 2$, т.е. составляет

две безразмерных единицы, радиус $R_1 = 20$, т.е. соотношение размеров УОС такое же, что и в моделях гл.2. Из графиков следует, что по мере уменьшения радиуса r характер $\Phi = f(\rho)$ приближается к графикам $B_z = f(\rho)$, что приведены на рис.2.12. •

Графики рис.3.4 соответствуют исходному положению по высоте $z = 0$, когда $I_{\text{пк}}$ находится посредине между верхней $I_{\text{к1}}$, $I_{\text{к2}}$ и нижней $I_{\text{к1}}$, $I_{\text{к2}}$ парами компенсирующих контуров. Графики рис.3.5 - высоте $z = 0.5 h$, а рис.3.6 - $z = 0.9 h$.

Для всех значений радиусов $I_{\text{пк}}$ (от $r = 0.25$ до $r = 1.0$) характерно увеличение потока при смещении $I_{\text{пк}}$ от среднего положения $z = 0$ вверх или вниз (рис.3.7). Причем чем больше радиус r , тем больше как абсолютная величина потока, так и его изменение. Поток, создаваемый в контуре $I_{\text{пк}}$ радиусом $r=1.0$, примерно в 15 раз превышает поток, создаваемый $r = 0.25$.

В табл.3.1 приведены значения изменения суммарного потока через 4 витка $I_{\text{пк}}$ указанных радиусов при

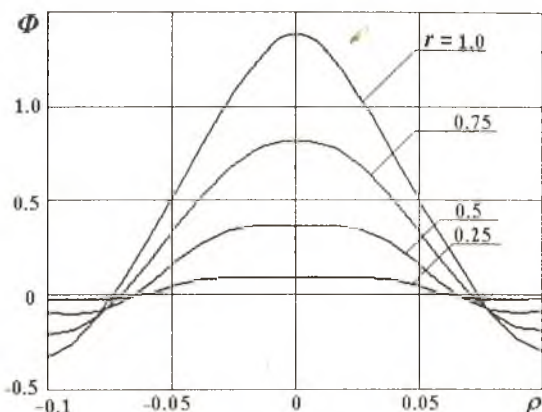


Рис. 3.5. Зависимость $\Phi = f(\rho)$, при $z = 0.5$

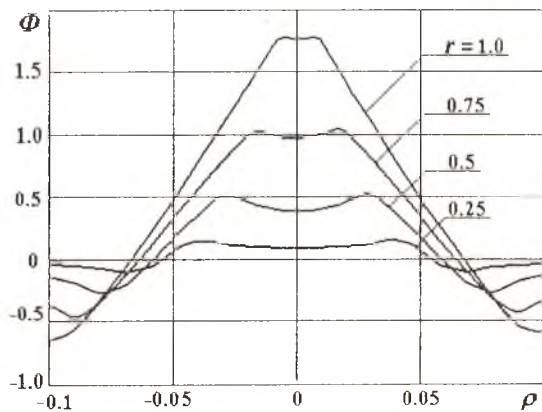


Рис. 3.6. Зависимость $\Phi = f(\rho)$, при $z = 0.9$

Таблица 3.1

Изменение суммарного потока от осевого смещения $I_{\text{пк}}$

z	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
$\Delta\Phi, \%$	0	0.65	2.65	6.00	10.8	17.1	25.0	34.5	45.8	58.2

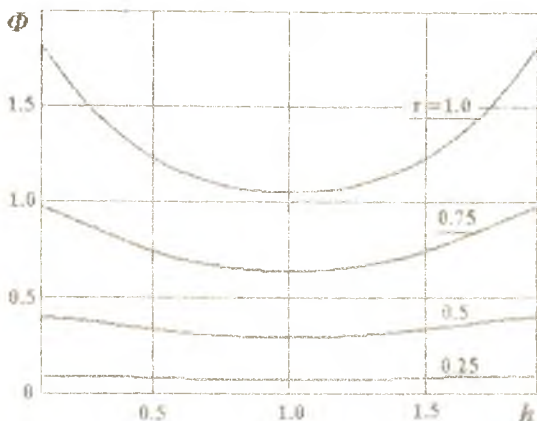


Рис. 3.7. Зависимость $\Phi = f(h)$

смещении приемно-компенсационных контуров по оси z . Из таблицы следует, что изменение потока Φ вследствие смещения $I_{\text{пк}}$ в указанных пределах достаточно велико.

Изменение суммарного потока несколько меньше изменения потока через контур радиуса $r = 1.0$. Однако это различие невелико (не превышает 10%) и для упрощения расчетов можно анализировать поток через один виток максимального радиуса катушки. При этом будут получаться наилучшие результаты с точки зрения погрешности от радиального и осевого смещения $I_{\text{пк}}$. Изменение потока через виток $r = 0.75$ дает результаты лучше, по сравнению с суммарным потоком, примерно на 5%, т.е. такая модель наиболее близка к модели, представленной суммой контуров. Однако завышение результатов опаснее их занижения.

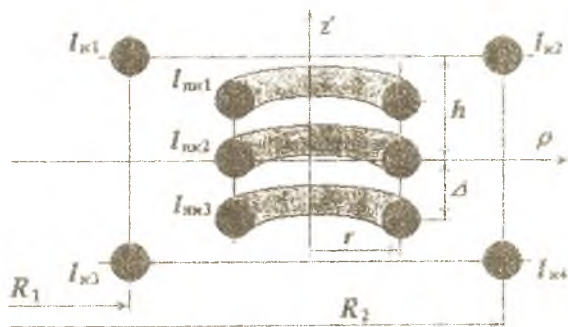


Рис. 3.8. К модели УОС

Изменение конфигурации катушки $L_{\text{ПК}}$ за счет увеличения числа контуров по оси z (рис.3.8) позволяет снизить влияние осевых смещений ротора на потокосцепление (табл.3.2). Это объясняется тем, что изменение потока через верхний и нижний контуры компенсируются, а суммарный поток увеличивается примерно втрое.

Таблица 3.2

Изменение суммарного потока от осевого смещения трех $J_{\text{ПК}}$

z	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
$\Delta\Phi, \%$	0	0.37	1.21	2.50	4.18	6.23

Представление каждой из четырех секций $L_{\text{к1}}, L_{\text{к2}}, L_{\text{к3}}, L_{\text{к4}}$ компенсирующей катушки набором (матрицей) проводников $n_x \times n_z$ позволяет существенно приблизить результаты моделирования к реальным устройствам. Наибольшее приближение модели УОС к реальному устройству получается в случае представления обеих катушек ($L_{\text{к}}$ и $L_{\text{ПК}}$) набором линейных контуров (рис.3.9), где приемно-компенсационная катушка $L_{\text{ПК}}$ представлена матрицей $k_x \times k_z$ с одинаковым шагом $\Delta x = \Delta z$ по обеим осям.

Увеличение числа проводников приближает модель к реальной катушке, однако объем вычислений при этом резко возрастает и анализ модели становится чрезмерно громоздким. Поэтому с целью сокращения объема вычислений предложено упростить модель БИТ, представив $L_{\text{к}}$ набором бесконечно длинных линейных проводников.

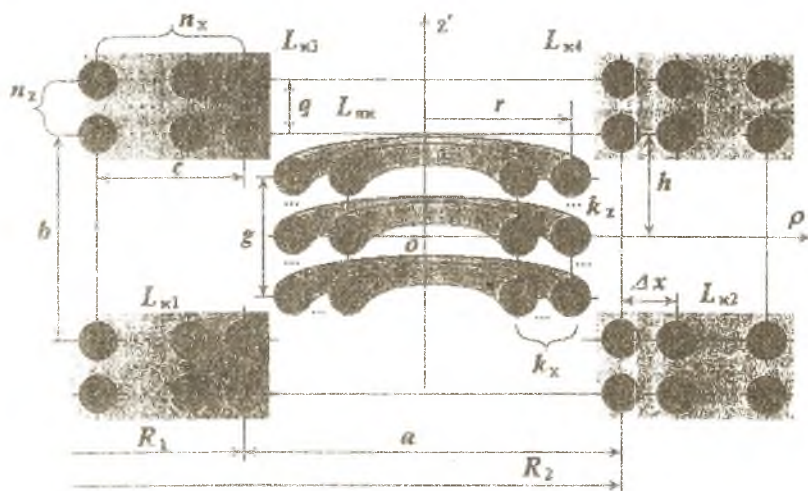


Рис. 3.9. К модели УОС

3.2. Модель линейной компенсирующей катушки

С увеличением радиуса компенсирующих катушек снижается влияние той части катушки L_k (см. рис.2.8), которая находится на стороне, противоположной месту расположения L_{mk} . При увеличении радиусов секций $L_{k1}, L_{k2}, L_{k3}, L_{k4}$ компенсирующей катушки до бесконечности и сохранении расстояния между ними круговые витки секций L_k вырождаются в бесконечно длинные прямолинейные проводники. Проблемы, возникающие при проектировании компенсирующей катушки, можно несколько упростить, если L_k представить состоящей из набора бесконечно длинных прямолинейных проводников.

Магнитная индукция бесконечно длинного тонкого провода в произвольной точке пространства m определяется аналитически по закону полного тока

$$B = \mu_0 I / 2\pi d_s,$$

где d_s - расстояние от оси линейного проводника до точки m , в которой определяется магнитная индукция. Вектор магнитной индукции ортогонален вектору тока I и вектору \vec{d}_s , соединяющему по кратчайшему пути точку m и линейный проводник. В декартовой системе координат, когда проводник проходит через начало координат вдоль оси y (рис.3.10а), составляющая B_z магнитной индукции в произвольной точке m будет равна

$$B_z = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \frac{\cos \arctg(z/x)}{\sqrt{x^2 + z^2}}.$$

При наличии четырех проводников I_1, I_2, I_3, I_4 (рис.3.10б) результирующее поле в произвольной точке m с координатами $(x, z, y = 0)$ будет являться суммой полей всех проводников

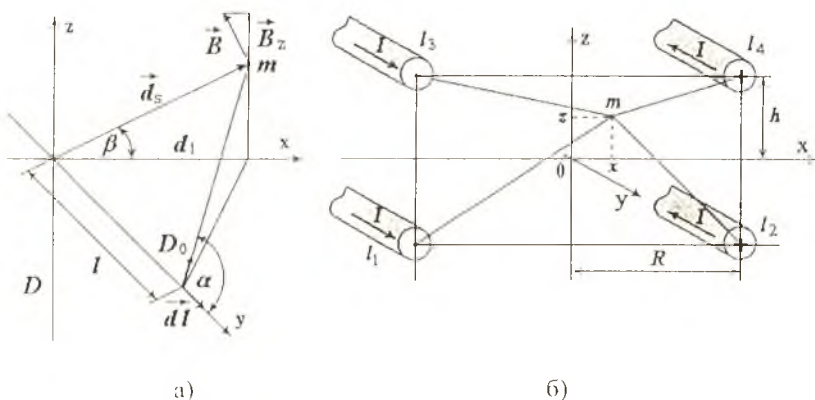


Рис. 3.10. К модели линейной компенсирующей катушки

$$B_z = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left[\frac{\operatorname{cosarctg} \frac{h+z}{R+x}}{\sqrt{(h+z)^2 + (R+x)^2}} + \frac{\operatorname{cosarctg} \frac{h+z}{R-x}}{\sqrt{(h+z)^2 + (R-x)^2}} + \frac{\operatorname{cosarctg} \frac{h-z}{R+x}}{\sqrt{(h-z)^2 + (R+x)^2}} + \frac{\operatorname{cosarctg} \frac{h-z}{R-x}}{\sqrt{(h-z)^2 + (R-x)^2}} \right] \quad (3.9)$$

Поскольку бесконечно длинные проводники l_1, l_2, l_3, l_4 расположены вдоль оси y , то поле магнитной индукции в плоскости xz будет одинаково при любой координате y . Поэтому в расчетах принята координата $y = 0$. Расчет (3.9) проведен для различных значений высоты h и расстояния R . За исходное значение принято расстояние между проводниками, равное 2 безразмерным единицам как по оси x , так и по оси z ($R = 1, h = 1$). Т.е. расстояния между проводниками такие же, что и в моделях L_k круговой формы и укороченной компенсирующей катушки, анализируемых в гл.2. Графики зависимости индукции $B_z = f(x)$ на высоте $z = 0.1$ всех трех моделей (рис.3.11а) практически слились. На рис. 3.11б приведены фрагменты тех же графиков $B_z = f(x)$ в увеличенном масштабе. График 1 соответствует укороченной катушке, график 2 - катушке с бесконечно длинными прямолинейными проводниками и график 3 - катушке с круговыми контурами.

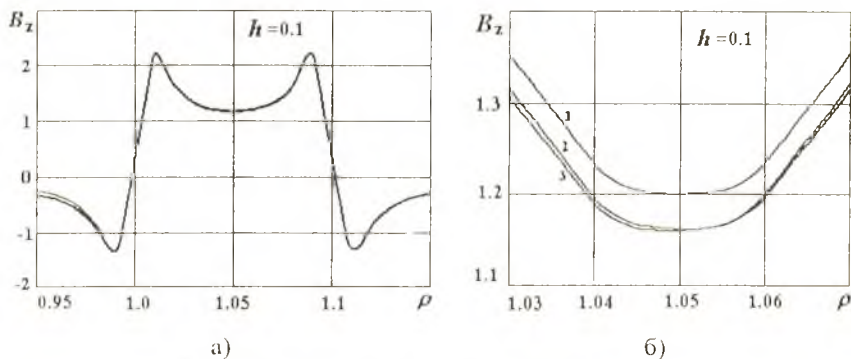


Рис. 3.11. Зависимость $B_z = f(x)$

Из графиков следует, что характер зависимости магнитной индукции $B_z = f(x, z)$ одинаков для всех трех моделей. Наиболее близкими получаются значения B_z моделей с круговыми контурами и бесконечно длинными прямолинейными проводниками, расхождение графиков этих моделей в анализируемой области менее 0.25%. Максимальное различие значений B_z получено между моделью укороченной катушки и моделью бесконечно

длинных проводников, однако оно не превышает 4 %. Следовательно, модель с бесконечно длинными линейными проводниками можно считать адекватной ранее рассмотренным моделям. Однако поле магнитной индукции этой модели выражается аналитически, что значительно угрожает проектирование УОС.

Представление катушки L_k набором (матрицей) проводников $n_x \times n_z$ позволяет существенно приблизить результаты моделирования к реальным устройствам. В то же время $L_{\text{вк}}$ достаточно представить в виде однослойной катушки, k витков которой расположены на нескольких уровнях (рис.3.12).

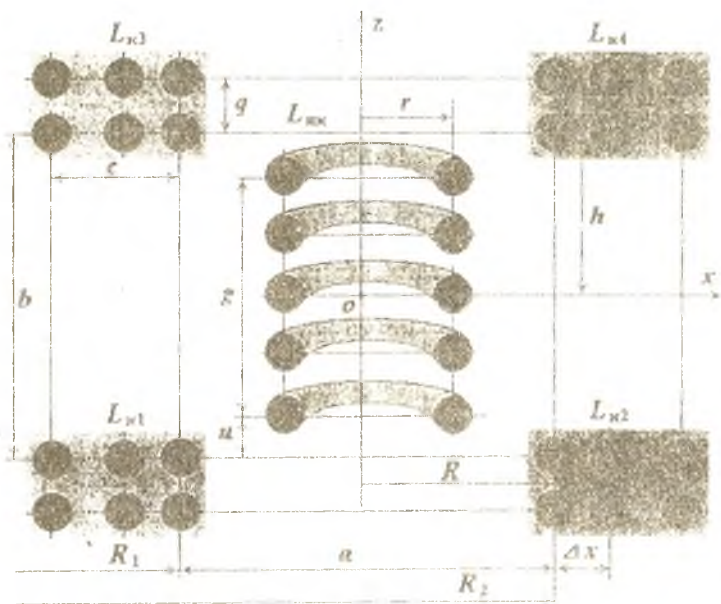


Рис. 3.12. К модели УОС

При этом, как показано в разделе 3.1 (см. рис.3.7, табл.3.1), различие с многослойной катушкой (см. рис.3.8) не будет превышать 10%. Причем это различие будет в худшую сторону, потому оценка погрешности будет завышена. Проводники всех катушек выполнены с одинаковым шагом $\Delta r = \Delta x = \Delta z$. Магнитная индукция, обусловленная L_k , в области размещения $L_{\text{вк}}$ будет равна

$$B_z(n_x, n_z) = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \cdot \sum_{i=0}^{n_x-1} \sum_{j=0}^{n_z-1} B_z(h + j \cdot \Delta v, R + i \cdot \Delta v), \quad (3.10)$$

где $B_z(h + j \cdot \Delta v, R + i \cdot \Delta v)$ определяется выражением (3.9).

В такой модели УОС (рис.3.12) поток магнитной индукции будет равен

$$\Phi(n_x, n_z, k) = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \sum_{i=0}^{n_x-1} \sum_{j=0}^{n_z-1} \sum_{w=0}^{k-1} \Phi^*(h + j \Delta v, R + i \Delta v, u + w \Delta v, X), \quad (3.11)$$

где $u = -h + \frac{r^2}{2}$ - кратчайшее расстояние между катушками L_x и L_{nk} (рис.3.12), X - радиальное смещение центра L_{nk} .

Φ^* - поток магнитной индукции, который создают четыре бесконечно длинных прямолинейных проводника (см. рис.3.10б) в круговом контуре L_{nk} радиуса r , центр которого совпадает с началом координат. Поток определяется следующим выражением:

$$\Phi^* = \int_S B_z ds = \int_x \int_y B_z dx dy = \int_{-r}^r B_z(x, h) \int_{-\sqrt{r^2-x^2}}^{\sqrt{r^2-x^2}} dx dy. \quad (3.12)$$

Выражение (3.12) можно упростить, если круговой контур L_{nk} заменить прямоугольным контуром такой же площади S . Поток при этом будет равен

$$\Phi^* = r \sqrt{\pi} \cdot \int_{r/\sqrt{\pi}}^{r\sqrt{\pi}} B(h, R, x) dx. \quad (3.13)$$

Увеличение числа контуров L_{nk} , так же как стержней L_x , приближает модель УОС к реальному устройству, однако объем расчетов при этом существенно возрастает, что следует из 3.10, 3.11. Поэтому при моделировании УОС важно определять оптимальное число элементов модели, позволяющее при наименьшем числе проводников получить требуемую точность. Проведенное исследование влияния количества проводников $n = n_x \times n_z$ катушки L_x и числа k контуров L_{nk} на точность модели показало, что при увеличении числа проводников с $n = 9$ ($n = n_x \times n_z = 3 \times 3$) до $n = 25$ ($n = n_x \times n_z = 5 \times 5$) и затем до $n = 81$ ($n = n_x \times n_z = 9 \times 9$) различие между моделями уменьшается, что отражает табл.3.3.

Таблица 3.3

Максимальное различие потоков моделей УОС

Сравниваемые модели L_x	Количество L_{nk}		
	3	5	9
3 × 3 и 5 × 5	32 %	5.6 %	0.5 %
5 × 5 и 9 × 9	13 %	2.8 %	0.2 %

Причем различие между моделями тем меньше, чем больше приемно-компенсационных контуров $L_{пк}$, размещенных по оси z . Высота g (рис.3.12) катушки $L_{пк}$ варьировалась за счет изменения расстояния между контурами. Расстояние между проводниками L_k по вертикали и по горизонтали одинаково и составляет $\Delta x = \Delta z = 0.5$. Матрицу $n = n_x \times n_z = 9 \times 9$ ($n = 81$) можно считать за образцовую, поскольку число витков реальных катушек L_k составляет 100...200. Из табл.3.3 следует, что при расположенных на 5-ти уровнях контурах $L_{пк}$ достаточным числом проводников в сечении каждой секции модели L_k будет $n = n_x \times n_z = 3 \times 3 = 9$. При этом максимальное расхождение между моделями составляет примерно 5%. Именно 5 уровней контуров $L_{пк}$ использовались в дальнейших расчетах.

Т.о. при проектировании УОС необходимо найти оптимальные соотношения между размерами катушки $L_{пк}$ (радиусом r и высотой g) и размерами компенсирующей катушки L_k : $a = R_2 - R_1$ и $b = 2h$, а также $c = \Delta x \cdot n_x$ и $q = \Delta z \cdot n_z$ (рис.3.12). Размеры c и q могут задаваться шагом Δx , Δz или количеством витков n_x и n_z . В таблицах 3.4, 3.5 приведены результаты расчета погрешности $\delta_{\Phi} = \Delta\Phi / \Phi$ и относительной чувствительности $S_{\Phi} = \Phi / \Phi_{2,2}$ в зависимости от параметров УОС: размеров сечения компенсирующей катушки $c \times q$, высоты g и диаметра $d = 2r$ приемно-компенсационной катушки $L_{пк}$. Величина $\Phi_{2,2}$ соответствует потоку, когда размеры $d = 2$, $g = 2$. Размер сечения L_k менялся путем изменения количества проводников. В исходном состоянии размер L_k составлял 1×1 безразмерных единиц, что соответствует числу витков секции $n = 3 \times 3 = 9$. За единицу принят исходный размер сечения L_k : $c = 1$, $q = 1$, шаг витков составляет 0.5.

Таблица 3.4

Значения погрешности δ_{Φ} , % от параметров УОС

Размеры L_k	Высота $L_{пк}$	Диаметр $L_{пк}$ (d)				
		2.6	2.4	2.0	1.4	1.0
1x1	2	2.50	1.90	1.23	0.84	0.70
	1.4	2.09	1.97	1.67	1.31	1.26
	1	2.01	1.94	1.76	1.48	1.35
1x2	2	2.23	1.78	1.29	1.00	0.90
	1.4	1.91	1.82	1.61	1.37	1.22
	1	1.84	1.79	1.67	1.47	1.37
2x2	2	1.43	1.15	0.84	0.65	0.58
	1.4	1.24	1.19	1.05	0.88	0.80
	1	1.22	1.18	1.09	0.96	0.90
2x1	2	1.57	1.19	0.76	0.50	0.41
	1.4	1.33	1.25	1.06	0.82	0.71
	1	1.29	1.24	1.12	0.94	0.85
3x1	2	1.15	0.86	0.54	0.32	0.27
	1.4	0.97	0.91	0.77	0.59	0.50
	1	0.94	0.90	0.81	0.68	0.60
4x1	2	0.93	0.69	0.42	0.25	0.20
	1.4	0.77	0.72	0.60	0.46	0.39
	1	0.74	0.71	0.64	0.53	0.47

Значения относительной чувствительности S_{Φ} от параметров УОС

Размеры L_k	Высота $L_{пк}$	Диаметр $L_{пк}$ (d)				
		2.6	2.4	2.0	1.4	1.0
1x1	2	1.64	1.42	1.00	0.50	0.26
	1.4	1.57	1.35	0.96	0.48	0.25
	1	1.53	1.32	0.94	0.47	0.24
1x2	2	2.21	1.91	1.35	0.67	0.35
	1.4	2.11	1.82	1.30	0.65	0.34
	1	2.07	1.79	1.27	0.64	0.33
2x2	2	3.62	3.10	2.18	1.08	0.56
	1.4	3.51	3.02	2.12	1.06	0.54
	1	3.45	2.97	2.10	1.05	0.53
2x1	2	2.61	2.24	1.57	0.78	0.40
	1.4	2.53	2.17	1.53	0.76	0.39
	1	2.49	2.14	1.51	0.75	0.39
3x1	2	3.44	2.94	2.06	1.02	0.52
	1.4	3.36	2.88	2.02	1.00	0.51
	1	3.32	2.85	2.00	0.99	0.51
4x1	2	4.14	3.55	2.47	1.22	0.62
	1.4	4.07	3.48	2.44	1.20	0.62
	1	4.03	3.45	2.42	1.19	0.61

Расстояние между секциями L_k по высоте и ширине приняты равными $a = 2.8$, $b = 2.8$ (рис.3.12). Такие соотношения размеров соответствуют реальному УОС, в котором диаметр и высота $L_{пк}$ составляют 10 мм, $a = b = 14$ мм, сечение катушки L_k равно $c \times q = 5 \times 5 = 25 \text{ мм}^2$. Следовательно, диск с катушками $L_{пк}$ может перемещаться вверх и вниз на расстояние до ± 2 мм. Расчет потока и его изменения проведен для значений осевых смещений ± 1.5 мм и радиального смещения ± 0.5 мм, что соответствует реальным смещениям роторов ГГД. Максимальные значения погрешности $\delta_{\Phi} = \Delta\Phi/\Phi$ (табл.3.4) приведены для самых неблагоприятных комбинаций осевого и радиального смещений.

Из таблиц 3.4, 3.5 следует, что с увеличением размеров поперечного сечения L_k , т.е. с повышением числа витков, чувствительность устройства возрастает, а погрешность снижается, что и требуется при проектировании УОС. Особенно эффективным является увеличение размеров L_k вдоль оси x . Напротив, увеличение размеров по оси z не дает существенного улучшения результатов. С уменьшением диаметра $L_{пк}$ снижается погрешность, но при этом уменьшается и значение потока, т.е. падает чувствительность узла. Иллюстрацией данного вывода являются графики $\delta_{\Phi} = \Delta\Phi/\Phi = f(d)$ изменения потока в зависимости от диаметра d катушки $L_{пк}$ и длины c секции L_k (рис.3.13), построенные в соответствии с табл.3.4. График 1 соответствует $c = 1$, график 2 - $c = 2$, график 3 - $c = 3$ и график 4 - $c = 4$. При $c \geq 3$ и диаметре приемно-компенсационной катушки $d \leq 2$ погрешность δ_{Φ} не

превышает 0.5%. Графики наглядно показывают, что увеличение длины секции L_x более $c = 3$ не дает заметного снижения погрешности δ_Φ .

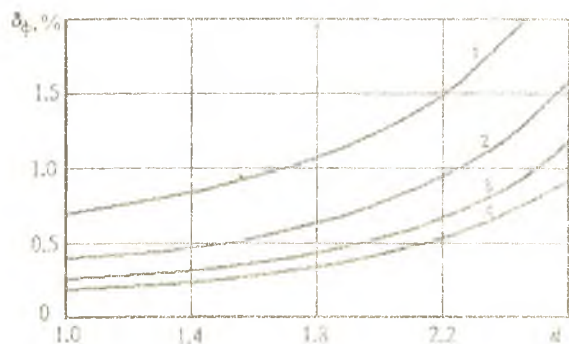


Рис. 3.13. Зависимость $\delta_\Phi = f(d)$

Поскольку при снижении погрешности δ_Φ уменьшается величина потока Φ , т.е. чувствительность узла УОС, то в качестве критерия качества УОС предложено использовать оценку $\xi = \delta_\Phi / \Phi$. Минимизация критерия ξ позволяет получить минимум погрешности от радиального и осевого смещения ротора при максимальной чувствительности. Зависимость критерия ξ от параметров УОС приведена в табл.3.6 и на графиках рис.3.14.

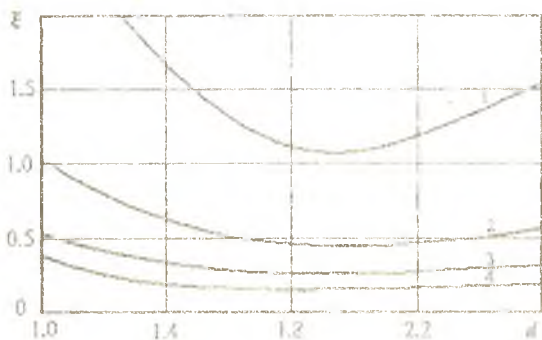


Рис. 3.14. Зависимость $\xi = f(d)$

Графики 1, 2, 3, 4 соответствуют графикам рис.3.13 с теми же номерами. Из графиков следует, что критерий ξ имеет оптимальное значение при диаметре катушки $L_{ик}$ примерно равном $d = 2$. Критерий ξ снижается при увеличении размера c поперечного сечения L_x , однако при $c \geq 3$ снижение

ξ невелико. Поэтому при проектировании УОС можно ограничиться увеличением поперечного сечения L_k до $c = 3$.

Таблица 3.6

Критерий ξ в функции параметров УОС

Размеры L_k	Высота L_{lk}	Диаметр L_{lk} (d)				
		2,6	2,4	2,0	1,4	1,0 ρ
1x1	2	1,52	1,34	1,23	1,68	2,74
	1,4	1,33	1,46	1,74	2,73	5,04
	1	1,31	1,47	1,87	3,12	5,51
2x1	2	0,60	0,53	0,48	0,63	1,03
	1,4	0,53	0,57	0,62	1,08	1,81
	1	0,52	0,58	0,67	1,25	2,19
3x1	2	0,34	0,29	0,26	0,32	0,52
	1,4	0,29	0,32	0,38	0,59	0,98
	1	0,28	0,32	0,41	0,69	1,18
4x1	2	0,22	0,19	0,17	0,20	0,32
	1,4	0,20	0,21	0,25	0,38	0,63
	1	0,18	0,21	0,26	0,45	0,77

Итак, при соотношениях размеров УОС: $a = 2,8$, $b = 2,8$, $n = n_x \times n_z = 7 \times 3 = 21$, ($c = 3$ и $q = 1$), $g = 2$, $d = 2$ при одновременном осевом смещении на $\pm 15\%$ высоты катушки L_{lk} и радиальном смещении на $\pm 5\%$ диаметра L_{lk} погрешность не будет превышать $0,5\%$.

3.3. Радиальная составляющая магнитной индукции

Радиальная составляющая магнитной индукции B_ρ (см. рис.2.10) приведет к погрешности в случае неидеальной конструкции БИТ. При несоосных катушках L_k и L_{lk} (рис.3.15) составляющая B_ρ создает поток индукции через проекцию площади контуров L_{lk} на плоскость, нормальную к оси ρ . Для расчета радиальной составляющей магнитной индукции могут быть рекомендованы эллиптические интегралы, которые протабулированы [73, 74].

Как показано выше, контур радиуса R с протекающим по нему током I в произвольной точке цилиндрической системы координат характеризуется векторным магнитным потенциалом

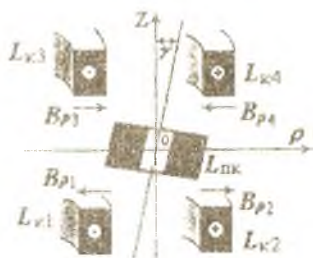


Рис. 3.15. К влиянию B_ρ

$$A = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{R \cos \alpha}{d_s} d\alpha. \quad (3.14)$$

Интеграл (3.14) можно свести к эллиптическим заменой переменных $\alpha = \pi - 2\beta$, $d\alpha = -2d\beta$. При этом $\cos \alpha = -\cos 2\beta = 2\sin^2 \beta - 1$. Расстояние d_s от элемента контура dl до точки, в которой определяется A , равно

$$d_s = \sqrt{R^2 + h^2 + \rho^2 - 2R\rho \cos \alpha} = \frac{2\sqrt{R\rho}}{k} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \beta},$$

где угол $\beta = 0.5(\pi - \alpha)$,

$$\text{модуль } k^2 = \frac{4R\rho}{h^2 + (R + \rho)^2}, \quad 0 < k < 1.$$

Векторный магнитный потенциал после замены переменных будет равен

$$A = -\frac{\mu \cdot I}{4\pi} \cdot \sqrt{\frac{R}{\rho}} \cdot k \cdot \int_{\pi/2}^{-\pi/2} \frac{(2\sin^2 \beta - 1) d\beta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \beta}} \quad (3.15)$$

или

$$A = \frac{\mu \cdot I}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{R}{\rho}} \cdot \int_0^{\pi/2} k \cdot \frac{2\sin^2 \beta - 1}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \beta}} \cdot d\beta = \frac{\mu \cdot I}{2\pi} \cdot \sqrt{R/\rho} \cdot f(k). \quad (3.16)$$

Подынтегральную функцию можно представить в виде суммы подынтегральных функций двух интегралов:

$$k \cdot \frac{2\sin^2 \beta - 1}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \beta}} = \frac{1}{k} \cdot \left(\frac{2 - k^2}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \beta}} - 2\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \beta} \right),$$

получивших название полных эллиптических интегралов первого и второго рода [73].

Полный эллиптический интеграл первого рода

$$K = \int_0^{\pi/2} \frac{d\beta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \beta}}$$

находится либо по таблицам, либо раскладывается в ряд

$$K = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 + \frac{1}{4} k^2 + \frac{9}{64} k^4 + \frac{25}{256} k^6 + \frac{1225}{16384} k^8 + \dots \right) =$$

$$= \frac{\pi}{2} \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \left[\frac{k^m \binom{1}{2} \binom{1}{2} \binom{1}{2} \dots \binom{1}{2} K}{m!} \right]^2, \quad (3.17)$$

который сходится, поскольку модуль $k < 1$ [74].

Полный эллиптический интеграл второго рода

$$E = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \beta} \cdot d\beta$$

также может быть разложен в ряд

$$E = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{4} k^2 - \frac{3}{64} k^4 - \frac{5}{256} k^6 - \frac{175}{16384} k^8 K \right) =$$

$$= \frac{\pi}{2} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{1-2m} \cdot \frac{\left(-\frac{1}{2}\right) \cdot \left(-\frac{1}{2}-1\right) \dots \left(-\frac{1}{2}-m+1\right)}{m!} k^{2m} \quad (3.18)$$

Поэтому функция $f(k)$ из (3.16) может быть представлена в следующем виде:

$$f(k) = (2/k - k) K - 2E/k = 2k[(1-0.5k^2)K - E]. \quad (3.19)$$

Значения протабулированных функций K и E при модуле k близком к 1 сильно меняются, а интерполяция довольно сложна. При $h = 0$ и $\rho = R$, т.е. на оси проводника с током, модуль $k = 1$ и значение векторного магнитного потенциала обращается в бесконечность. Вследствие этого точность расчетов поля вблизи оси проводника с током низкая и при машинных методах расчета пользоваться таблицами затруднительно. Поэтому при расчете на ЭВМ используется разложение функций K и E в ряды (3.17), (3.18), что повышает производительность исследований.

Магнитная индукция выражается через векторный магнитный потенциал

$$\vec{B} = \text{rot } A.$$

В цилиндрической системе координат составляющие магнитной индукции будут следующие:

$$B_{\alpha} = 0,$$

$$B_{\rho} = \frac{i\mu_0 h}{2\pi\rho \cdot \sqrt{(R+\rho)^2 + h^2}} \left(-K + \frac{R^2 + \rho^2 + h^2}{(R-\rho)^2 + h^2} \cdot E \right), \quad (3.20)$$

$$B_z = \frac{i\mu_0}{2\pi \cdot \sqrt{(R+\rho)^2 + h^2}} \left(K + \frac{R^2 - \rho^2 - h^2}{(R-\rho)^2 + h^2} \cdot E \right).$$

Расчет радиальной составляющей магнитной индукции, проведенный по (3.20) с использованием (3.17), (3.18), дал результаты, приведенные на графиках (рис. 3.16).

Из рис.3.16 видно, что при указанных направлениях тока в секциях катушки L_k составляющие B_{ρ} любых двух пар соседних секций направлены встречно. Т.о. суммарная индукция B_{ρ} четырех контуров L_k равна нулю как вдоль оси ρ , так и вдоль z . Поэтому радиальное или осевое смещение

катушки $L_{пк}$ (рис.3.15) не вызовет погрешности передачи образцового сигнала со статора на ротор. Лишь одновременное смещение по осям ρ и z может привести к погрешности.

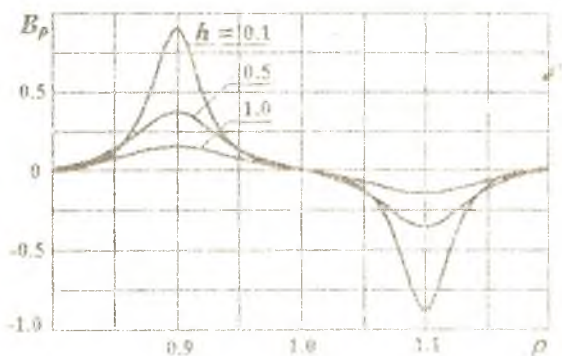


Рис. 3.16. Суммарная индукция $B_\rho = f(\rho)$ четырех контуров I_k

Площадь проекции каждого контура $I_{кк}$ на плоскость, нормальную к оси ρ , будет равна $s_n = s \cdot \sin \gamma$, где γ - угол отклонения оси приемно-компенсационной катушки от исходного состояния. Технология установки катушек $L_{пк}$ на диск позволяет получить несоосность L_k и $L_{кк}$ не превышающую 2° . Следовательно, эквивалентная площадь s_n контура $I_{кк}$ составит 0.01 от s .

Суммарная индукция B_ρ создаст в контурах $I_{кк}$ поток взаимной индукции

$$\Psi_\rho = \oint_{I_2} \vec{A}_2 d\vec{l}_2 = A_2 2\pi R = \mu_0 \cdot I \cdot \sqrt{R} \cdot r \cdot f(k), \quad (3.21)$$

где r - радиус эквивалентного контура $I_{кк}$ площади s_n .

Расчет потока взаимной индукции (3.21) с использованием 3.17, 3.18 показал, что значение потока радиальной составляющей B_ρ при несоосности $L_{пк}$ и L_k в 2% и одновременном смещении от исходного состояния катушки $L_{пк}$ по оси ρ и z на 10% от высоты $L_{пк}$ не превышает 0.02% потока B_z .

3.4. Взаимное влияние каналов

Взаимное влияние каналов характерно для всех многоканальных устройств. В исследуемом БИГ магнитные поля расположенных на вращающемся роторе передающих $L_{\text{д}}$ и приемно-компенсационных $L_{\text{нк}}$ катушек также оказывают взаимное влияние. Особенно сильным может быть влияние полей катушек соседних каналов. Поле магнитной индукции обусловлено протекающим по катушкам током $i = (E_{\text{тн}} - E_{\text{с}})/r$. Для исследования этого влияния были проанализированы магнитные поля моделей приемной $L_{\text{пр}}$ и передающих катушек, а также проведена экспериментальная проверка результатов, полученных расчетным путем.

Модель каждой катушки представлена набором линейных контуров, что дает возможность сократить объем вычислений при достаточно высокой адекватности модели реальному устройству. Как было показано в разделах 3.1, 3.2, модель из 9-ти контуров (по 3 контура различного радиуса на 3-х высотах) достаточно точно воспроизводит поле реальной катушки. Каждый контур создает индукцию магнитного поля

$$B = \frac{\mu_0 i}{4\pi} \int \frac{[\vec{dl} \cdot \vec{d}_s]}{d_s^3} dl,$$

где i - ток, протекающий в контуре,

d_s - расстояние от элемента dl контура до точки, в которой определяется магнитная индукция.

Поток взаимной индукции, создаваемый контуром передающей катушки $I_{\text{д}}$ в контуре приемной $I_{\text{пр}}$, будет равен

$$\Phi = \frac{\mu_0 \cdot i}{4\pi} \int_{I_{\text{д}}} \int_{I_{\text{пр}}} \frac{\vec{dl}_{\text{д}} \cdot \vec{dl}_{\text{пр}}}{d_s},$$

где d_s - расстояние между векторами $\vec{dl}_{\text{д}}$, $\vec{dl}_{\text{пр}}$ контуров $I_{\text{д}}$, $I_{\text{пр}}$.

При k передающих контуров и n приемных суммарный поток взаимной индукции, или потокосцепление, будет равен

$$\Phi_{\Sigma} = P = \sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^n \Phi_{ij},$$

где Φ_{ij} - поток взаимной индукции двух линейных контуров.

В предложенной модели $k = 9$, $n = 9$ радиусы трех контуров, расположенных в одной плоскости, соответственно равны: 1.0; 0.75; 0.5 безразмерных единицы. Плоскости контуров расположены на расстоянии $\Delta h = 0.5$ безразмерных единицы одна от другой, расстояние между катушками составляет $h = 0.25$ (рис.3.17).

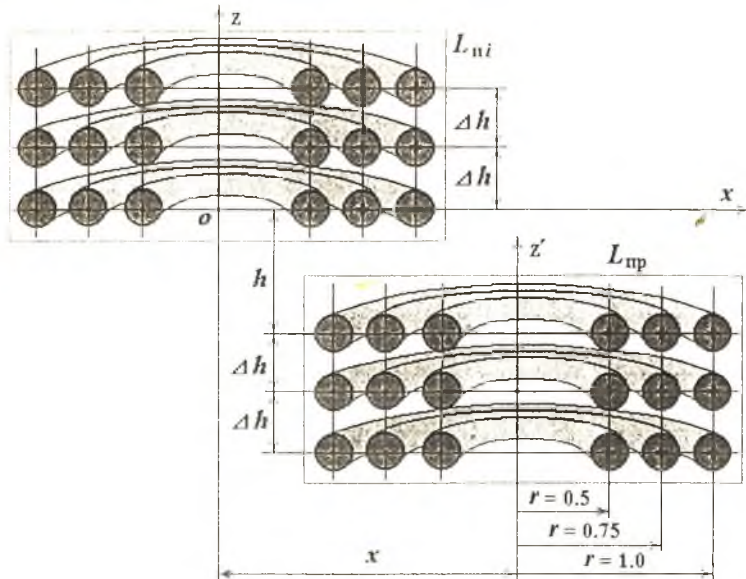


Рис. 3.17. Моделирование взаимного влияния каналов

При прохождении L_{ni} мимо приемной L_{np} в последней наводится электрический сигнал

$$U_x = \frac{d\Psi}{dt},$$

определяемый изменением потокосцепления Ψ между передающей и приемной катушками, т.е. изменением их взаимной индуктивности, поскольку ток i - постоянный. После предварительного усиления U_x подается на интегратор, на выходе которого сигнал пропорционален суммарному потоку

$$U_{ii} = k_{ii} \int_T U_x dt = K \Psi = K \Phi_{\Sigma},$$

где T - интервал интегрирования сигнала U_x ,

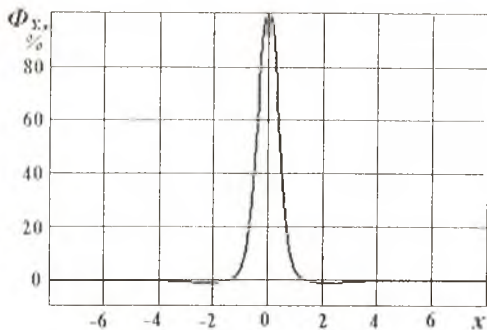
k_{ii} - постоянная интегрирования,

K - некоторый коэффициент, зависящий от тока i , протекающего по передающим контурам.

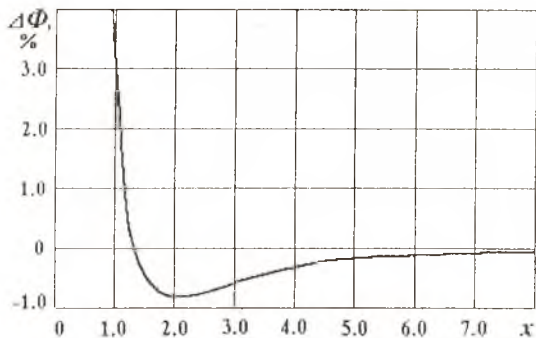
Т.о. сигнал U_{ii} однозначно определяется суммарным потоком, график зависимости которого от взаимного перемещения x передающей и приемной катушек $\Phi_{\Sigma} = f(x)$ приведен на рис. 3.18, а в табл.3.7 приведены соответствующие числовые данные.

Поток магнитной индукции $\Phi_{\Sigma} = f(x)$

x	0	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	2.0	4.0	6.0	8.0
$\Phi_{\Sigma}, \%$	100	86.9	57.1	28.2	10.6	3.37	-1.01	-0.43	-0.16	-0.07

Рис. 3.18. Зависимость $\Phi = f(x)$

При наличии двух передающих катушек сигнал $U_{и}$ будет определяться суммой потоков $\Phi_{\Sigma 1} + \Phi_{\Sigma 2}$ этих катушек. Когда $L_{пр}$ соосна с одной из передающих, например $L_{п1}$ ($x = 0$), сумма потоков максимальна и определяется, в основном, потоком $\Phi_{\Sigma 1}$. При этом поток $\Phi_{\Sigma 2}$ определяет погрешность измеряемого сигнала $U_{и}$. На рис.3.19 приведен график зависимости изменения потока $\Delta\Phi_{\Sigma} = f(x)$ из-за влияния соседнего канала в

Рис. 3.19. Зависимость $\Delta\Phi_{\Sigma} = f(x)$

функции безразмерного линейного перемещения x . За единичное значение x принят радиус катушки L_{01} , $A \Phi_{z, \max} = 1$. Из функции $A \Phi_z = f(x)$ следует, что эта погрешность не превышает 0,1% на расстоянии $x > 7,2$. Т.е. для обеспечения погрешности взаимного влияния меньше 0,1% необходимо, чтобы расстояние между катушками на диске было больше 3,4 диаметров катушек. Данное требование часто вступает в противоречие с требованием увеличения числа каналов при ограниченных размерах диска токоъемника. Уменьшение диаметра передающих катушек резко снижает чувствительность БИТ, поскольку поток магнитной индукции пропорционален площади, т.е. квадрату радиуса катушки.

Глава 4

ТОЧНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСТРОЙСТВ

4.1. Влияние помех на измерительный сигнал

Требование помехозащищенности любого измерительного преобразователя тесно связано с требованием точности, поскольку помехи, проникая в измерительные цепи преобразователей, приводят к увеличению погрешности измерения, а в ряде случаев могут полностью нарушить режим работы измерительной системы. Поэтому анализу помехозащищенности измерительных преобразователей посвящено большое число работ [75, 76, 77]. Вопросы подавления помех особенно актуальны в случае преобразования сигналов низкого уровня, к которым относятся сигналы термоэлектрических датчиков [78, 79].

По механизму проникновения в измерительную цепь помехи классифицируются на помехи нормального вида (поперечные), источник которых включен последовательно с источником полезного сигнала, и синфазные (продольные), возникающие вследствие разности потенциалов между объектом эксперимента, где установлены датчики, и измерительной аппаратурой.

Меры борьбы с помехами в системах измерения температуры на вращающихся объектах аналогичны мерам, используемым в коммутационных преобразователях сигналов низкого уровня [78, 79]. Для борьбы с продольными помехами применяются устройства гальванического разделения входных и выходных цепей измерительного преобразователя и симметрирование измерительной цепи. Гальваническое разделение входных и выходных цепей реализуется естественным образом в бесконтактном индукционном токосьемнике. Связь входных и выходных цепей осуществляется через магнитное поле двух пар катушек $L_{\text{вх}}$, $L_{\text{вых}}$ и $L_{\text{к}}$, $L_{\text{м}}$, что обеспечивает высококачественную гальваническую развязку.

В предложенных и исследуемых БИТ симметрирование измерительной цепи достигается за счет использования двух секций как приемной, так и компенсирующей катушек. Приемная катушка ($L'_{\text{пр}}$, $L''_{\text{пр}}$) подключена ко входу измерительного усилителя У (рис. 4.1), выполненного на операционных усилителях A_1 , A_2 , A_3 , характеризующегося высоким входным сопротивлением и симметрией, что позволяет подавлять синфазные помехи с коэффициентом, превышающим 80 дБ.

Для снижения уровня наведенных помех применяются стандартные меры: скручивание сигнальных проводов и их экранирование. Для снижения электростатических помех, возникающих вследствие трения вращающегося диска о воздух, поверхность диска может металлизироваться.

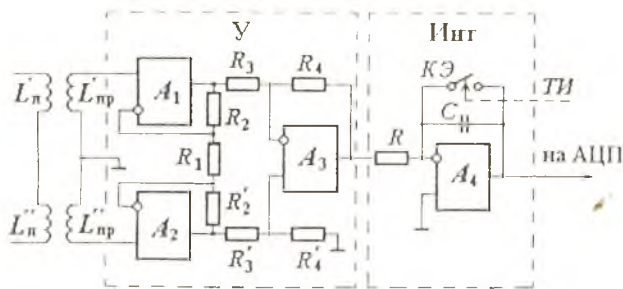


Рис. 4.1. Схема измерительной цепи

При включении и выключении ГЛИТ возникают специфические коммутационные помехи. Основными мерами борьбы с коммутационными помехами являются их компенсация в симметричной измерительной цепи и “затягивание” фронта управляющего сигнала [79, 80]. Однако в измерительной цепи БИТ подобные меры являются неэффективными. Поэтому включение БИТ производится заранее, с тем чтобы коммутационные переходные процессы успели завершиться до момента измерения информационного сигнала U_x . Выключение БИТ происходит после окончания измерения.

Подавление помех, проникших в измерительную цепь, производится за счет их фильтрации, в том числе за счет интегрирования информационного сигнала U_x , и некоторых специфических методов, рассмотренных ниже. Результаты преобразования обрабатываются в ЭВМ. Перечисленный комплекс мер позволяет реализовать систему с достаточно высокой точностью.

В разделе 1.3 указывалось, что наведенный в приемной катушке информационный сигнал U_x представляет собой двуполярный импульс, амплитуда которого определяется скоростью изменения потокоцепления

$$U_x = d\Psi/dt,$$

которая, в свою очередь, зависит от скорости вращения ротора ω . При замене переменных $t = \varphi/\omega$ получим

$$U_x = \omega \frac{d\Psi}{d\varphi},$$

где φ - текущая фаза вращающегося диска.

Следовательно, динамический диапазон сигнала

$$U_x = \omega \cdot \frac{E_{1n} - E_n}{r} \cdot \frac{dk_{cn}}{d\varphi} \cdot \sqrt{L_n L_{np}}$$

определяется как диапазоном сигнала термоэлектрического датчика $0 \dots E_{\text{тп max}}$, так и диапазоном изменения скорости $0 \dots \omega_{\text{max}}$ вращения ротора, на котором закреплен диск БИТ. С изменением скорости вращения на порядок, на порядок меняется и динамический диапазон информационного сигнала U_x . Форма зависимости потокосцепления $\Psi = f(t)$ или коэффициента связи $k_{\text{св}} = f(t)$ для двух значений скорости вращения ω приведена на рис.1.15 а, а на рис.1.15 б - зависимость $U_x = f(t)$.

Уменьшение динамического диапазона информационного сигнала, вызванного изменением скорости вращения ω , достигается за счет использования в блоке преобразования БПр интегратора **Интг**, на который подается U_x (рис.4.1). Сигнал $U_{\text{инт}}(t)$ на выходе **Интг** имеет ту же форму (рис.4.2), что и зависимость $\Psi = f(t)$. Тактовые импульсы **ТИ** "обнуляют" интегратор путем замыкания ключевого элемента **КЭ** на

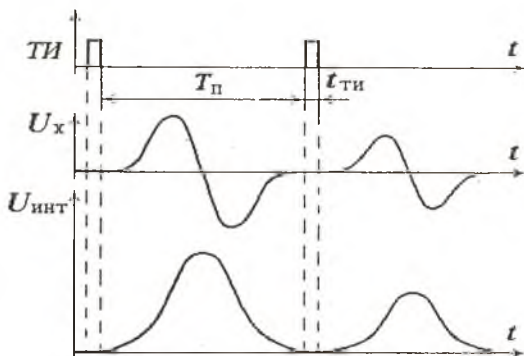


Рис. 4.2. Временная диаграмма

время длительности тактового импульса $t_{\text{ТИ}}$, поэтому интегрирование сигнала U_x всегда начинается с нулевых начальных условий. При изменении скорости вращения ротора $U_{\text{инт}}(t)$ сжимается или растягивается вдоль оси времени, а его амплитуда при неизменных $E_{\text{тп}}$, E_n остается постоянной. Амплитуда же сигнала $U_x(t)$ при этом изменяется пропорционально скорости вращения ω . Поскольку положительная и отрицательная составляющие двуполярного сигнала $U_x(t)$ симметричны, то в отсутствие помех значение $U_{\text{инт}}$ в конце периода интегрирования равно нулю. Динамический диапазон сигнала на выходе интегратора определяется лишь диапазоном изменения сигнала $E_{\text{тп}}$. Кроме того, интегратор фильтрует высокочастотные помехи. Однако при этом низкочастотные помехи могут вызвать значительные погрешности, поскольку интегрирование производится за время, не равное периоду помехи.

В частном случае, на вход БПр может воздействовать постоянная помеха, интеграл от которой будет являться линейно возрастающей функцией $P_c(t)$, что приведет к искажению выходного сигнала $U_{\text{инт}}(t)$, как показано на рис.4.3. Для устранения влияния постоянной помехи достаточно определить амплитуду сигнала в конце периода интегрирования $U_{\text{инт}}(t_2) = P_c(t_2) = P_c$ и скорректировать измеряемый сигнал следующим образом:

$$U_{\text{инт}} = U'_{\text{инт}} - P_c/2. \quad (4.1)$$

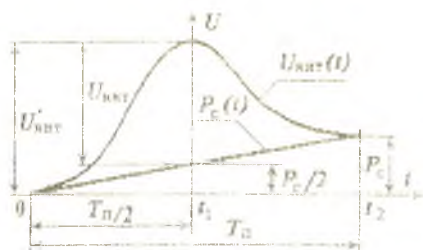


Рис. 4.3. Влияние постоянной помехи

симула (рис.4.3), второе измерение производится в момент t_2 . Коррекция измерения проводится в микропроцессорном блоке или ЭВМ.

Наиболее мощными и доставляющими наибольшие неприятности являются помехи промышленной частоты 50 Гц и ее гармоник. При воздействии гармонической помехи искажение сигнала на выходе интегратора будет определяться не только соотношением сигнал/помеха, но и частотой помехи, ее фазой на момент начала интегрирования, а также длительностью периода интегрирования. Описанный выше способ подавления помехи (4.1) позволяет лишь частично снизить влияние гармонической помехи, поскольку $P_c/2 \neq \Delta U$ (рис.4.4). Величина $\Delta_0 = P_c/2 - \Delta U$ будет определять погрешность измерения, вносимую гармонической помехой. Ниже приводится оценка влияния гармонической помехи на результат измерения.

При интегрировании гармонической помехи единичной амплитуды с произвольной начальной фазой φ на интервале $[t_1, t_2]$ получим

$$P_c = \int_{t_1}^{t_2} \sin(t + \varphi) dt = -\cos(t + \varphi) \Big|_{t_1}^{t_2} = (\cos(t_2 + \varphi) - \cos(t_1 + \varphi)). \quad (4.2)$$

Поскольку в начале и в конце интервала интегрирования тактовые импульсы ПИ обнуляют интегратор, то интегрирование начинается с нулевых начальных условий. Начальная фаза φ помехи может быть произвольной (от 0 до 2π), а длительность интервала интегрирования определяется скоростью вращения ротора и числом каналов системы

$$T_{ин} = T_0/m - t_{тр} = \omega / F_0 m - t_{тр} = 2\pi / \omega m - t_{тр},$$

где T_0 - период, $\omega = 2\pi F_0$ - частота вращения ротора,

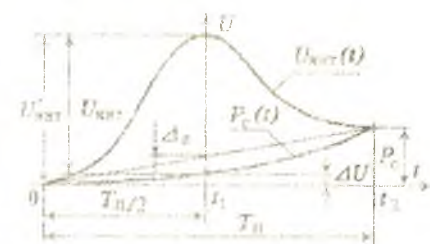


Рис. 4.4. К влиянию помехи

m - число каналов системы.

$T_{ин}$ - длительность тактового импульса (рис.4.2).

На рис.4.5 приведены графики зависимости амплитуды проинтегрированной помехи от начальной фазы φ при различной длительности интегрирования T_n .

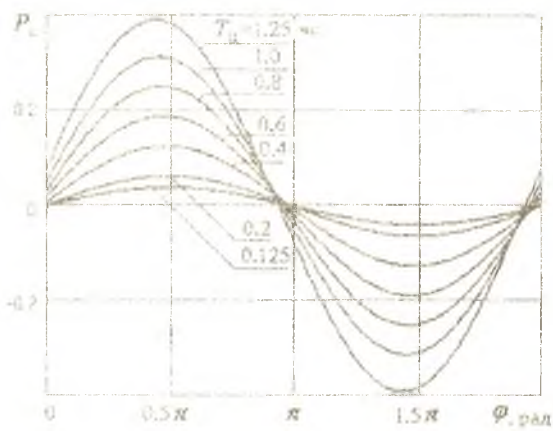


Рис. 4.5. Зависимость $P_c = f(\varphi)$

Из графиков следует, что $P_c = f(\varphi)$ является периодической функцией и чем больше длительность интегрирования, тем больше амплитуда помехи. С уменьшением скорости вращения ротора интервал интегрирования растет, амплитуда помехи и, соответственно, погрешность возрастают. Расчеты проведены для интервалов интегрирования T_n , длительность которых не превышает 10 % периода помехи. В этом случае максимальная амплитуда проинтегрированной помехи примерно соответствует фазе

$$\varphi = \frac{11}{24} \pi \pm k\pi, \quad (k = 0, \infty) \quad (4.3)$$

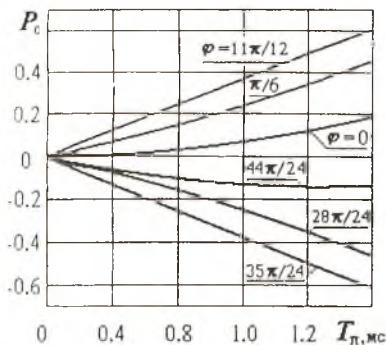
т.е. $\varphi \approx 0.5\pi$, а минимальная (по модулю) амплитуда будет при

$$\varphi = \frac{23}{24} \pi \pm k\pi, \quad (k = 0, \infty). \quad (4.4)$$

Однако рассчитывать на такие значения фазы не приходится, поскольку скорость вращения ротора никак не синхронизирована с частотой помехи. При увеличении интервала интегрирования T_n до значений, соизмеримых с периодом помехи, наилучшее значение начальной фазы изменяется с $\varphi \approx 0.5\pi$ до $\varphi = 0$.

Зависимость амплитуды проинтегрированной помехи от длительности интервала интегрирования T_n при различных значениях начальной

фазы приведена на рис.4.6. На графиках наглядно продемонстрирован рост амплитуды помехи P_c с увеличением длительности интервала интегрирования для всех значений фазы, кроме



$$\varphi = \frac{23}{24} \pi, \quad \varphi = \frac{47}{24} \pi$$

и близких к ним, когда амплитуда помехи близка к нулю. Наибольшая помеха соответствует значениям начальной фазы

$$\varphi = \frac{11}{24} \pi, \quad \varphi = \frac{35}{24} \pi.$$

Рис. 4.6. Зависимость $P_c = f(T_n)$

в середине интервала интегрирования. Если производить коррекцию сигнала по методу, используемому ранее для постоянной помехи (4.1), то в случае гармонической помехи при этом возникает некоторая погрешность Δ_n (рис.4.4), равная

$$\begin{aligned} \Delta_n(T_n, \varphi) &= 0.5 P_c - \Delta U = \\ &= 0.5 P_c(T_n, \varphi) - P_c(T_n/2, \varphi), \end{aligned} \quad (4.5)$$

которая, однако, в большинстве случаев меньше погрешности в отсутствие коррекции.

На рис.4.7, 4.8 приведены графики, аналогичные графикам (рис.4.6, 4.5), но для случая введения коррекции результата измерения по алгоритму (4.1). Значение погрешности Δ_n задано в безразмерных единицах для единичной амплитуды гармонической помехи. Из графиков следует, что $\Delta_n(T_n, \varphi)$, так же как $P_c(T_n, \varphi)$, является периодической функцией, и так же с увеличением длительности интегрирования погрешность Δ_n возрастает.

Несколько изменился характер помехи, например, начальной фазе $\varphi = 11\pi/24$ соответствует не максимум

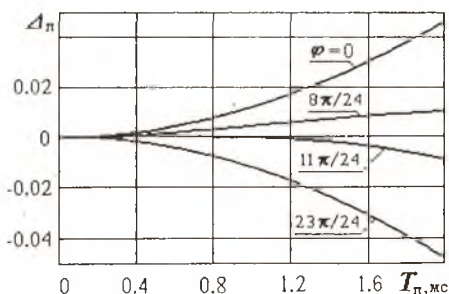


Рис. 4.7. Зависимость $\Delta_n = f(T_n)$

(рис.4.5, 4.6), а минимум погрешности (рис.4.7, 4.8). Однако значение погрешности на порядок уменьшилось. Поэтому алгоритмический метод снижения погрешности ($U_{\text{итт}} = U'_{\text{итт}} - P_c/2$) рекомендуется использовать в разрабатываемых УИТ ВО.

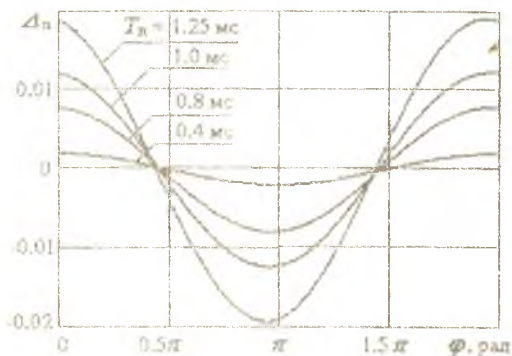


Рис. 4.8. Зависимость $\Delta_n = f(\varphi)$

Например, при скорости вращения 3000 об/мин, т.е. периоде 20 мс, и 16-ти каналах системы на один канал приходится время 1.25 мс, что составляет 6.25 % от периода сетевой помехи 50 Гц. Из рис.4.5 следует, что максимальная амплитуда помехи составляет 0.4 максимального значения амплитуды P_c . Введение коррекции (4.1) позволяет снизить амплитуду помехи до 2 % от максимального значения (рис.4.8), т.е. ослабить влияние помехи в 20 раз. При увеличении скорости вращения эффективность подавления помехи возрастает. Дальнейшее повышение точности системы можно получить за счет снижения уровня помех путем их фильтрации, а также за счет обработки результатов измерения. Эффективность как аппаратной, так и цифровой фильтрации определяется соотношением спектров сигнала и помехи. Высокочастотные помехи эффективно подавляются интегратором, для подавления низкочастотных помех необходимо использование ФВЧ. Однако спектр помех может быть соизмерим со спектром информационного сигнала, при этом в результате фильтрации искажение сигнала может стать недопустимо большим. Поэтому проведено исследование спектра информационного сигнала и возможности применения частотных фильтров.

4.2. Подавление помех программно-аппаратными средствами

Эффективность фильтрации помех в значительной мере определяется различием спектров информационного сигнала и помехи. Информационный сигнал U_x представляет собой двуполярный импульс (рис.4.2), повторяющийся с периодом вращения ротора $T_0=1/F_0$ ($T_0 = m \cdot T_{\text{н}}$, m - число каналов). Спектр такого сигнала можно получить, воспользовавшись преобразованием Фурье для периодических сигналов.

Если $x(t)$ – периодическая функция с периодом T_0 , то такую функцию можно разложить в ряд Фурье [81]:

$$x(t) = K + X_{-2} \cdot e^{-i2\omega t} + X_{-1} \cdot e^{-i\omega t} + X_0 + X_1 \cdot e^{i\omega t} + X_2 \cdot e^{i2\omega t} + K = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_k \cdot e^{ik\omega t}, \quad (4.6)$$

где X_k – коэффициент разложения:

$$X_k = \frac{1}{T_0} \cdot \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cdot e^{-ik\omega t} dt \quad (4.7)$$

Совокупность комплексных величин X_k , $k \in (-\infty; \infty)$ образует комплексный спектр рассматриваемой функции. Совокупность модулей этих коэффициентов дает представление об амплитудном спектре, а множество аргументов комплексных чисел X_k представляет собой фазовый спектр функции.

Из (4.7) следует, что спектр периодического сигнала является линейчатым, так как содержит лишь гармоники, частота которых $k\omega$ кратна круговой частоте сигнала $\omega = 2\pi/T_0$.

Если периодическую функцию $x(t)$ с периодом T_0 дискретизировать по времени с постоянным шагом $t_{\text{д}}$, то при этом получится $N = T_0/t_{\text{д}}$ дискретных отсчетов. Моменты времени, в которые производятся отсчеты, определяются

$$t = n t_{\text{д}}, \quad n \in (1; N).$$

Использование в системе аналого-цифрового преобразования предполагает дискретизацию функции по времени. Разложение дискретизированной функции в ряд реализуется с помощью дискретного преобразования Фурье [81, 82]:

$$X'_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-i \frac{2\pi}{N} k \cdot n}, \quad (4.8)$$

$$x_n = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} X'_k \cdot e^{i \frac{2\pi}{N} k \cdot n}, \quad (4.9)$$

где (4.8) называется дискретным преобразованием Фурье (ДФФ), а (4.9) – обратным дискретным преобразованием Фурье (ОДФФ).

Преобразование Фурье в том виде, в котором оно записано в (4.8), требует порядка N^2 комплексных умножений и $N(N-1)$ комплексных сложений. Выполнение этих операций приводит к большим временным затратам, тем большим, чем большее количество дискретных отсчетов обрабатывается. Значительно сократить количество выполняемых операций и время выполнения преобразования позволяют методы, известные под названием быстрого преобразования Фурье (БПФ) [83].

Для проведения спектрального анализа информационного сигнала U_x он дискретизируется с некоторым постоянным шагом t_d . Актуальной является проблема выбора оптимального шага дискретизации. Известно, что спектр дискретизированного сигнала периодический. В случае, когда шаг дискретизации t_d выбран неправильно, обработка информации становится неэффективной. Уменьшение числа отсчетов приводит к тому, что повторяющиеся участки спектра (периоды спектра) пересекаются друг с другом, и корректное восстановление исходного непрерывного сигнала из спектра становится невозможным. Увеличение числа отсчетов характеристик сигнала не ухудшает, но увеличивает объем обрабатываемой информации. Выбор оптимального шага дискретизации гарантирует теорема отсчетов (теорема Котельникова): любую функцию, спектр которой содержит угловые частоты от 0 до f^* (соответственно круговые частоты от 0 до $\omega^* = 2\pi f^*$), можно с любой степенью точности представить отсчетами, следующими один за другим через интервалы времени $t_d = 1/(2f^*)$. При таком выборе интервала дискретизации функция однозначно представляется рядом особого вида, называемым рядом Котельникова.

Теорема Котельникова однозначно определяет оптимальный шаг дискретизации только для функций, спектр которых ограничен частотой f^* . Поэтому непосредственное применение теоремы Котельникова рационально только при известной верхней частоте f^* спектра. Однако не имея априорной информации о спектре U_x , невозможно провести оптимальную дискретизацию сигнала. Поэтому в [84] предлагается определять частоту дискретизации следующим образом:

$$f_d = \frac{1}{t_d} = \sqrt{\frac{g_{x \max}}{8\Delta_a}}$$

где $g_{x \max}$ - максимальное ускорение измеряемой величины, Δ_a - допустимая погрешность кусочно - линейной аппроксимации измеряемой величины, в данном случае $U_x(t)$.

Если требуемая точность может быть получена графоаналитическими методами, то по допустимой погрешности Δ_a можно определить f_d непосредственно по графику $U_x(t)$, приведенному на рис. 4.9. В данном примере k - дискретные отсчеты информационного сигнала, число которых на его периоде T_0 равно 256.

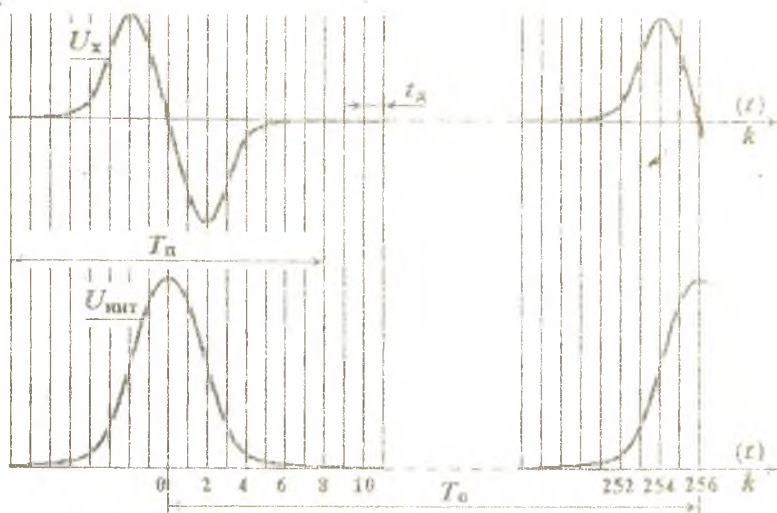


Рис. 4.9. К дискретизации информационных сигналов $U_x(t)$, $U_{\Delta}(t)$

Из графиков (рис.4.9) можно сделать вывод, что при равномерной дискретизации по времени для получения погрешности $\Delta_a < 5...10\%$ необходимо сделать больше 10...15 отсчетов на интервале T_{Δ} . Учитывая, что БИГ используется в составе многоканальной системы, период информационного сигнала будет составлять $T_0 = m \cdot T_{\Delta}$, где m - число каналов. Поэтому в 16-ти канальной системе число отсчетов за период сигнала должно быть больше 160...240. При скорости вращения ротора 100 Гц частота дискретизации составит $f_{\Delta} = 16...24$ кГц.

Моделирование спектра сигнала, его фильтрации и восстановления после фильтрации удобно проводить в пакете программ MCAD, где необходимо удовлетворить следующее специфическое условие: количество дискретных отсчетов сигнала должно быть целой степенью двойки. В сочетании с этим ограничением оптимальное число отсчетов сигнала на его периоде равно 256.

При изменении скорости вращения ротора зависимость $\Psi = f(t)$ или $k_{св} = f(t)$ сжимается или растягивается во времени, сигнал U_x изменяет свою амплитуду пропорционально скорости вращения ω , форма же сигнала $U_x = f(t)$ с учетом коэффициентов масштабирования по оси амплитуд и оси времени остается неизменной. Поэтому спектр сигнала при изменении скорости вращения ротора будет сдвигаться в сторону более высоких частот с повышением частоты ω , или - более низких частот с

уменьшением α . Характер же спектра информационного сигнала при этом будет оставаться неизменным. Это дает основание проводить все исследования для сигнала одной из возможных частот вращения, при этом амплитуда сигнала полагается единичной.

Дискретизируемый информационный сигнал $U_x(t)$ (рис.4.9) получен расчетным путем и проверен экспериментально при многократном его осциллографировании. Разность расчетного и экспериментального сигналов не превышает 2 %. С помощью встроеной функции БПФ прикладного математического пакета MCAD получен спектр сигнала $S_x(f)$ (рис.4.10).

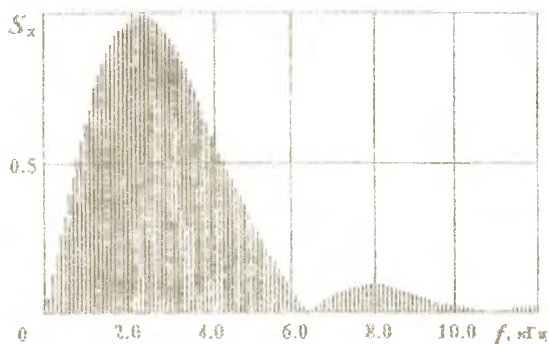


Рис. 4.10 Спектр сигнала $S_x(f)$

Спектр сигнала линейчатый, его минимальная частота равна частоте вращения ротора $F_0 = 100$ Гц. Нулевая составляющая спектра отсутствует ввиду симметричности сигнала U_x (рис.4.9).

Из рис. 4.10 следует, что основная информативная часть спектра находится в диапазоне частот 100...10 000 Гц. Т.е. если верхняя частота спектра $F = 100 F_0$, то, согласно теореме Котельникова, на периоде сигнала необходимо сделать не менее 200 отсчетов. Т.о. полученная оценка частоты дискретизации $f_n = 20$ кГц аналогична сделанной ранее по допустимой погрешности Δ_x . Другим подтверждением правильности выбора частоты дискретизации служит то, что при проведении проверочного расчета для 512 отсчетов на периоде T_0 был получен спектр S_x , аналогичный спектру (рис.4.10). По известному спектру с помощью обратного преобразования Фурье был восстановлен сигнал U_x , дискретные значения которого в моменты отсчетов отличались от исходных значений не более чем на 0.2%.

Моделирование фильтрации помех с помощью программных средств позволяет полностью изучить процесс подавления помех фильтрами с заданными характеристиками, а также определить оптимальные параметры фильтров. Наиболее мощной помехой, искажающей информационный сигнал, является помеха промышленной частоты 50 Гц и ее гармоники. Отфильтровать можно лишь те гармоники помехи, которые, в

идеале, не пересекаются со спектром информационного сигнала. В противном случае теряется часть измерительной информации. В то же время необходимо как можно сильнее снизить амплитуду наводимой в измерительной цепи помехи, для чего используются фильтры и ряд других программных и аппаратных средств.



Рис. 4.11. АЧХ идеального ПФ

Спектр информационного сигнала (рис.4.10) находится в полосе частот от нижней ω_n , определяемой частотой вращения объекта, до верхней ω_b , определяемой погрешностью восстановления сигнала. Т.о. предполагаемый фильтр должен подавлять помехи низкой и высокой частоты и пропускать спектр информационного сигнала. Идеальным для этих целей является

полосовой фильтр (ПФ) с АЧХ, приведенной на рис.4.11. Определение верхней $\omega_{ср2}$ и нижней $\omega_{ср1}$ частот среза такого фильтра производится из условия, что отфильтрованный таким образом спектр информационного сигнала при восстановлении даст погрешность, не превышающую допустимую. Погрешность восстановления сигнала U_x по отфильтрованному спектру S_Φ , вносимая фильтром, носит мультипликативный характер. Следовательно, эта погрешность может быть устранена при использовании тестового, компенсационного или совокупного метода измерения.

Нижняя граница ω_n частотного диапазона спектра сигнала S_x соизмерима с частотой помехи $f_n = 50$ Гц, а при низких частотах вращения ротора (1000...1500 об/мин) $\omega_n < \omega_1$. В то же время основная часть спектра помехи находится в диапазоне частот 50 ...200 Гц, поэтому эту часть спектра следует подавлять сильнее. Поскольку спектр сигнала U_x зависит от скорости вращения ротора исследуемого объекта (ГТД), то определить заранее полосу пропускания фильтра невозможно. Поэтому для начальной оценки эффективности фильтрации частоты среза фильтра условно выбраны $f_{ср1} = 1000$ Гц, $f_{ср2} = 10$ кГц. Нижняя частота $\omega_{ср1}$ на порядок превышает частоту наиболее мощных помех, верхняя $\omega_{ср2}$ - примерно соответствует верхней границе спектра сигнала U_x , полученного при скорости вращения ротора $F_0 = 6000$ об/мин. Итоговые параметры фильтра должны выбираться, исходя из динамических характеристик объекта и, следовательно, сигнала U_x .

Следует отметить, что для выполнения расчетов дискретизация сигнала U_x проводилась с шагом, вдвое меньшим оптимального значения, рассчитанного выше, т. е. на периоде $T_0 = 1/F_0$ получилось не 256, а 512 дискретных отсчетов. Это изменение было вызвано желанием и возможностью приблизить вид дискретизированного сигнала к виду исходного непрерывного. Результаты получились практически одинаковыми.

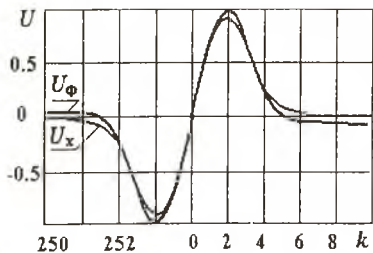


Рис.4.12. Сигналы U_x , U_Φ

На рис.4.12 представлен вид исходного дискретизированного сигнала U_x и восстановленный после фильтрации идеальным фильтром сигнал U_Φ . Максимальная приведенная погрешность восстановления определяется выражением:

$$\max \Delta_\Phi = \frac{|U_x(nt_d) - U_\Phi(\dot{n}t_d)|}{U_x(nt_d)}, \quad (4.10)$$

где nt_d - моменты взятия дискретных отсчетов, $n = 1 \dots 512$;

t_d - интервал дискретизации сигнала U_x ; $t_d = T_0/512$;

T_0 - период вращения ротора;

$U_x(nt_d)$, $U_\Phi(nt_d)$ - дискретные отсчеты исходного и фильтрованного сигналов соответственно.

При частоте вращения $F_0 = 100$ Гц интервал дискретизации сигнала U_x составит примерно $t_d \approx 20$ мкс.

При выбранных значениях частот среза погрешность $\max \Delta_\Phi$ составляет 10%, что, на первый взгляд, довольно много. Однако данная погрешность носит мультипликативный характер, т.к. прошедший через фильтр сигнал $U_\Phi = H \cdot U_x$, где H - АЧХ фильтра. Поэтому, как было отмечено выше, использование образцового сигнала E_n в измерительной цепи позволяет полностью устранить погрешность фильтрации Δ_Φ . Идеальный фильтр полностью подавляет помехи, частоты которых находятся ниже ω_{cp1} и выше ω_{cp2} . Следовательно, влияние помехи промышленной частоты и ее гармоник до 1000 Гц при этом устраняется полностью.

На практике реализовать идеальный фильтр почти невозможно; реальная АЧХ существенно отличается от идеальной. Эта разница в достаточной мере зависит от порядка фильтра. Реально в рассматриваемых устройствах фильтрация помех осуществляется не полосовым фильтром, а с помощью комбинации ФВЧ и интегратора. Высоочастотные помехи эффективно подавляются интегратором, входящим в состав системы. Интегратор выполняет функции ФНЧ параллельно с основным своим назначением: сохранять динамический диапазон сигнала на входе АЦП постоянным при изменении скорости вращения ротора. Поэтому в дальнейшем проводится анализ подавления низкочастотных помех фильтрами высокой частоты.

Простейший ФВЧ первого порядка может быть реализован на RC - цепочке. АЧХ ФВЧ первого порядка описывается уравнением:

$$H_B(\omega) = \frac{\omega \cdot \tau_B}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot \tau_B^2}}, \quad (4.11)$$

где τ_B - постоянная времени ФВЧ.

Частота среза ФВЧ ω_{cp} задается из условия ослабления гармоник данной частоты на 3 дБ [85]. При этом для ФВЧ 1-го порядка необходимо выполнение условия $\omega_{cp} \tau_0 = 1$. При $F_{cp} \approx 1$ кГц постоянная времени $\tau_0 \approx 0.16$ мс. Отфильтрованный с помощью ФВЧ первого порядка спектр изображен на рис.4.13а, а на рис.4.13б - сигнал, прошедший через этот фильтр.

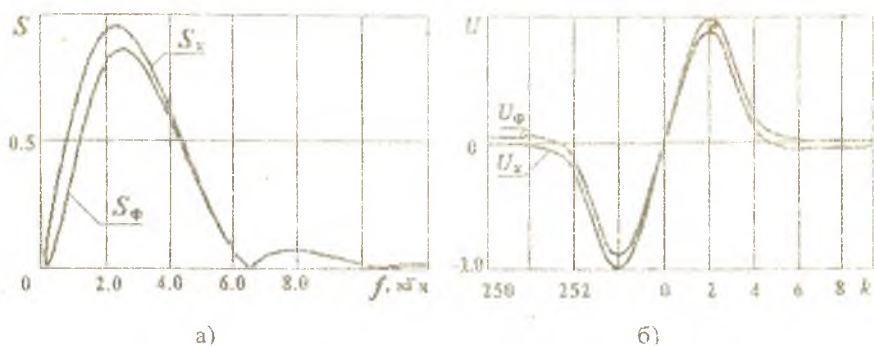


Рис.4.13. Спектр и сигнал, прошедший через ФВЧ 1-го порядка

Погрешность восстановления сигнала, т.е. разность между U_x и прошедшим через фильтр $U_Ф$, составляет примерно 11%. Данная погрешность увеличивается при снижении частоты вращения ротора. Подавление помехи 50 Гц фильтром первого порядка составляет примерно 30 дБ, а помехи 100 Гц - 20 дБ, что не всегда достаточно для получения требуемой точности. Лучшие результаты можно получить с помощью фильтров второго и более высокого порядка. Причем в настоящее время используются, как правило, активные фильтры на операционных усилителях. Схем, реализующих ФВЧ на операционных усилителях, довольно много, наиболее распространенной является схема на так называемых источниках напряжения, управляемых напряжением (ИНУН) [85, 86]. Путем изменения параметров емкостей и сопротивлений данной схемы можно реализовать как фильтр Баттерворта с максимально плоской АЧХ в полосе пропускания, так и фильтр Чебышева с наиболее крутым спадом АЧХ при частотах, меньших ω_{cp} , а также другие типы фильтров. Последовательное включение схем позволяет, при необходимости, реализовать фильтры 4-го, 6-го и более высокого порядков.

Для исключения частотных искажений сигнала в полосе пропускания при реализации ФВЧ второго порядка наиболее пригоден фильтр Баттерворта. Его передаточная функция описывается зависимостью:

$$h_{\text{н}}(j\omega) = \frac{-\omega^2}{\omega_{cp}^2 + jB\omega\omega_{cp} - \omega^2}, \quad (4.12)$$

где B - нормированный коэффициент, который приводится в специальных таблицах и зависит от порядка фильтра и его типа. Для ФВЧ Баттерворта второго порядка $B=1.41421$ [85].

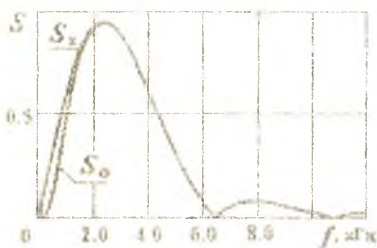
АЧХ ФВЧ второго порядка описывается выражением:

$$H_n(\omega) = |h_n(j\omega)| = \frac{\omega^2}{\sqrt{\omega_{ср}^4 + \omega^4 + (B^2 - 2)\omega_{ср}^2\omega^2}} \quad (4.13)$$

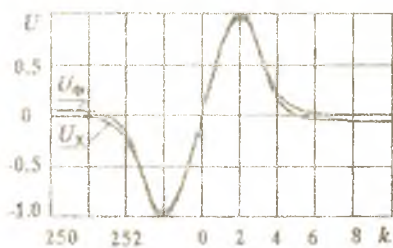
Третьим слагаемым подкоренного выражения в знаменателе можно пренебречь ввиду его малости: $(B^2 - 2) = -1 \cdot 10^{-3}$. Тогда получим выражение для АЧХ в следующем виде:

$$H_n(\omega) = \frac{\omega^2}{\sqrt{\omega_{ср}^4 + \omega^4}} \quad (4.14)$$

Спектр информационного сигнала при $F_0 = 100$ Гц, прошедшего через ФВЧ Баттерворта 2-го порядка с частотой среза $f_{ср} = 1000$ Гц, изображен на рис.4.14а. Информационный сигнал $U_{\Phi}(k)$, восстановленный после фильтрации, имеет погрешность $\approx 5\%$ и приведен на рис.4.14б вместе с исходным $U_c(k)$.



а)



б)

Рис. 4.14. Спектр и сигнал, прошедший через ФВЧ 2-го порядка

Постоянная составляющая помехи (гармоника нулевой частоты) полностью подавляется ФВЧ. Подавление других гармоник характеризуется коэффициентом

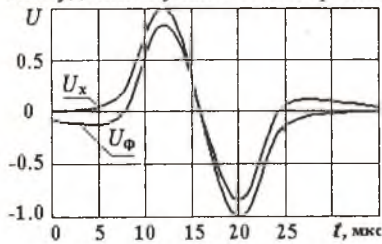
$$K = 20 \lg \frac{U_{вх}}{U_{вых}}$$

Гармоника частоты 50 Гц спектра помехи подавляется рассмотренным фильтром Баттерворта примерно на 50 дБ, коэффициент подавления гармоники 100 Гц составляет 40 дБ. Результаты фильтрации гармоник низкочастотных помех сведены в таблицу 4.1.

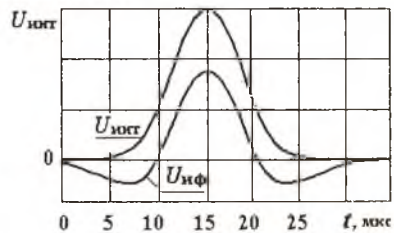
Результаты подавления гармоник помехи

f , Гц	50	100	200	300	400	500	600	700	800
K , дБ	53.02	40.96	28.82	21.64	16.48	12.46	9.22	6.60	4.55

В исследуемой измерительной системе подавление низкочастотных помех осуществляется не только ФВЧ, но и программными средствами - за счет коррекции результата измерения по методу, описанному в разделе 4.1 ($U_{\text{инт}} = U_{\text{инт}} - P_c/2$). Результат коррекции, как было показано выше, в значительной мере зависит от длительности этапа интегрирования сигнала U_x . Изменение частоты вращения ротора от 50 Гц до 500 Гц меняет длительность интегрирования в 16-ти канальном УИТ ВО от 1.25 мс до 0.125 мс. Например, при низкой скорости вращения ротора - 50 Гц информационный сигнал имеет период 20 мс. Спектр информационного сигнала смещается в область более низких частот, поэтому фильтрация с помощью ФВЧ с частотой среза 1000 Гц сильнее искажает сигнал по сравнению со скоростью вращения 100 Гц (рис. 4.14): погрешность восстановления U_x составляет 15...20%, а погрешность восстановления $U_{\text{инт}}$ увеличивается до 40%. Вид исходного и отфильтрованного сигнала при скорости $F_0 = 50$ Гц показан на рис. 4.15а, а сигнала $U_{\text{инт}}$ - на рис. 4.15б. Помеха частоты 50 Гц подавляется фильтром на 53 дБ, длительность интегрирования - 1.25 мс, это наихудший случай с точки зрения подавления помех.



а)



б)

Рис. 4. 15. Сигналы U_x и $U_{\text{инт}}$ до и после фильтрации

На более высоких частотах вращения ротора подавление помех улучшается, в меньшей степени искажается информационный сигнал. Например, при скорости вращения 30 000 об/мин и прежних параметрах фильтра приведенная погрешность, вносимая фильтром, составляет всего 0,2%. Помеха частоты 50 Гц подавляется фильтром на 53 дБ, а частоты 100 Гц - на 40 дБ. Ослабленная фильтром ВЧ помеха вместе с информационным сигналом поступает на интегратор. Подавление помех интегратором и ФВЧ в совокупности с алгоритмическим методом (4.1) и другими

мерами (скручивание проводов линий связи, экранирование) дает возможность реализовать высокоточную измерительную систему.

Таким образом, наибольшая эффективность подавления помех, проникающих в измерительные цепи СИТ ВО, с помощью сочетания аппаратных средств (ФВЧ+интегратор), а также программных средств коррекции результатов измерения достигается при высоких скоростях вращения ротора. Эффективность подавления помех на малых скоростях снижается. Поэтому повышаются требования как к аппаратным, так и программным средствам борьбы с помехами. Расчет ФВЧ для конкретной системы должен проводиться, исходя из наиболее низкой частоты вращения ротора, на которой необходимо обеспечить требование метрологических характеристик. При необходимости следует использовать ФВЧ 4-го или более высокого порядка.

Влияние неподдавленных помех проявляется в разбросе результатов измерений, т.е. увеличении случайной составляющей погрешности. Повышение точности может быть получено за счет обработки данных, например, при использовании совокупного метода измерений.

4.3. Погрешности УИТ ВО

Погрешность измерительной системы определяется, главным образом, погрешностью БИТ. В настоящем разделе проводится исследование систематической и случайной составляющей основной погрешности. Погрешность, возникающая при передаче сигнала с ротора на статор вследствие смещения ротора, достаточно подробно исследована в разделах 3.1, 3.2. Поэтому в настоящей главе данная погрешность не рассматривается, а в гл.5 приведены результаты метрологических исследований, в том числе и данной погрешности, полученные на макетах и при натурных испытаниях авиационных ГТД.

Основная погрешность

Систематическая составляющая основной погрешности δ_0 характеризует отклонение истинной градуировочной характеристики от заданной номинальной. **Погрешность нелинейности** δ_n является одной из составляющих основной систематической погрешности. Номинальная градуировочная характеристика БИТ принята линейная, поскольку он не содержит нелинейных ферромагнитных элементов. Поэтому в измерительной системе δ_n определяется нелинейностью термоэлектрического датчика и аппаратных средств блока преобразования, в первую очередь нелинейностью генератора ГЛИТ. Погрешность генератора ГЛИТ зависит от схемотехнических решений, поэтому ее оценка приведена в гл.5, где показано,

что в разработанных и прошедших метрологические испытания блока модуля преобразования погрешность δ_r не превышает 0,1%.

Погрешность нелинейности ПП зависит от способа аппроксимации их градуировочных характеристик $E_{тп} = f(T^{\circ}\text{C})$. Сугубо нелинейная характеристика ПП может задаваться либо полиномом второго - третьего порядка, либо в виде таблиц согласно ГОСТ 3044-84 [88]. Для приведения в ЭВМ результатов преобразования к физическому параметру, т.е. температуре, более удобна табличная форма задания градуировочной характеристики $E_{тп} = f(T^{\circ}\text{C})$. При этом используется кусочно - линейная аппроксимация, когда $E_{тп} = f(T^{\circ}\text{C})$ задается и хранится в ЭВМ с шагом либо 1°C , либо 10°C , либо 100°C . При большем шаге размер таблиц уменьшается и на процедуру обработки тратится меньший объем памяти, однако погрешность нелинейности δ_r при этом возрастает. Таблицы, заданные с шагом 1°C , можно принять за образцовые. При шаге 100°C погрешность δ_r для наиболее распространенных в авиационном моторостроении ПП будет следующая: ХК - 0,5%, ХА - 0,2%. ПП1 - 0,4%. С уменьшением шага до 10°C погрешность снижается до следующих значений. ХК - 0,06%, ХА - 0,03%, ПП1 - 0,05%. Т.о. в измерительной системе для достижения погрешности $\delta_r < 0,1\%$ можно использовать кусочно - линейную аппроксимацию градуировочной характеристики ПП с шагом 10°C .

Кроме того, возможным источником основной погрешности, характерной для многоканального преобразователя при использовании единой градуировочной характеристики, является разброс параметров измерительных цепей различных каналов и погрешность взаимного влияния каналов.

Погрешность из-за разброса параметров измерительных цепей каналов δ_p возникает при использовании единой градуировочной характеристики для всех каналов, т.к. в реальных измерительных системах невозможно обеспечить абсолютную идентичность однотипных элементов разных каналов. Основное влияние на δ_p оказывает разброс параметров приемно-компенсационных катушек. Поскольку наводимый в приемно-компенсационной катушке i -го канала компенсирующий сигнал равен

$$E_{и1} = \frac{d}{dt}(M_x \cdot I) = \frac{dI}{dt} M_x = jK_x \sqrt{L_x L_{и1}}$$

где j - скорость изменения тока генератора ГЛТТ.

M_x - взаимная индуктивность L_x и $L_{и1}$.

K_x - коэффициент связи между L_x и $L_{и1}$.

то различие в значениях индуктивности $L_{и1}$ разных каналов будет приводить к погрешности

$$\delta_p = \frac{E_{и1} - E_{и2}}{E_{и1}} \cdot 100\%.$$

где $E_{\text{нп}}$, $E_{\text{п}}$ соответственно минимальное (максимальное) и номинальное значение наведенной э.д.с. в приемно-компенсационных катушках БИТ.

Используемая в лабораторных условиях технология намотки катушек позволяет получить катушки с разбросом значений $L_{\text{пк}i}$ до 4 ... 5%, при этом погрешность δ_b составит примерно 2 ... 2,5%. Применение заводской технологии намотки катушек позволяет снизить давнюю погрешность до уровня 0.1 ... 0.5%, которая имеет мультипликативный характер. Поэтому устранение погрешности δ_b возможно за счет индивидуальной градуировки каналов, которая и применялась при аттестации УИГ ВО.

Погрешность вследствие разброса значений передающих катушек $L_{\text{пд}}$ не имеет существенного значения, поскольку узел приемно-передачи используется в качестве индикатора, погрешность δ_b носит мультипликативный характер. Поэтому как компенсационный, так и тестовый, а также совокунный метод измерения позволяют устранить данную погрешность.

Погрешность взаимного влияния каналов $\delta_{\text{вв}}$ характерна для всех многоканальных устройств. Исследование этого влияния проведено в п.3.4, где также дана его оценка. Для снижения взаимного влияния необходимо увеличивать расстояние между размещенными на вращающемся диске БИТ катушками. Давнее требование часто вступает в противоречие с требованием увеличения числа каналов при ограниченных размерах диска токоъемника. Уменьшение диаметра передающих катушек резко снижает чувствительность БИТ, поскольку поток магнитной индукции пропорционален площади, т.е. квадрату диаметра катушки.

Из результатов эксперимента с катушками прямоугольного поперечного сечения, у которых высота равна 10 мм, внутренний диаметр - 2 мм; а внешний - 8 мм следует, что для получения погрешности $\delta_{\text{вв}} < 0.1\%$ необходимо, чтобы расстояние между катушками было больше 40 мм.

Случайная составляющая основной погрешности.

Случайная составляющая $\delta_{\text{с}}$ основной погрешности обусловлена, главным образом, воздействием помех, а также вибраций, ускорений и других неинформативных внешних факторов. Это приводит к вариации результатов преобразования при одном и том же измеряемом сигнале. Случайная составляющая $\delta_{\text{с}}$ в значительной степени зависит от метода измерения. Для ее снижения при использовании прямых методов измерения результат нескольких измерений усредняют [62, 64]. Однако при использовании прямого метода измерений дополнительные погрешности от изменения частоты вращения, изменения сопротивления измерительной

цепи под действием температуры окружающей среды, от изменения коэффициента связи между приемной и передающей катушками становятся недопустимо большими. Поэтому в реализованных системах используется совокупный метод измерения.

Метод предполагает получение зависимости $N_x = f(N_{\text{глит}})$ и определение кода $N_{0\text{глит}}$ (см. рис.1.16), которому соответствует полная компенсация, т.е. когда $E_{\text{тп}} = E_{\text{н}}$. По значению кода $N_{0\text{глит}}$ и судят о величине измеряемой э.д.с. $E_{\text{гп}}$. Влияние неинформативных внешних воздействий приводит к тому, что отдельные значения измерений не совпадают с линейной характеристикой $N_x = f(N_{\text{глит}})$. Импульсные помехи могут приводить к появлению значительных отклонений результатов измерения от истинного значения, т.е. - выбросов или промахов. Поэтому важное значение имеет алгоритм обработки полученных данных.

Задача состоит в определении линейной аппроксимации наблюдений кода N_x , соответствующей выборке значений кода $N_{\text{глит}}$, с целью нахождения значения $N_{0\text{глит}}$, при котором N_x равен нулю. В разделе 1.5 рекомендовано решение этой задачи проводить путем нахождения оценок \hat{a} и \hat{b} функции $N_x = a + b \cdot N_{\text{глит}}$ по методу наименьших квадратов. Метод оптимален, если погрешности измерения ε_i независимы и имеют нормальное распределение [62, 89, 90].

Однако для нормального закона распределения, необходимого для эффективной работы МНК, характерна малая вероятность больших отклонений, когда вне интервала $[-3\sigma, 3\sigma]$ находится лишь 0.27% распределения. В реальных условиях до 10 ... 30% всех измерений могут существенно отличаться от нормальных, что вызвано импульсными помехами и сбоями в работе блока синхронизации. При малом числе измерений МНК становится непригодным для решения задачи определения $N_{0\text{глит}}$. В табл. 4.2 приведены экспериментальные данные восьми замеров.

Из табл. 4.2 следует, что в замерах № 4, № 6, № 7 и № 8 существенные выбросы отсутствуют, поэтому максимальное различие кодов $N_{0\text{глит}}$ в указанных замерах не превышает $\pm 0.2\%$ (табл.4.3). В остальных замерах имеются аномальные отклонения (выделены жирным курсивом), вызванные, вероятно, сбоями синхронизации, которые приводят к погрешности определения $N_{0\text{глит}}$, и максимальное различие составляет $\pm 5\%$, т.е. погрешность возрастает более чем на порядок.

Для решения задачи определения $N_{0\text{глит}}$ при малом числе измерений и наличии аномальных ошибок целесообразно использовать процедуры, которые не меняют резко своих значений при появлении выбросов. Такие процедуры называются робастными [90, 91].

Таблица 4.2

Экспериментальные данные замеров

$N_{\text{глит}}$	$N1_x$	$N2_x$	$N3_x$	$N4_x$	$N5_x$	$N6_x$	$N7_x$	$N8_x$
48	-82	-80	-80	-80	-85	-82	-82	-83
46	-32	-68	-112	-68	-68	-68	-67	-68
44	-48	-50	147	-52	-53	-53	-50	-52*
42	-34	-35	-35	-36	-36	-34	-35	-36
40	-21	-18	-20	-18	-20	-21	-19	-18
38	-4	-3	-7	-4	-9	-7	-7	-8
36	12	10	12	7	11	11	10	8
34	26	26	26	25	25	26	22	14
32	42	39	42	41	40	41	41	44
30	57	53	57	62	56	47	57	57
28	70	71	69	71	95	73	73	73
26	87	87	83	86	90	87	87	86
24	281	103	161	103	-176	103	103	101
22	114	117	117	119	115	118	119	119
20	131	133	135	134	133	132	132	133
18	143	149	149	149	148	147	149	147
16	161	163	165	163	165	163	166	167
14	175	-333	180	175	175	181	179	183
12	195	191	191	195	194	191	191	207
10	207	207	207	207	207	203	207	205
8	223	223	223	223	227	223	223	223
6	351	239	214	236	237	239	239	237
4	251	255	255	254	255	255	255	255
2	271	267	269	271	271	269	291	270
0	285	281	285	283	283	285	279	281

Таблица 4.3

Коды $N_{\text{глит}}$ различных замеров

№ замера	1	2	3	4	5	6	7	8
$N_{\text{глит}}$	38.625	36.285	39.691	37.384	35.918	37.242	37.316	37.243

Простейший алгоритм обработки данных, позволяющий избавиться от влияния выбросов, предложен следующий. По методу наименьших квадратов находится уравнение $N_x = f(N_{\text{глит}})$, например для первого замера график $N_x = f(N_{\text{глит}})$ показан на рис.4.16 пунктиром.

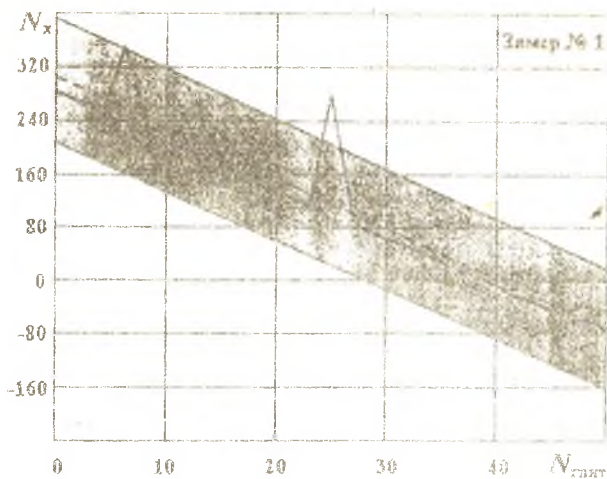


Рис. 4.16. Зависимость $N_x = f(N_{\text{ГЛИТ}})$

На графике $N_x = f(N_{\text{ГЛИТ}})$ устанавливается заданный коридор значений кода N_x . В данном примере коридор установлен равным четвертой части диапазона изменения N_x , т.е. равным примерно 90. Всем аномальным кодам N_x присваивается значение функции $N_x = f(N_{\text{ГЛИТ}})$ при соответствующем $N_{\text{ГЛИТ}}$. Так в данном примере значение 281, полученное при $N_{\text{ГЛИТ}} = 24$, заменено на 114, а значение 351 при $N_{\text{ГЛИТ}} = 6$ - на величину 255. Затем вновь с использованием МНК определяется график $N_x = f(N_{\text{ГЛИТ}})$, дающий значение $N_{0\text{ГЛИТ}} = 37.870$. На следующем этапе коридор максимального разброса значений N_x уменьшается вдвое и прodelывается аналогичная процедура. В результате трех итераций получено расчетное значение $N_{0\text{ГЛИТ}} = 37.455$. Использование данного метода позволило в замерах с 1-го по 8-й (табл.4.4) снизить разброс значений $N_{0\text{ГЛИТ}}$ с $\pm 5\%$ до величины $\pm 0.29\%$. Дальнейшее сужение коридора не влечет существенного повышения точности.

Таблица 4.4

Коды $N_{0\text{ГЛИТ}}$ различных замеров после обработки данных

№ замер	1	2	3	4	5	6	7	8
$N_{0\text{ГЛИТ}}$	37.455	37.383	37.395	37.384	37.209	37.242	37.316	37.243

Среднее значение кода ГЛИТ по восьми замерам, которое может служить оценкой кода $N_{0\text{ГЛИТ}}$, составляет $N_{\text{вср}} = 37.333$. Оценка значения среднеквадратической погрешности [89, 94, 95] составит

$$\sigma_{\text{ср}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^8 (N_{\text{ср}i} - N_{\text{ср}})^2}{n-1}} = 0.097,$$

где $n = 8$ - число измерений. Или $\sigma_{\text{ср}} \approx 0.26\%$.

Т.к. среднее значение $N_{\text{ср}}$ также является случайной величиной, то оценка среднеквадратического отклонения $\sigma_{\text{ср}}$ среднего $N_{\text{ср}}$ будет равна [96, 97]:

$$\sigma_{\text{ср}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^8 (N_{\text{ср}i} - N_{\text{ср}})^2}{n(n-1)}} = 0.0345.$$

Среднее $N_{\text{ср}}$ является оценкой истинного значения результата измерения, поэтому $\sigma_{\text{ср}}$ будет являться оценкой средней квадратической погрешности результата измерения.

Экспериментальные исследования разработанных измерительных преобразователей показали, что разброс результатов отдельных измерений в основном соответствует нормальному закону распределения. Поэтому для оценки случайной составляющей основной погрешности, согласно ГОСТ 8.009, ГОСТ 8.011 [92, 93], можно задать доверительный интервал погрешности с некоторой доверительной вероятностью. При ограниченном числе измерений доверительный интервал задается с использованием коэффициентов (квантилей) Стьюдента [62, 96]. Для восьми измерений и доверительной вероятности $P = 0.95$ квантиль распределения Стьюдента равен $k_{\text{ст}} = 2.36$. Следовательно, случайная погрешность будет находиться в интервале $\delta_{\text{ср}} = (k_{\text{ст}} \cdot \sigma_{\text{ср}} / N_{\text{ср}}) \cdot 100\% = \pm 0.218\%$ от среднего значения кода ГЛИГ $N_{\text{ср}}$ с доверительной вероятностью 0.95.

Следует отметить важность задания большого коридора на первой итерации. Например, в замере № 2 после первой обработки по МНК получим результаты, приведенные на рис. 4.17 и в табл. 4.5. Если для данного замера на первой итерации установить коридор ≤ 30 , то последние семь измерений выйдут за пределы заданного коридора, т.е. они будут заменены на значения $N_x = f(N_{\text{ср}})$. Т.е. одно единственное anomальное измерение ($N_x = -333$ при $N_{\text{ср}} = 14$, табл. 4.2) настолько сильно сдвигает характеристику $N_x = f(N_{\text{ср}})$, что близкие к истине данные 281, 267, 255, 239, ... будут заменены на совершенно неверные значения 239, 226, 213, 199, ... В этом случае процедура перестает быть робастной, т.к. приведет к ухудшению результатов обработки. По этой причине значение коридора на первой итерации задается достаточно большим - от четверти до половины диапазона полученных данных.

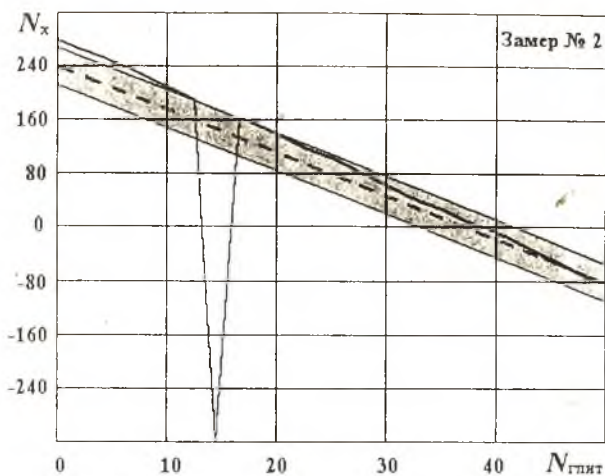


Рис. 4.17. Зависимость $N_x = f(N_{\text{глит}})$

Таблица 4.5

Данные обработки второго замера по МНК

$N_{\text{глит}}$	N_{2x}	$f_1(N_{\text{глит}})$	$N_{\text{глит}}$	N_{2x}	$f_1(N_{\text{глит}})$
48	-80	-77.32	22	117	94.28
46	-68	-64.12	20	133	107.48
44	-50	-50.92	18	149	120.68
42	-35	-37.72	16	163	133.88
40	-18	-24.52	14	-333	147.08
38	-3	-11.32	12	191	160.28
36	10	1.88	10	207	173.48
34	26	15.08	8	223	186.68
32	39	28.28	6	239	199.88
30	53	41.48	4	255	213.08
28	71	54.68	2	267	226.28
26	87	67.88	0	281	239.48
24	103	81.08			

Для сравнительного анализа была проведена обработка полученных экспериментальных данных с помощью робастной процедуры, предложенной в работе [91]. Результаты обработки получились практически такие же, что и в приведенном выше примере [98].

Т.о. данные эксперимента и расчета показывают, что каждая из таких составляющих основной погрешности, как погрешность нелинейности термоэлектрических датчиков δ_n при использовании кусочно-линейной аппроксимации, погрешность ГЛИТ $\delta_{гл}$, а также погрешность взаимного влияния каналов $\delta_{вв}$ не превышают 0.1%. Погрешность разброса при единой градуировочной характеристике достаточно велика $\delta_p \approx 2\%$, но может быть устранена при индивидуальной градуировке каждого канала. Случайная составляющая основной погрешности $\delta_{сс}$ с доверительной вероятностью 0.95 не превышает 0.22%, что приемлемо для разрабатываемых систем измерения температуры вращающихся объектов. Десятиразрядный АЦП характеризуется погрешностью младшего разряда $\delta_{мр} \approx 0.1\%$.

Основная погрешность δ_o определяется суммой ее составляющих: δ_n , δ_p , $\delta_{сс}$, $\delta_{вв}$, $\delta_{гл}$, $\delta_{мр}$. Поскольку составляющие δ_o не коррелированы между собой, то

$$\delta_o = \sqrt{\delta_n^2 + \delta_p^2 + \delta_{вв}^2 + \delta_{сс}^2 + \delta_{гл}^2 + \delta_{мр}^2}.$$

При индивидуальной градуировочной характеристике каждого канала основная погрешность составит

$$\delta_o = \sqrt{\delta_n^2 + \delta_{сс}^2 + \delta_{вв}^2 + \delta_{гл}^2 + \delta_{мр}^2} = 0.297\% \approx 0.3\%,$$

что в большинстве случаев удовлетворяет требованиям точности, которые предъявляются разработчиками ГТД.

СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ВРАЩАЮЩИХСЯ
ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ БИТ

5.1. Система измерения температуры деталей ротора турбины ГТД

Одной из подсистем автоматизированного рабочего места испытателя авиационных двигателей и агрегатов является система измерения температуры деталей роторов турбин (СИТ ДРТ), структурная схема которой приведена на рис 5.1 [99].

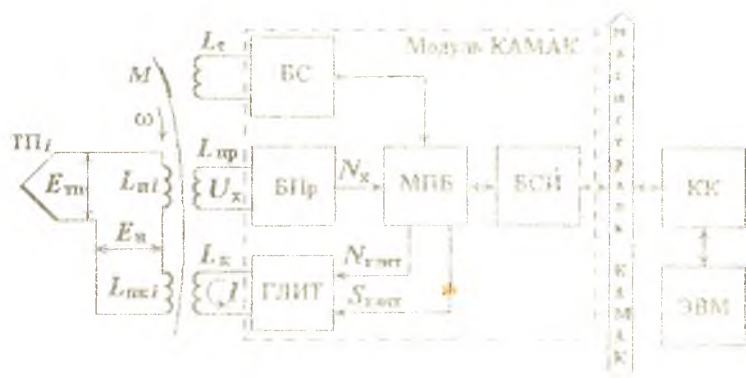


Рис. 5.1. Структурная схема СИТ ДРТ

Центральной частью системы являются БИТ первого типа и модуль стандарта КАМАК, который через кейт-контроллер КК связан с ЭВМ. Сигнал U_x с приемной катушки $L_{пр}$ поступает в блок преобразования БПр, где усиливается, интегрируется и преобразуется в цифровой код N_x , который затем пересылается в оперативную память микропроцессорного блока МПБ.

Микропроцессорный блок, выполненный на базе K1821BM85, производит предварительную обработку данных и совместно с блоком синхронизации БС управляет работой системы. Для работы БС на диске имеются соответствующие метки M . При прохождении M мимо катушки синхронизации L_c в БС формируется синхрипульс. МПБ задает номер канала, в котором происходит измерение сигнала ТП, выдает строб-сигнал $S_{глит}$ и код $N_{глит}$, которому соответствует определенная скорость изменения тока генератора ГЛИТ. С каждым оборотом диска код $N_{глит}$ изменяется на некоторое значение по заданной программе. При этом

меняется амплитуда $E_{\text{сн}}$ разностная ЭДС: $E_{\text{тн}} - E_{\text{сн}}$, амплитуда $U_{\text{н}}$ и соответствующее значение кода $N_{\text{к}}$ блока БПр. Расчетным путем определяется код $N_{0\text{н.тн}}$, при котором происходит полная компенсация, т.е. когда $E_{\text{тн}} - E_{\text{сн}} = 0$ и $N_{\text{к}} = 0$. По значению этого расчетного кода $N_{0\text{н.тн}}$ вычисляется величина сигнала $E_{\text{тн}}$. Полученные данные из МПБ передаются через крейт-контроллер КК в ЭВМ, которая проводит статистическую обработку данных для уменьшения влияния шумов и рассчитывает температуру в контролируемой точке вращающегося объекта эксперимента с учетом температуры холодных спаев и типа ТП.

Функциональная схема блока преобразования БПр приведена на рис.5.2. Необходимость применения усилителя У обусловлена тем, что

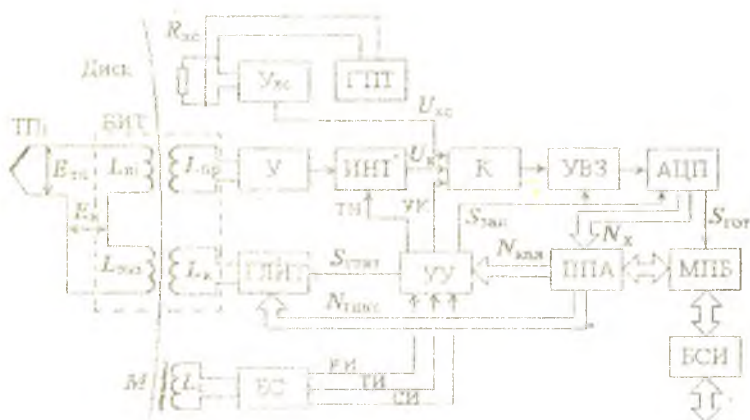


Рис. 5.2. Функциональная схема блока преобразования

уровень сигнала $U_{\text{н}}$, получаемого с БПТ, составляет единицы милливольт. Поэтому в системе применен усилитель, состоящий из располагаемого в непосредственной близости от испытуемого двигателя предусилителя и окончательного каскада усилителя, установленного в модуле КАМАК.

С выхода усилителя сигнал поступает на интегратор ИНТ, амплитуда выходного сигнала которого $U_{\text{н}}$ не зависит от скорости вращения ротора. Сброс интегратора в исходное состояние производится тактовыми импульсами ТИ (рис 5.3), период следования которых равен периоду прохождения катушек $L_{\text{н}}$ между секциями приемной $L_{\text{пр}}$. Амплитуда $U_{\text{н}}$ запоминается в усилителе выборки-запоминания (УВЗ) на время работы АЦП.

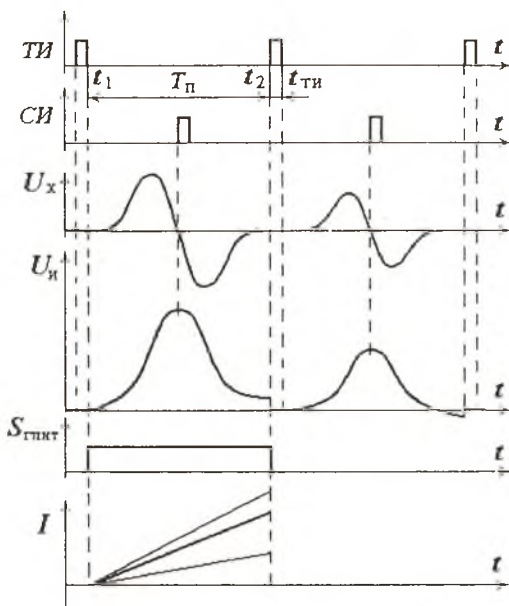


Рис. 5.3. Временная диаграмма работы СИТ ДТР

Запоминание амплитуды сигнала $U_{и}$ в УВЗ и запуск АЦП производятся импульсом запуска $S_{зап}$ только в том канале, где ведется измерение сигнала ТП. Фронт формируемого импульса запуска совпадает с фронтом синхроимпульса СИ, а также с моментом перехода сигнала U_x через ноль и с максимумом сигнала $U_{и}$. Сигнал на вход УВЗ поступает через коммутатор K . Управление состоянием коммутатора (УК) осуществляется программным путем. На второй вход коммутатора поступает напряжение $U_{хс}$ с усилителя $У_{хс}$, который с генератором постоянного тока ГПТ и термометром сопротивления $R_{хс}$ служат для компенсации температуры холодных спаев ТП. Терморезистор $R_{хс}$ помещается в непосредственной близости от диска с передающими и приемнокомпенсационными катушками. Десятиразрядный код N_x , соответствующий либо сигналу ТП, либо напряжению на $R_{хс}$, в зависимости от состояния коммутатора передается через параллельный адаптер ППА в МПБ по приходу сигнала готовности $S_{гот}$ из АЦП.

Фрагмент принципиальной схемы БПр приведен на рис.5.4. Выбор схемы измерительного усилителя обусловлен необходимостью высокого входного сопротивления, чтобы обеспечить работу приемной катушки БИТ в режиме холостого хода, с тем чтобы не было потребления энергии

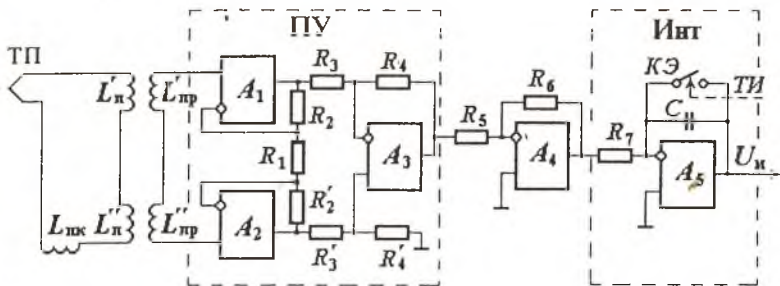


Рис. 5.4. Фрагмент принципиальной схемы БПР

от передающей катушки и не было искажений принимаемого сигнала. Предусилитель (ПУ) выполнен на операционных усилителях (ОУ) типа К140УД17А, которые характеризуются малыми уровнем и дрейфом напряжения смещения, что позволяет обойтись без схемы балансировки нуля. Необходимый частотный диапазон получен за счет сравнительно небольшого коэффициента усиления двухкаскадного предусилителя. Окончательный каскад усилителя (A_4) выполнен на ОУ типа К140УД25, который характеризуется высокой скоростью нарастания выходного сигнала, малыми уровнем и дрейфом напряжения смещения. Общий коэффициент усиления составляет примерно 1500.

Интегратор также выполнен на ОУ типа К140УД25, который характеризуется малыми входными токами, что важно для измерительного интегратора. Для сброса интегратора в исходное состояние используется соответствующий ключевой элемент (КЭ) микросхемы типа К590КН5, подключенный параллельно конденсатору C интегратора. Сброс интегратора в исходное нулевое состояние производится тактовыми импульсами. Амплитудное значение напряжения на выходе интегратора запоминается в УВЗ, выполненного на микросхеме типа КР1100СК2. УВЗ обеспечивает хранение амплитудного значения сигнала в течение времени работы АЦП, выполненного на базе микросхемы К1113ПВ1. По окончании преобразования, примерно через 30 мкс, формируется сигнал готовности $S_{\text{гот}}$, а на цифровых выходах АЦП - десятиразрядный двоичный код N_x , соответствующий амплитуде измеряемого сигнала. Сигналом готовности информационный код N_x защелкивается в ППА (рис. 5.2), откуда считывается в оперативную память микропроцессорного блока по его программе.

Устройство управления (УУ) микропроцессорного блока (рис. 5.3) формирует управляющий сигнал $S'_{\text{глит}}$ для запуска генератора ГЛИТ. В катушке $L_{\text{нк}}$ на время $S_{\text{глит}}$ формируется образцовая э.д.с. $E_{\text{н}}$, однозначно определяемая кодом $N_{\text{глит}}$, который выводится из МПБ. Там же формируется код номера канала $N_{\text{кан}}$, в котором производится измерение. ЦАП,

входящий в состав ГЛИТ, преобразует $N_{\text{ГЛИТ}}$ в напряжение, которое затем преобразуется в скорость нарастания тока. Ток с выхода ГЛИТ поступает в блок компенсирующей катушки.

Для создания линейно нарастающего магнитного поля между секциями компенсирующей катушки L_k необходимо, чтобы по катушке протекал линейно изменяющийся ток. При построении генератора линейно изменяющегося тока возможны различные схемотехнические решения, применяемые при создании генераторов развертки телевизионных приемников. Достаточно хорошие результаты показал ГЛИТ, основанный на явлении самоиндукции [100]. Если к идеальной катушке индуктивности L_k , имеющей собственное активное сопротивление $r_k = 0$, приложить постоянное напряжение E_r , то поток магнитной индукции в ней нарастает по линейному закону

$$E_r = d\psi / dt = L_k \cdot dI / dt,$$

или

$$\psi(t) = \psi_0 + E_r \cdot t.$$

Чтобы скомпенсировать активную составляющую реальной катушки, необходимо в ГЛИТ использовать источник напряжения с отрицательным внутренним сопротивлением r_i , равным активному сопротивлению катушки $-r_i = r_k$. Отрицательное внутреннее сопротивление ГЛИТ получено за счет введения в источник напряжения положительной обратной связи по току нагрузки I в схеме, представленной на рис. 5.5

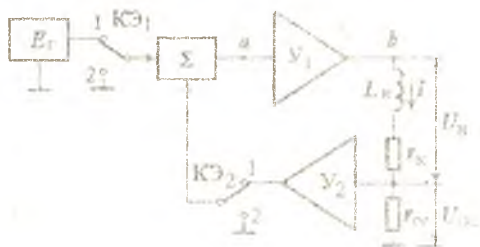


Рис. 5.5. Структурная схема ГЛИТ

Усилитель Y_2 имеет коэффициент усиления $k_2 = 2$, усилитель Y_1 является повторителем напряжения с коэффициентом усиления, равным 1, поэтому потенциалы точек "а" и "б" одинаковы, т.е. $U_a = U_b$

$$U_a = E_r + U_{oc} \cdot k_2 = E_r + k_2 \cdot r_{oc} \cdot I$$

$$U_b = U_n + U_{oc} = L_k \cdot dI / dt + r_{oc} \cdot I + r_k \cdot I.$$

Поэтому

$$E_r = L_k \cdot dI / dt + r_k \cdot I + r_{oc} \cdot I - k_2 \cdot r_{oc} \cdot I.$$

При коэффициенте $k_2 = 2$

$$E_r = L_k \cdot di/dt + r_k i - r_{oc} \cdot I.$$

Если сопротивление $r_k = r_{oc}$, то

$$E_r = L_k \cdot di/dt,$$

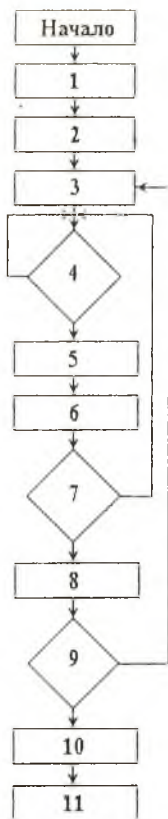
т.е. напряжение $E_r = const$ прикладывается к идеальной индуктивности, следовательно, реализован ГЛИТ с отрицательным внутренним сопротивлением $r_i = r_k$. По окончании строба $S_{глит}$ ключевые элементы переводятся во второе положение и происходит рассеяние энергии, накопленной в L_k .

Чтобы обеспечить равенство $r_k = r_{oc}$, т.е. $-r_i = r_k$ в широком диапазоне температур, компенсирующая катушка при её изготовлении наматывается в четыре провода. Две обмотки включаются последовательно согласно, образуя собственно катушку L_k , а две другие обмотки включаются последовательно встречно, образуя сопротивление обратной связи.

Блок синхронизации БС (рис. 5.2) вырабатывает тактовые ТИ, синхро СИ и кадровые КИ импульсы. Для работы БС на диске БИТ имеются соответствующие метки, представляющие собой кусочки медной фольги, наклеенной на диск. С одной стороны диска метки расположены между передающими катушками, поэтому при прохождении данных меток мимо катушки синхронизации L_c в БС формируются ТИ и СИ по одному на каждый канал. С другой стороны диска наклеена одна метка, формирующая при своем движении кадровый импульс - один на каждый оборот диска. Катушки синхронизации представляют собой вихретоковые датчики, которые включены в мостовые схемы.

Микропроцессорный блок МПБ организует взаимодействие модуля с ЭВМ, производит предварительную обработку данных, управляет работой БПр. Он включает в себя микропроцессор, оперативное (ОЗУ) и постоянное запоминающие устройства (ПЗУ), блок внешних устройств ВУ, а также ряд дополнительных устройств. В ПЗУ хранится программа, осуществляющая тестирование программных и аппаратных средств. Функционирование микропроцессорного модуля происходит по программе, алгоритм которой приведен на рис. 5.6. Программа загружается из ЭВМ в ОЗУ микропроцессорного блока.

Блок 1 и соответствующая часть программы содержат данные, необходимые для работы программы в автономном режиме внутри модуля. В блоке последовательно заданы: адрес загрузки программы; адрес индикатора; смещение адреса стека памяти относительно адреса загрузки, заданное в словах; смещение в байтах, задающее адрес ячейки памяти, данные в которой указывают на количество измеряемых каналов; смещение в байтах, задающее номера каналов, в которых будет производиться измерение сигналов датчиков; 16-ти разрядный стартовый адрес программы; индикатор; максимальный код $N_{глит}$; указатель стека с результатами преобразования; число каналов; номера каналов, в которых будет производиться измерение, что дает возможность задавать число измеряемых каналов от 1 до 16 в любом порядке.



При запуске модуля диспетчер обращается к ячейке памяти, содержащей загрузочный адрес программы, считывает стартовый адрес и запускает программу по этому адресу. Блок 2 алгоритма (рис.5.6) соответствует той части программы, в которой обнуляется индикатор, инициализируется устройство ввода-вывода данных. Устанавливается указатель стека, т.е. начальный адрес оперативной памяти МПБ, куда будут загружаться результаты преобразований, а также загружается число каналов, в которых будет производиться измерение.

Блок 3 алгоритма соответствует той части программы, в которой устанавливается текущий адрес канала, где производится измерение, а также задается максимальное значение 8 - разрядного кода $N_{\text{глит}}$ и 4 - разрядного кода номера канала. С приходом строб-сигнала $S_{\text{глит}}$ ток в БКК будет нарастать по линейному закону со скоростью, определяемой $N_{\text{глит}}$. В приемно-компенсационной катушке того канала, где производится измерение, наводится э.д.с. E_n . Разностная э.д.с. $E_{\text{тп}} - E_n$ будет преобразована в цифровой код. Одновременно будет сформирован сигнал готовности АЦП, который подается на вход параллельного адаптера ППА. В ответ на пришедший сигнал готовности вырабатывается сигнал IBF порта. Наличие сигнала IBF проверяется программным путем, что отображается блоком 4 алгоритма. Ввод данных в память МПБ (блок 5 алгоритма) производится за две команды, т.к. код N_x - 10-разрядный. После ввода

Рис. 5.6. Алгоритм МПБ

данных уменьшается код $N_{\text{глит}}$ (блок 6 алгоритма) и вновь производится проверка готовности АЦП и чтение его кода. Указанный цикл повторяется до тех пор, пока код $N_{\text{глит}}$ не станет равным нулю. После этого уменьшается содержимое счетчика числа каналов (блок 8), загружается адрес следующего канала (блок 3) и операции ввода данных циклически повторяются. По завершению цикла, когда все заданные каналы будут опрошены, производится переключение коммутатора и происходит преобразование напряжения с терморезистора $R_{\text{хс}}$ в цифровой код, соответствующий температуре холодных спаев термопар. После этого устанавливается индикатор (блок 10), чтобы сообщить ЭВМ о завершении преобразования сигналов термоэлектрических датчиков в заданных каналах. ЭВМ в режиме прямого доступа к памяти МПБ считывает данные, затем по методу наименьших квадратов для каждого канала находит код $N_{\text{глит}}$,

соответствующий э.д.с. ТП. С учетом температуры холодных спаев определяется температура в каждой контролируемой точке. Результаты преобразований выводятся в виде протокола, который либо распечатывается, либо выводится на экран дисплея. Основные технические характеристики системы СИТ ДРТ приведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Технические характеристики измерительных систем

Измерит. система	Стандарт	Число каналов	Диам. диска, мм	Скор. вращ., об/мин	Темп. окр. среды, °С	$\delta_{o,}$ %	$\delta_{ин,}$ %	$\delta_{д,}$ % / мм
СИТ ДРТ	КАМАК	16	180	1000... 20000	0...200	1.0	0.2	0.5
СИТ ДР ГТД	IBM PC (ISA)	16	490	1000... 2500	-50... 150	0.5	0.02	0.3

5.2. СИТ ДР ГТД с модулем стандарта IBM PC

Система измерения температуры деталей редуктора авиационного газотурбинного двигателя (СИТ ДР ГТД) с модулем стандарта IBM PC использует БИТ, конструкция которого аналогична описанному в разделе 5.1. Однако габариты БИТ и скорость его вращения существенно отличаются (табл. 5.1) Система рассчитана на измерение температуры в 16-ти точках редуктора авиационного ГТД.

Функциональные схемы модулей СИТ ДТР и СИТ ДР ГТД различаются, главным образом, блоками связи с интерфейсом. Имеются также некоторые различия в алгоритме функционирования и некоторых схемотехнических решениях модулей. Сигнал U_x , наведенный в приемной катушке $L_{пр}$, усиливается в усилителе, который содержит в своем составе и фильтр высоких частот ФВЧ. Активный фильтр ФВЧ служит для подавления низкочастотных помех, главным образом, помех промышленной частоты 50 Гц. Он выполнен на операционном усилителе типа К140УД25 и рассчитан как фильтр Баттеворта 2-го порядка, у которого подавление 50- герцовой помехи составляет не менее 60 дБ.

Микропроцессорный блок в модуле отсутствует, поэтому ЭВМ непосредственно управляет работой модуля. Ввод данных в ЭВМ производится по запросу, когда АЦП формирует сигнал готовности. При этом взводится триггер запроса, выход которого подключен к одному из

уровней прерывания IBM PC: IRQ10, IRQ11, IRQ12, IRQ15. В программе обработки запроса ЭВМ сбрасывает запрос после чтения кода АЦП, изменяет код ГЛИТ, а по окончании преобразования в одном канале - изменяет код номера канала. Затем процессор возвращается к прерванной программе, проводит обработку данных для уменьшения влияния помех и рассчитывает температуру в контролируемой точке вращающегося объекта эксперимента с учетом температуры холодных спаев и типа ТП, выводит информацию об измеряемой температуре в удобной для оператора форме.

Испытание СИТ ДР ГГД показало, что в диапазоне измеряемых напряжений 0 ... 50 мВ, что примерно соответствует выходному сигналу хромель-копелевых термопар в диапазоне 0 ... 600°C, основная погрешность системы не превышает 0,5%, что обусловлено, главным образом, случайной составляющей. Дополнительная погрешность от осевого смещения ротора ГГД на величину ± 1 мм не превышает 0,3%. Изменение температуры окружающей среды в районе расположения модуля в пределах +10 ... +40°C приводит к дополнительной погрешности 0,05%/10°C. Влияние скорости вращения ротора при её изменении в пределах 1000...2500 об/мин не обнаружено. В системе использована индивидуальная градуировка каналов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Передача с высокой точностью постоянных сигналов низкого уровня с ротора вращающегося объекта на статор является актуальной задачей, не имеющей в настоящее время удовлетворительного решения. Исходя из критерия минимизации оборудования на вращающемся объекте и возможности работы в жестких условиях эксплуатации, показано, что для передачи постоянных сигналов милливольтового уровня с ротора на статор наиболее предпочтительным является бесконтактный токосъемник индукционного типа.

2. Предложены бесконтактные индукционные токосъемники, позволяющие с высокой точностью передавать низкоуровневые сигналы термоэлектрических датчиков с ротора на статор в условиях воздействия помех, повышенных температур, вибраций, ускорений, осевых и радиальных смещений ротора вращающегося объекта. В предложенных и разработанных БИТ различной конструкции высокая точность передачи низкоуровневых постоянных сигналов термоэлектрических датчиков с ротора на статор реализуется за счет формирования в измерительной цепи образцового сигнала.

3. Предложены и проанализированы различные модели БИТ, позволяющие теоретически исследовать разрабатываемые конструкции БИТ. Получены аналитические выражения магнитного поля катушек БИТ, формирующих образцовый сигнал. Получены оценки влияния осевых и радиальных смещений ротора на точность передачи измерительного сигнала с ВО. Разработаны методы снижения этого влияния за счет оптимального конструирования БИТ.

4. Проведен теоретический и экспериментальный анализ помехозащищенности. Использование интегратора в измерительной цепи устройства измерения температуры для устранения влияния скорости вращения ротора на динамический диапазон информационного сигнала, поступающего на вход АЦП, вносит специфику в подавление помех. Предложен и исследован метод подавления низкочастотных помех за счет измерения сигнала на выходе интегратора в середине и конце интервала интегрирования с последующей коррекцией результата измерения. На основе анализа спектра информационного сигнала сформулированы требования к фильтрам высоких частот. Применение исследованных и разработанных программно-аппаратных средств борьбы с помехами позволяет подавлять помехи промышленной частоты и ее гармоник на 70 - 90 дБ, что дает возможность создания высокоточных измерительных устройств.

5. Проанализированы погрешности УИТ ВО. Показано, что основная погрешность определяется, главным образом, случайной составляющей. Для ее снижения используется совокупный метод обработки данных. Определение измеряемого сигнала термоэлектрического датчика произ-

водится согласно предложенной методике обработки данных, базирующейся на известном методе наименьших квадратов.

6. На основе исследованных БИТ разработаны автоматизированные системы измерения температуры деталей роторов авиационных газотурбинных двигателей, имеющие высокие метрологические характеристики. Созданные программно-аппаратные средства позволяют получить высокую точность и достоверность результатов измерения, сократить срок испытаний ГТД. Разработанные автоматизированные системы измерения температуры деталей роторов внедрены на стендах испытаний авиационных газотурбинных двигателей.

7. На базе созданных программно-аппаратных средств поставлен комплекс лабораторных работ по курсу "Устройства связи с объектом" для студентов специальности 22.02. Результаты работы используются в курсе лекций по дисциплине "Устройства связи с объектом", а также в курсовом и дипломном проектировании.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Зедгинидзе Г.П. Измерение температуры вращающихся частей машин. - М.: Машгиз, 1962. - 271 с.
2. Самбурский А.И., Новик В.К. Бесконтактные измерения параметров вращающихся объектов. - М.: Машиностроение, 1976. - 141 с.
3. Mesure de la temperature de pieces en rotation. Fevrot Charles. "Entropie", 1987, 23, № 135, p. 29 - 32.
4. Гордов А.Н. Основы пирометрии. - М.: Metallургия, 1971. - 447с.
5. Гордов А.Н., Жагулло О.М., Иванова А.Г. Основы температурных измерений. - М.: Энергоатомиздат, 1992. - 304 с.
6. Приборы и методы температурных измерений / Б.Н. Олейник, С.И. Лаздина, В.П. Лаздин, О.М. Жагулло. М.: Изд. стандартов, 1987. - 296с.
7. Чистяков В.С. Краткий справочник по теплотехническим измерениям. - М.: Энергоатомиздат, 1990. - 320 с.
8. Блинов О.М., Беленький А.М., Бердышев В.Ф. Теплотехнические измерения и приборы: Учеб. пособие для вузов. - М.: Metallургия, 1993. - 288 с.
9. Крамарухин Ю.Е. Приборы для измерения температуры. - М.: Машиностроение, 1990. - 202 с.
10. Remote high-temperature thermometry of rotation test blades using YVO₄: Eu and Y₂O₃: Eu thermographic phosphors. Tobin K.W., Allison S.W., Gates M.R., Capps G.J., Beshears D.L., Cyr M. "AIAA", 1988, № 3147, p. 1-7.
11. Одинец С.С., Топилин Г.Е. Средства измерения крутящего момента. - М.: Машиностроение, 1977. - 160 с.
12. Дьяченко В.А., Тимофеев А.И. Многоканальные ртутные измерительные токосъемы // Измерительная техника. 1984. № 9. с. 34-35.
13. Heil D., Wolf H. Elektrooptischer Drehübertrager. "Fein-werktechn. und Messtechn.", 1979, 87, № 5, 233 - 237. Оптоэлектронные преобразователи для съема и передачи измерительной информации с вращающихся объектов// Экспресс-информация. КИТ. 1981. № 12. С. 1 - 6.
14. Kemp R.E. Closet - couplet telemetry for measurements on gas turbines. "Instrumentation technology". 1978, 25, № 9, 105 -112. Радиотелеметрическая система передачи данных с вращающихся роторов газотурбинных двигателей// Экспресс-информация. КИТ. 1979. № 15. С. 5 - 12.
15. Matten N., Muller T. Datenstrom Berührungsloser Drehübertrager mit Infrarottechnik für Meßsignale. "Maschinen-markt", 1988, 94, № 39, 90 - 92, 94 -95. Оптическая система бесконтактного вывода информационных сигналов с вращающихся валов // Экспресс-информация. КИТ. 1990. № 11. С.9-13.
16. Бесконтактная система для тензометрирования турбомашин в кассетном исполнении // Е.Г. Будай, М.Е. Дубов, В.А. Лисовский, Н.Н.Шилович // Приборы и системы управления. 1988. № 2. С. 21 - 25.

17. Бесконтактная тензометрическая аппаратура для вращающихся объектов: Принципы построения / В.Р. Баширов, В.В. Карасев, А.А. Михеев, Г.И. Нечаев // Приборы и системы управления. 1989. № 3. С. 25 - 27.

18. Измерительная система для вращающихся криостатов / И.А. Глебов, Г.Н. Дульнев, Я.Б. Данилевич и др. // Электротехника, 1983. №2. С. 46 - 48.

19. Гусев В.Г. Состояние и перспективы создания устройств для измерения параметров вращающихся объектов // Датчики систем измерения, контроля и управления: Межвуз. сб. науч. тр. - Вып. 16. - Пенза: ПГТУ, 1996. - С. 18 - 27.

20. А. с. 1464189 СССР, МКИ⁴ G 08 C 19/12. Устройство для передачи и приема информации с вращающихся объектов / А.Н. Ермолаев, В.Г. Гусев, В.И. Зиновьев, В.Б. Малешин (СССР) - № 4286876 / 24-24; Заяв. 20. 07. 87; Оpubл. 07. 03. 89, Бюл. № 9. - 226 с.

21. А. с. 1462123 СССР, МКИ⁴ G 01 D 5/26. Устройство для измерения параметров вращающихся объектов / Ю.А. Комаров, Е.Д. Васенков, В.А. Бобченков, А.Ю. Коккин (СССР) - № 3523432/18-10; Заяв. 21. 12. 82; Оpubл. 28. 02. 89, Бюл. № 8. - 173 с.

22. А. с. 1456786 СССР, МКИ⁴ G 01 D 5/12. Преобразователь для бесконтактной передачи сигналов с вращающегося объекта / Е.В. Кротов, Ю.В. Преображенский (СССР) - № 4170284 / 24-21; Заяв. 29. 12. 86; Оpubл. 07. 02. 89, Бюл. № 5. - 158 с.

23. А. с. 932287 СССР, МКИ³ G 01 K 13/08. Устройство для бесконтактного измерения температуры вращающихся деталей / В.Я. Ратновский (СССР) - № 3006909 / 18-10; Заяв. 20. 11. 80; Оpubл. 30. 05. 82, Бюл. № 20. - 217 с.

24. А. с. 907403 СССР, МКИ³ G 01 K 13/08. Устройство для измерения температуры вращающихся объектов / Г.В. Тазов, В.И. Богданов, С.В. Ковалев, Л.А. Бимбирекова (СССР) - № 2949720 / 18-10; Заяв. 01. 07. 80; Оpubл. 23. 02. 82, Бюл. № 7. - 178 с.

25. А. с. 930 774 СССР, МКИ³ H 05 K 5/00. Радиозлектронный блок, преимущественно для измерения параметров вращающихся объектов / В.П. Лисейкин, Б.В. Тютин (СССР) - № 3005573/ 18- 21; Заяв. 10. 11. 80; Оpubл. 23. 05. 82, Бюл. № 19. - 281 с.

26. А.с. 1014002 СССР, МКИ³ G 08 C 19/46. Устройство для передачи электрических сигналов / В.Ф. Проценко, С.С. Торопов (СССР) - №3368330 / 18-24; Заяв. 23. 12. 81; Оpubл. 23. 04. 83, Бюл. № 15. - 222 с.

27. Прокунцев А.Ф., Максимова Е.С. Бесконтактная передача и обработка информации с вращающихся изделий. М.: Машиностроение, 1985. - 80с.

28. Карасев В.В., Михеев А.А., Нечаев Г.И. Измерительные системы для вращающихся узлов и механизмов; Под ред. Г.И.Нечаева - М.: Энергоатомиздат, 1996. - 176 с.

29. Карасев В.В. Устройство бесконтактного преобразования сигналов на основе воздушного трансформатора для стендовых испытаний

вращающихся объектов: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. Рязань: РРТИ, 1990.

30. Нечаев Г.И. Теория и методы сбора контрольно-измерительной информации с вращающихся объектов: Дис. ... д-ра. техн. наук. Рязань: РГРА, 1996. - 420 с.

31. Weiß H. Das Übertragen Kleiner elektrischer Meßwerte von schnell rotierenden Maschinen auf ruhende anzeigegeerate. Electrotechnische Zeitschrift., 1961 Ausgabe B. 13 Jahrgang, Heft 13, s.29 - 34.

32. Weiß H. Ein Meßgerät für die Temperaturmessung mit Thermoelementen auf sehr schnell umlaufenden Maschinen Electrotechnische Zeitschrift., 1961 Ausgabe B. 13 Jahrgang, Heft 13, s.353 - 357.

33. Essers U. et al. Measuring apparatus. US Patent № 3324724. 1967.

34. А. с. 728003 СССР, МКИ² G 01 K 13/08. Устройство для измерения температуры вращающихся деталей машин / Е.П. Дыбан, В.Н. Клименко, А.И. Сарапин (СССР) - № 2514257 / 18-10; Заяв. 08. 08. 77; Оpubл. 15. 04. 80, Бюл. № 14. - 203 с.

35. А. с. 901850 СССР, МКИ³ G 01 K 13/08. Устройство для измерения температуры вращающихся объектов / В.Д. Гринец, Е.А. Демин, Л.М. Чиж и др. (СССР) - № 2946397 / 18-10; Заяв. 26. 06. 80; Оpubл. 30. 01. 82, Бюл. № 4. - 167 с.

36. А. с. 830154 СССР, МКИ³ G 01 K 13/08. Устройство для измерения температуры вращающихся деталей машин / Е.П. Дыбан, В.Н. Клименко, И.И. Коваленко и др. (СССР) - № 2799130 / 18-10; Заяв. 18. 07. 79; Оpubл. 12. 05. 81, Бюл. № 18. - 193 с.

37. Гусев В.Н., Андрианова Л.П. Индуктивные и магнитомодуляционные преобразователи для передачи информации с вращающихся объектов. - М.: Энергия, 1979. -86 с.

38. Иванов М.П. Бесконтактные магнитомодуляционные преобразователи для передачи сигналов термпар с вращающихся объектов // Электроника и автоматика: Межвуз. сб. Вып. 2. Уфа: УАИ, 1977.

39. А. с. 1154555 СССР, МКИ⁴ G 01 K 13/08. Многоканальное устройство для измерения температуры вращающегося объекта / В.Б. Малешин, В.Г. Гусев, М.П. Иванов и др. (СССР) - № 3570594 / 24- 10; Заяв. 01. 04. 83; Оpubл. 07. 05. 85, Бюл. № 17. - 143 с.

40. А. с. 1129493 СССР, МКИ³ G 01 D 5/12. Магнитомодуляционный преобразователь для передачи сигналов постоянного тока с вращающегося объекта / М.П. Иванов, В.Г. Гусев, В.Б. Малешин и др. (СССР) - № 3570163 / 24-21; Заяв. 24. 03. 83; Оpubл. 15. 12. 84, Бюл. № 46. - 133 с.

41. А. с. 1017927 СССР, МКИ³ G 01 D 5/12. Магнитомодуляционный преобразователь для передачи сигналов постоянного тока с вращающегося объекта / В.Г. Гусев, М.П. Иванов, В.Б. Малешин и др. (СССР) - № 3327146 / 18-21; Заяв. 31. 07. 81; Оpubл. 15. 05. 83, Бюл. № 18. - 132 с.

42. Скобелев О.П. Методы преобразования и устройства сбора измерительной информации. Учеб. пособие. - Куйбышев: КуАИ, 1980. - 84 с.

43. Компанец В.К., Скобелев О.П. Технические средства АСНИ ГТД на базе КАМАК и микро - ЭВМ. - Куйбышев: КуАИ, 1983. - 90 с.

44. Секисов Ю.Н. Разработка и исследование группового согласующего устройства подсистемы сбора информации. Дис. ... канд. техн. наук. - Куйбышев: КПТИ, 1977.

45. Васин Н.Н. Исследование и разработка коммутационных нормирующих преобразователей сигналов низкого уровня. Дис. ... канд. техн. наук. - Пенза: ППИ, 1978.

46. Васин Н.Н. Коммутационные преобразователи малых сигналов с "параметрическими" ключевыми элементами // Автоматизация научных исследований. Методы проектирования технических и программных средств АСНИ: Межвуз. сб. - Куйбышев: КуАИ, 1986. С. 60 - 65.

47. А.с. 445146 СССР, МКл. H03k 13/20. Многоканальный аналого-цифровой преобразователь / А.А. Болтынский, Н.Н. Васин, О.П. Скобелев (СССР) - № 1883508 / 26-9; Заяв. 06. 02. 73; Оpubл. 30. 09. 74, Бюл. № 36. - 133 с.

48. А.с. 465732 СССР, МКл. H03k 13/20. Многоканальный аналого-дискретный преобразователь малых постоянных напряжений / А.А. Болтынский, Н.Н. Васин, Ю.Н. Секисов и др. (СССР) - № 1888071 / 26-21; Заяв. 27. 02. 73; Оpubл. 30. 03. 75, Бюл. № 12. - 113 с.

49. А.с. 839048 СССР, МКИ³. H03K 13/20. Многоканальный аналого-цифровой преобразователь / Н.Н. Васин, А.В. Логвинов, О.П. Скобелев (СССР) - № 2818086 / 18-21; Заяв. 10. 09. 79; Оpubл. 15. 06. 81, Бюл. № 22. - 289 с.

50. А.с. 1307391 СССР, МКИ⁴ G01 R 27/26. Многоканальный преобразователь параметров индуктивных датчиков в импульсный сигнал / Н.Н. Васин, Ю.Н. Секисов, О.П. Скобелев и др. (СССР) - № 3993467/24-21; Заяв. 16. 12. 85; Оpubл. 30. 04. 87, Бюл. № 16. - 193 с.

51. А.с. 1381710 СССР, МКИ⁴ H 03 M 1/52. Многоканальный аналого-цифровой преобразователь постоянных сигналов / Н.Н. Васин, О.П. Скобелев, А.А. Хритин (СССР) - № 4144046 / 24 - 24; Заяв. 24. 09. 86; Оpubл. 15. 03. 88, Бюл. № 10. - 249 с.

52. Прецизионная система измерения температур с термопарами для автоматизации испытаний ГТД / Т.Т. Бубнов, Н.Н. Васин, Г.Я. Головин и др. // Измерения, обработка и анализ информации при доводке, серийном производстве и эксплуатации ГТД. - М.: ЦИАМ, 1979.

53. Васин Н.Н., Логвинов А.В., Хритин А.А. Модуль КАМАК для преобразования сигналов термопар // Автоматизация экспериментальных исследований: Межвуз. сб. - Куйбышев: КуАИ, 1983. С. 82- 85.

54. Васин Н.Н., Логвинов А.В., Скобелев О.П. Многоканальный АЦП сигналов вакуумных датчиков для комплекса АСВТ М-6000 // Методы и средства аналого-цифрового преобразования параметров электрических сигналов и цепей. Тез. докл. II Всесоюзной конференции. М.: МДНТП, 1981.

55. Васин Н.Н., Логвинов А.В., Скобелев О.П. Модуль КАМАК ПСВД-2 для преобразования сигналов вакуумных датчиков // Приборы и техника эксперимента. 1985. № 6. С. 215.

56. Модуль КАМАК ПСТП-2 для преобразования сигналов терморпар / Н.Н. Васин, А.В. Логвинов, О.П. Скобелев, А.А. Хритин // Приборы и техника эксперимента. 1986. № 1. С. 231 - 232.

57. Васин Н.Н., Скобелев О.П. О погрешностях коммутационных преобразователей сигналов низкого уровня // Известия вузов СССР. Приборостроение. 1973, № 11 С. 9 - 12.

58. Коммутационное преобразование напряжения низкого уровня / А.А. Болтянский, Н.Н. Васин, Ю.Н. Секисов, О.П. Скобелев // Измерительная техника. 1974. № 4. С. 34 - 36.

59. Многоканальный измерительный преобразователь постоянных напряжений милливольтового уровня / Васин Н.Н., Иоффе В.Г. и др. // Приборы и системы управления. 1976, № 10. С. 39 - 40.

60. А. с. 1619070 СССР, МКИ⁵ G 01 K 13/08. Устройство для измерения температуры вращающихся объектов / Н.Н. Васин (СССР) - № 4437133 / 10; Заяв. 06. 06. 88; Оpubл. 07. 01. 91, Бюл. № 1. - 122 с.

61. А. с. 1702195 СССР, МКИ⁵ G 01 K 13/08. Устройство для измерения температуры вращающихся объектов / Н.Н. Васин, Д.Э. Клепнев, А.П. Лиходедов (СССР) - № 4751325 / 10; Заяв. 23.10. 89; Оpubл. 30. 12. 91, Бюл. № 48. - 162 с.

62. Куликовский К.Л., Купер В.Я. Методы и средства измерений: Учеб. пособие для вузов. - М.: Энергоатомиздат, 1986. - 448 с.

63. Вострокнутов Н.Г., Евтихеев Н.Н. Информационно-измерительная техника: Учеб. пособие для вузов. - М.: Высшая школа, 1977. - 232 с.

64. Алиев Т.М., Тер-Хачатуров А.А. Измерительная техника: Учеб. пособ. для вузов. - М.: Высшая школа, 1991. - 384 с.

65. Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн. - М.: Наука, 1978. - 544 с.

66. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле. - М.: Высшая школа, 1986. - 263 с.

67. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. В 2 т. - М.: Энергия. Т. 2. 1981. - 543 с.

68. Цейтлин Л.А., Калантаров В.А. Расчет индуктивностей. - Л.: Энергия; Л.О. 1970. - 415 с.

69. Кулалаян С.Д. Теоретические основы электротехники. В 3 ч. - М.: Энергия. Ч. 3. 1979. - 384 с.

70. Ионкин П.А., Даревский А.И., Кузаркин Е.С. Теоретические основы электротехники. В 2 т. - М.: Высшая школа. Т. 2. 1976. - 381 с.

71. Татур Т.А. Основы теории электромагнитного поля. - М.: Высшая школа, 1989. - 271 с.
72. Васин Н.Н. Модель измерительной цепи системы передачи информации с вращающегося объекта на неподвижный // Информационные системы и технологии: Сб. научн. трудов. Самара. СГАУ. 1996. С.24 - 30.
73. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. - М.: Энергия, 1970. - 376с.
74. Г.Корн, Т.Корн Справочник по математике для научных работников и инженеров. - М.: Наука, 1970. - 720 с.
75. Михайлов Е.В. Помехозащищенность информационно-измерительных систем. - М.: Энергия, 1975. - 104 с.
76. Управляющие вычислительные машины в АСУ технологическими процессами; Под редакцией Т.Харрисона. В 2 т. - М.: Мир. Т. 1. 1975. -531с.
- 77.Малиновский В.Н., Прокопышин В.П. Методы защиты средств измерений сигналов низкого уровня от помех общего вида // Приборы и системы управления, 1988. №1. С. 26 - 29.
78. Васин Н.Н. Помехозащищенность коммутационного преобразователя малых напряжений // Коммутация и преобразование малых сигналов. Л.: ЛДНТП. 1977. С. 9 - 14.
79. Н.Н.Васин Подавление импульсных помех в коммутационных преобразователях сигналов низкого уровня. Библиогр. указатель ВИНТИ, 1980, № 5.
80. Васин Н.Н.; Тузов А.П. Оценка влияния времени коммутации ключа на точность преобразователя малых постоянных напряжений // Автоматизация экспериментальных исследований. Межвуз. сб. Вып.9. Куйбышев: КуАИ. 1976. С. 100 - 108.
81. Залманзон Л.А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. - М.: Наука, 1989. - 496с.
82. Кузенков В.Д. Дискретное преобразование Фурье. Куйбышев: КуАИ, 1986. - 36 с.
83. Блейхут Ричард Э. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. - М.: Машиностроение. 1989.
84. Шляндин В.М. Цифровые измерительные преобразователи и приборы. - М.: Высшая школа, 1973. - 280 с.
85. Справочник по активным фильтрам: Пер. с англ. / Д.Джонсон, Дж.Джонсон, Г.Мур. - М.: Энергоатомиздат, 1983. - 128 с.
86. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. - Л.: Энергоатомиздат, ЛО, 1988. - 304 с.
87. Динамика терморезисторов: Серия компьютерных учебников "Динамика датчиков". В 3 т.; Под ред. О.П.Скобелева. - Самара: ИВТ. Т.2. 1994. - 84 с.

88. ГОСТ 3044-84 "Преобразователи термоэлектрические. Номинальные статические характеристики преобразования". М.: Изд. стандартов. 1987.

89. Измерение электрических и неэлектрических величин: Учеб. пособие для вузов / Н.Н. Евтихеев, Я.А. Купершмидт, В.Ф. Папуловский, В.Н. Скугоров; Под общ. ред. Н.Н. Евтихеева. - М.: Энергоатомиздат, 1990. - 352 с.

90. Демиденко Е.З. Линейная и нелинейная регрессии. - М.: Финансы и статистика, 1981. - 302 с.

91. Фурсов В.А. Робастная идентификация по малому числу наблюдений // Информационные системы и технологии: Сб. научн. трудов. Самара. СГАУ. 1996. С.156 - 160.

92. ГОСТ 8.009 - 72 "Государственная система обеспечения единства измерений. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений". - М.: Изд. стандартов.

93. ГОСТ 8.011 - 72 "Государственная система обеспечения единства измерений". - М.: Изд. стандартов.

94. Методический материал по применению ГОСТ 8.009 - 72 "Государственная система обеспечения единства измерений. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений". - М.: ВНИИМС, 1975 - 80 с.

95. Земельман М.А. Методика расчета погрешности линейной измерительной информационной системы. - Измерительная техника, 1973, №5.

96. ОСТ 1 00487 - 83. Отраслевая система обеспечения единства измерений. Метрологическое обеспечение испытаний газотурбинных двигателей. Метрологическая аттестация измерительных каналов информационно - измерительных систем.

97. Отраслевой стандарт ОСТ 1 00181-75. Система единства измерений при испытаниях летательных аппаратов. Преобразователи измерительные. Нормируемые метрологические характеристики.

98. Васин Н.Н., Фурсов В.А., Петров А.Ю. Обработка результатов измерения температуры вращающихся объектов // Информационные системы и технологии: Сб. научн. трудов. - Самара: СГАУ. 1996. С. 31-36.

99. Васин Н.Н., Лиходедов А.П. Система для измерения сигналов термоэлектрических датчиков, расположенных на вращающихся объектах // Приборы и техника эксперимента. 1992. № 2. С. 279 - 280.

100. Васин Н.Н. Система измерения температуры деталей роторов тепловых машин // Датчики систем измерения, контроля и управления: Межвуз. сб. научн. трудов. - Вып. 15. - Пенза: ПГТУ, 1995. С. 87 - 92.

101. Васин Н.Н. Система измерения температуры вращающихся объектов // Приборы и техника эксперимента. 1996. № 5. С. 167 - 168.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
Глава 1. Устройства и методы измерения температуры вращающихся объектов	6
1.1 Электрические и неэлектрические устройства и методы измерения температуры вращающихся объектов	6
1.2 Устройства и методы передачи сигналов термоэлектрических датчиков с ротора на статор	8
1.3 Бесконтактные токосъемники с индуктивным каналом связи	10
1.4 Измерительные цепи бесконтактных индукционных токосъемников	15
1.5 Бесконтактные индукционные токосъемники	21
1.6 Структура многоканальных УИТ ВО с бесконтактными индукционными токосъемниками	30
Глава 2. Модель бесконтактного индукционного токосъемника	37
2.1 Основные параметры и ограничения модели	37
2.2 Узел приема - передачи	42
2.3 Поле компенсирующей катушки	47
2.4 Модель укороченной компенсирующей катушки	53
2.5 Поток магнитной индукции узла образцового сигнала	59
Глава 3. Влияние конструктивных параметров БИТ на точность УИТ ВО	66
3.1 Влияние компенсирующей катушки на точность устройства	66
3.2 Модель линейной компенсирующей катушки	74
3.3 Радиальная составляющая магнитной индукции	81
3.4 Взаимное влияние каналов	85
Глава 4. Точностные характеристики устройств	89
4.1 Влияние помех на измерительный сигнал	89
4.2 Подавление помех программно-аппаратными средствами	96
4.3 Погрешности УИТ ВО	105
Глава 5. Системы измерения температуры вращающихся объектов на основе БИТ	114
5.1 Система измерения температуры деталей роторов турбин ГТД	114
5.2 СИТ ДР ГТД с модулем стандарта IBM PC	121
Заключение	123
Список использованных источников	125