

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Факультет радиотехники и электроники

“УТВЕРЖДАЮ”

Декан РЭФ

профессор, д.т.н. Хрусталева
Владимир Александрович

“ ” _____ г.

РАБОЧАЯ ПРОГРАММА УЧЕБНОЙ ДИСЦИПЛИНЫ

Магнитные элементы электронных устройств

ООП: направление 210100.62 Электроника и микроэлектроника

Шифр по учебному плану: СД.Ф.5

Факультет: радиотехники и электроники очная форма обучения

Курс: 4, семестр: 8

Лекции: 24

Практические работы: - Лабораторные работы: 12

Курсовой проект: - Курсовая работа: - РГЗ: 8

Самостоятельная работа: 65

Экзамен: - Зачет: 8

Всего: 101

Новосибирск

2011

Рабочая программа составлена на основании Государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования по направлению (специальности): 550700 Электроника и микроэлектроника.(№ 21 тех/бак от 10.03.2000)

СД.Ф.5, дисциплины федерального компонента

Рабочая программа обсуждена на заседании кафедры Промышленная электроника протокол № 6 от 29.04.2011

Программу разработал

доцент, к.т.н.

Куклин Олег Георгиевич

Заведующий кафедрой

профессор, д.т.н.

Харитонов Сергей Александрович

Ответственный за основную образовательную программу

, д.ф.м.н.

Гайслер Владимир Анатольевич

профессор, д.т.н.

Макуха Владимир Карпович

профессор, д.т.н.

Харитонов Сергей Александрович

1. Внешние требования

Таблица 1.1

Шифр дисциплины	Содержание учебной дисциплины	Часы
СД.Ф.5	Концептуальная записка по направлению 210100 "Электроника и микроэлектроника" Магнитные элементы электронных устройств: электромагнетизм, динамические процессы при перемагничивании ферромагнетиков, связь между электрическими и магнитными величинами для сердечника с обмотками, потери в сердечнике при перемагничивании, моделирование сердечника и процессов в нем; трансформаторы в ключевых схемах; токи напряжения и потери энергии в сердечнике при двуполярном перемагничивании; конструктивный расчет трансформатора, работающего в двухтактном режиме перемагничивания; одноконтурный режим перемагничивания сердечника трансформатора, анализ процессов, алгоритм расчета трансформатора; трансформаторные датчики; магнитные накопители энергии-дрессели, анализ процессов в них; нелинейные магнитные элементы; управляемые магнитные ключи; двухтактный магнитный усилитель; стандартизированные ряды магнитных элементов.	101

2. Особенности (принципы) построения дисциплины

Таблица 2.1

Особенности (принципы) построения дисциплины

Особенность (принцип)	Содержание
Основания для введения дисциплины в учебный план по направлению или специальности	Решение Ученого совета факультета радиотехники, электроники и физики, протокол № 3 от 19.03.2008 г.
Адресат курса	Студенты четвёртого курса, обучающиеся по направлению 210100 "Электроника и микроэлектроника" (уровень подготовки - бакалавр техники и технологии)
Основная цель (цели) дисциплины	Основной целью курса являются получение знаний в области построения, анализа и расчета магнитных элементов, применяемых в электронных устройствах. Бакалавр должен знать: - назначение магнитных элементов; - методы расчета индуктивностей и взаимных индуктивностей проводов и катушек без магнитопровода и с магнитопроводом; - методы расчета индуктивностей рассеяния и приведённых ёмкостей обмоток трансформаторов; - методы расчета охлаждения элементов электронных

	устройств; - электрические и магнитные процессы в устройствах автоматических выключателей, контакторов и предохранителях; - электрические процессы в конденсаторах, с учётом конкретных условий работы в электронных устройствах.
Ядро дисциплины	Ядро курса составляют задачи электрического и теплового расчёта магнитных элементов: проводов, дросселей и трансформаторов.
Связи с другими учебными дисциплинами основной образовательной программы	Предшествующие по учебному плану дисциплины: Математический анализ, алгебра - дифференциальное и интегральное исчисления. - дифференцировать и интегрировать; - решать дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами; - решать системы алгебраических уравнений; - вести обработку комплексных чисел и тригонометрических функций. Теоретические основы электротехники - основные понятия и законы электротехники; - методы анализа цепей при постоянном и гармоническом воздействиях; - рассчитывать магнитный поток, индуктивность, и магнитодинамические усилия в магнитной цепи. Теплотехника - основные понятия теплотехники - рассчитывать мощность тепловых потоков при конвективном и лучевом теплообмене. Последующие по учебному плану дисциплины: Энергетическая электроника, бесперебойные источники электрической энергии, автомобильная и бытовая электроника - использование электромагнитных элементов и силовых конденсаторов в системах; - способы защиты электрических цепей от токов перегрузки и токов короткого замыкания - основы электромагнитной совместимости; - методику расчёта тепловых процессов - проводить расчёт индуктивностей проводов, катушек и трансформаторов; - выбирать автоматические выключатели, контакторы и предохранители; - проводить расчёт электромагнитных помех через паразитные взаимные индуктивности и ёмкости; - проводить расчёт конвективного и лучевого теплообмена элементов и систем

Требования к первоначальному уровню подготовки обучающихся	Основные понятия и законы физики по разделам механики, тепловых процессов и электричества; основные разделы математики по дифференцированию, интегрированию и решению дифференциальных уравнений. Знание теоретических основ электротехники.
Особенности организации учебного процесса по дисциплине	Лекции, лабораторные работы, РГЗ и контрольная работа.

3. Цели учебной дисциплины

Таблица 3.1

После изучения дисциплины студент будет

иметь представление	
1	об области применения и методике выбора магнитных элементов и конденсаторов в устройствах электронной техники
2	о способах защиты от токов короткого замыкания и токов перегрузки в устройствах электронной техники
3	о тепловых процессах в электронной аппаратуре
4	об электромагнитной совместимости в устройствах электронной техники
знать	
5	цели дисциплины и ее задачи
6	численное значение и размерность абсолютной магнитной и диэлектрической проницаемости
7	методики расчёта активного сопротивления проводника на переменном токе и допустимой плотности тока
8	методику расчёта перенапряжения при прохождении электромагнитной волны в длинной линии и способы подавления перенапряжений в длинной линии
9	общую формулу для определения индуктивности проводов и катушек
10	способ расположения катушек, исключая взаимную индуктивность
11	методику расчёта индуктивности катушки с замкнутым и разомкнутым магнитопроводом
12	методику расчёта индуктивностей рассеяния катушек трансформатора
13	методику расчёта приведённой ёмкости обмоток трансформатора
14	конструктивные способы уменьшения индуктивностей рассеяния и приведённых ёмкостей обмоток трансформатора
15	электрические свойства и особенности применения электролитических, плёночных и керамических конденсаторов
16	методику расчёта потерь активной мощности в конденсаторах
17	методику расчёта тепловых процессов на основе метода подобия с использованием безразмерных коэффициентов Нуссельта, Прандтля, Грасгофа и Рейнольдса
18	способы охлаждения на основе теплопроводности, на основе фазовых переходов из жидкого состояния в газообразное и из твёрдого состояния в жидкое, за счёт лучевого и конвективного теплообмена
19	преимущество и недостатки вынужденного охлаждения по сравнению с естественным
20	области применения осевых и радиальных вентиляторов
21	назначение автоматических выключателей, контакторов, пускателей и предохранителей
22	методику определения потерь в замкнутых силовых контактах, расчёт электродинамических усилий в устройствах коммутационной аппаратуры
23	условия горения дуги при размыкании контактов и плавлении плавкой вставки предохранителя и способы её гашения
24	общий вид ампер-секундных характеристик автоматического выключателя и плавкого предохранителя

25	методику выбора плавких предохранителей для защиты силовых полупроводниковых приборов
26	методику расчёта и способы борьбы с кондуктивными, электромагнитными и электростатическими помехами

4. Содержание и структура учебной дисциплины

Лекционные занятия

Таблица 4.1

(Модуль), дидактическая единица, тема	Часы	Ссылки на цели
Семестр: 8		
Модуль: Провода низкого и высокого сопротивления. Длинные линии.		
Дидактическая единица: Пассивные элементы электронных устройств		
Назначение, задачи и содержание дисциплины. Связь дисциплины с ранее изучаемыми предметами. Провода низкого и высокого сопротивления. Длинные линии.	2	1, 5, 6, 7, 8
Модуль: Индуктивности и взаимные индуктивности проводов и катушек без магнитопровода		
Дидактическая единица: Пассивные элементы электронных устройств		
Индуктивности и взаимные индуктивности проводов и катушек без магнитопровода.	4	1, 10, 9
Модуль: Собственные индуктивности и индуктивности рассеяния катушек с магнитопроводом. Приведённая ёмкость трансформатора		
Дидактическая единица: Пассивные элементы электронных устройств		
Собственные индуктивности и индуктивности рассеяния катушек с магнито-проводом. Приведённая ёмкость трансформатора.	2	1, 10, 11, 12, 13, 14
Модуль: Конденсаторы электролитические, плёночные и керамические. Частотные свойства и потери в конденсаторах		
Дидактическая единица: Пассивные элементы электронных устройств		
Конденсаторы электролитические, плёночные и керамические. Частотные свойства и потери в конденсаторах.	2	1, 15, 16
Модуль: Автоматические выключатели, контакторы, быстродействующие предохранители		
Дидактическая единица: Защитная и коммутационная аппаратура в устройствах силовой электроники		
Защитная и коммутационная аппаратура в устройствах силовой электроники. Автоматические	2	2, 21, 22, 23, 24, 25

выключатели, контакторы, быстродействующие предохранители.		
Модуль: Способы гашения дуги в коммутационной аппаратуре		
Дидактическая единица: Защитная и коммутационная аппаратура в устройствах силовой электроники		
Защитная и коммутационная аппаратура в устройствах силовой электроники. Способы гашения дуги в коммутационной аппаратуре.	2	2, 21, 22, 23, 24, 25
Модуль: Кондуктивные помехи и методы борьбы с ними.		
Дидактическая единица: Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники		
Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники. Кондуктивные помехи и методы борьбы с ними.	2	26, 4
Дидактическая единица: Тепловые процессы в электронной аппаратуре		
Тепловые процессы в электронной аппаратуре. Конвективный теплообмен и теория подобия в конвективном теплообмене.	4	17, 18, 19, 20, 3
Модуль: Электростатические и электромагнитные помехи и методы борьбы с ними.		
Дидактическая единица: Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники		
Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники. Электростатические и электромагнитные помехи и методы борьбы с ними.	2	26, 4
Модуль: Лучевой теплообмен. Вентиляторы в системах охлаждения.		
Дидактическая единица: Тепловые процессы в электронной аппаратуре		
Тепловые процессы в электронной аппаратуре. Лучевой теплообмен. Вентиляторы в системах охлаждения.	2	17, 18, 19, 20, 3

Лабораторная работа

Таблица 4.2

(Модуль), дидактическая единица, тема	Учебная деятельность	Часы	Ссылки на цели
Семестр: 8			
Модуль: Провода низкого и высокого сопротивления. Длинные линии.			
Дидактическая единица: Пассивные элементы электронных устройств			
Провода низкого и высокого	- защищает домашнее	4	1, 5, 6, 7, 8

сопротивления, длинные линии.	задание по теме лабораторной работы; - проводит измерение длины и сечения двух проводников, их сопротивления и по удельному сопротивлению определяет материалы проводников; - по заданной величина тока по проводнику, его геометрии и материалу проводника рассчитывает допустимую плотность тока, - по заданной частоте тока по проводнику, его геометрии и материалу проводника рассчитывает коэффициент поверхностного эффекта, - по заданным параметрам длинной линии и сигнала определяет коэффициент отражения, известными способами уменьшает коэффициент отражения до значения менее 1.1, - оформляет отчет по проделанной работе; - защищает работу.		
Модуль: Индуктивности и взаимные индуктивности проводов и катушек без магнитопровода			
Дидактическая единица: Пассивные элементы электронных устройств			
Индуктивности проводов и катушек.	- защищает домашнее задание по теме лабораторной работы; - проводит расчёт и измерение индуктивности одиночного провода, контура за-	4	1, 10, 9

	данной конфигурации, длинной и короткой катушки; - оформляет отчет по проделанной работе; - защищает работу.		
Модуль: Конвективный теплообмен и теория подобия в конвективном теплообмене.			
Дидактическая единица: Тепловые процессы в электронной аппаратуре			
Охладители	- защищает домашнее задание по теме лабораторной работы; - по выданному охладителю, проводит измерение его геометрии и при известных значениях температуры окружающей среды и поверхности охладителя проводит расчёт допустимой мощности охлаждения; - оформляет отчет по проделанной работе; - защищает работу.	4	17, 18, 19, 20, 3

5. Самостоятельная работа студентов

Семестр- 8, Подготовка к зачету

С целью подготовки студента к зачёту необходимо выполнить контрольную работу. Контрольная работа выполняется в 8-ом семестре. Цель контрольной работы заключается в проверке степени освоения студентом текущего теоретического и практического материала преподаваемой дисциплины.

Контрольная работа проводится во второй половине семестра в каждой студенческой группе в течение двух часов. При выполнении работы используется несколько вариантов заданий, каждый вариант включает 5 вопросов.

Пример варианта задания на контрольную работу

1. Объяснить причины повышения активного сопротивления провода с увеличением частоты тока, протекающего по проводнику, и способы уменьшения этого эффекта.
 2. Привести расчётную формулу индуктивности соленоида или катушки, допускается не раскрывать выражение коэффициента формы.
 3. Дать понятие ламинарного и турбулентного потока.
 4. Ампер-секундная характеристика плавкого предохранителя.
 5. Методика выбора керамического конденсатора.
- Отводится 20 часов.

Семестр- 8, РГЗ

Расчетное графическое задание (РГЗ) выполняется в 8-ом семестре по направлению "Электромагнитные элементы электронных устройств".

Цель выполняемой студентом работы:

- иметь представление о физических основах работы предложенных элементов силовых цепей электронных устройств;
- уметь правильно выбрать сечение проводника с учётом допустимой плотности тока, коэффициента поверхностного эффекта,
- уметь рассчитывать перенапряжения в длинной линии и знать способы борьбы с ними;
- уметь рассчитывать индуктивности проводов и катушек.
- уметь рассчитывать охладители для полупроводниковых приборов

В ходе выполнения расчетно-графического задания студент:

- представляет краткую характеристику объекта;
- представляет расчёты по определению материала проводника, по допустимой плотности тока в проводнике, по коэффициенту отражения в длинной линии;
- предлагает схемное решение для уменьшения коэффициента отражения в длинной линии;
- проводит описание конструкции автоматического выключателя, контактора и предохранителя; описывает защитные и коммутационные функции этих устройств,
- ;проводит расчёт охладителя
- составляет расчетно-пояснительную записку объемом 5-7 страниц.

Примерное содержание пояснительной записки.

1. Провести моделирование длинной линии.
2. Выбор силового провода.
3. Расчёт индуктивности проводов и катушек.
4. Расчёт охладителя.
5. Выводы.
6. Перечень используемой литературы.

Образец стандартного расчетно-графического задания.

1. Провести моделирование в системе PSIM однородной идеальной линии длиной 100м с параметрами удельной индуктивности $L=0.2[\text{мкГн/м}]$ и удельной ёмкости $C=0,3[\text{нФ/м}]$ при скачке идеального источника напряжения 100В на входе линии и разомкнутой линии на конце. Рекомендуется установить датчики напряжения в начале, середине и в конце линии, а время моделирования выбрать 5-10 Тп, где Тп- время прохождения волны по линии.

Определить: коэффициент перенапряжения в конце линии, скорость прохождения волны по линии и объяснить этапы установления напряжений в линии,

2. Провести расчёт двухобмоточного трансформатора.

Дано: Частота сети 200Гц, относительная магнитная проницаемость магнитопровода 5000, насыщение магнитопровода соответствует 1,2Тл, нагрузка чисто активная и составляет 500Вт, первичное напряжение 200В, коэффициент трансформации 4.

Определить: Материал магнитопровода, геометрию магнитопровода, число витков и сечение первичной и вторичной обмоток трансформатора, индуктивность рассеяния и приведённую ёмкость обмоток трансформатора.

3. Провести расчёт теплоотдачи охладителя.

Дано: Температура окружающей среды 40гр. Цельсия, температура поверхности охладителя 100гр. Цельсия.

Геометрия охладителя: длина основания $O=0,076\text{м}$, высота ребра $h=0.032\text{м}$, длина ребра $l=0.125\text{м}$, ширина канала $b=0,006\text{м}$,

число каналов $n=7$, чернота поверхности охладителя $ch=0.5$. Скорость движения воздуха относительно охладителя составляет 4[м/с] .

Определить: Площади, мощности и коэффициенты теплоотдачи конвективного теплообмена в неограниченном объёме и в канале,

площадь и мощность теплового излучения, суммарную мощность теплоотдачи охладителя.

Срок защиты - 16 неделя.

Для подготовки и выполнению РГЗ отводится 20 часов.

Семестр- 8, Индив. работа

Индивидуальная работа не предусмотрена учебным планом.

Семестр- 8, Подготовка к занятиям

Подготовка к занятиям включает следующие основные разделы:

1. Проработка предыдущего лекционного материала
2. Подготовка к выполнению и защите лабораторных работ, выполнению контрольных работ

Для подготовки к занятиям отводится 25 часа.

6. Правила аттестации студентов по учебной дисциплине

По дисциплине предусмотрен зачёт. Зачётом являются успешное выполнение и защита лабораторных работ, РГЗ.

Примеры контрольных вопросов, задаваемых при защите лабораторных работ

Лабораторная работа "Провода низкого и высокого сопротивления, длинные линии":

1. Почему допустимая плотность тока в проводнике уменьшается с увеличением тока по проводнику?
2. Поясните физические основы повышения сопротивления проводника при увеличении частоты тока, протекающего по проводнику.
3. Какие применяются технические решения для уменьшения коэффициента поверхностного эффекта?
4. Поясните понятия для длинной линии: длина волны и коэффициент отражения.
5. Какие опасности возникают при коэффициенте отражения близким к 1.
6. Какие применяются технические решения для уменьшения коэффициента отражения?

7. Список литературы

7.1 Основная литература

В печатном виде

1. Электрические и электронные аппараты. В 2 т.. Т. 2 : учебник [для вузов по направлению "Электротехника, электромеханика и электротехнологии" / А. П. Бурман и др.] ; под ред. Ю. К. Розанова. - М., 2010. - 314, [1] с. : ил., схемы, табл. - Рекомендовано УМО.
2. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы : Учебник для вузов по спец. "Радиотехника". - М., 2003. - 462 с. : ил. - Рекомендовано МО.
3. Буль О. Б. Методы расчета магнитных систем электрических аппаратов : программа ANSYS : [учебное пособие по специальности "Электрические и электронные аппараты" направления "Электротехника, электромеханика и электротехнология"] / О. Б. Буль. - М., 2006. - 284, [2] с. : ил., табл. - Рекомендовано УМО.

7.2 Дополнительная литература

В печатном виде

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы : Учебник для вузов по спец. "Радиотехника" / С. И. Баскаков. - М., 2000. - 462 с. : ил.
2. Дульнев Г. Н. Методы расчета теплового режима приборов / Дульнев Г. Н., Парфенов В. Г., Сигалов А. В. - М., 1990. - 310, [2] с.
3. Калантаров П. Л. Расчет индуктивностей : справочная книга / П. Л. Калантаров, Л. А. Цейтлин. - Л., 1986. - 487, [1] с. : ил., табл.
4. Ануфриев Ю. А. Эксплуатационные характеристики и надежность электрических конденсаторов / Ю. А. Ануфриев, В. Н. Гусев, В. Ф. Смирнов. - М., 1976. - 223, [2] с. : ил., табл.
5. Белополюсский И. И. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности / И. И. Белополюсский, Е. И. Каретникова, Л. Г. Пикалова. - М., 1973. - 398, [1] с. : табл., граф., схемы
6. Вдовин С. С. Проектирование импульсных трансформаторов / С. С. Вдовин. - Л., 1991. - 207, [1] с. : схемы, табл., граф.
7. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки : справочник / [В. П. Берзан и др.] ; под. общ. ред. Г. С. Кучинского. - М., 1987. - 655, [1] с. : табл., граф., схемы

8. Методическое и программное обеспечение

8.1 Методическое обеспечение

В печатном виде

1. Теплопередача. [В 2 ч.]. Ч. 2 : [учебное пособие / В. С. Чередниченко и др.] ; под общ. ред.: В. С. Чередниченко и А. И. Алиферова ; Новосиб. гос. техн. ун-т. - Новосибирск, 2007. - 378 с. : ил., табл.. - Инновационная образовательная программа НГТУ «Высокие технологии».
2. Автономные преобразователи : методические указания к лабораторным работам для 3 курса факультета электронной техники (специальность 2005) дневного отделения / Новосиб. электротехн. ин-т ; [сост. О. Г. Куклин, В. И. Попов]. - Новосибирск, 1991. - 20 с. : схемы

8.2 Программное обеспечение

1. ANSYS, Ansys Academic Research Electronics Thermanal, Программный комплекс для моделирования физических процессов
2. Microsoft, Visio, Графический векторный многофункциональный редактор
3. Parametric Technology Corporation, MathCAD 14, Система автоматизации математических расчетов
4. Powersim Inc., PSIM, Моделирование электромагнитных процессов

9. Контролирующие материалы для аттестации студентов по дисциплине

Контролирующие материалы, используемые в процессе обучения и аттестации студентов, включают в себя:

8.1. Контролирующие вопросы к каждому теоретическому разделу дисциплины.

Например, раздел "Защитная и коммутационная аппаратура в устройствах силовой электроники" содержит следующие вопросы:

1. Автоматический выключатель: объяснить принцип ломающегося рычага.
2. Автоматический выключатель: описать типы расцепителей.
3. Автоматический выключатель: ампер-секундная характеристика.
4. Автоматический выключатель: вольт-амперная характеристика дуги.
5. Автоматический выключатель: способы гашения дуги.
6. Какие функции выполняет контактор и его составные элементы?
7. Ампер-секундная характеристика плавкого предохранителя.
8. Способы гашения дуги в плавком предохранителе.

8.2. Широкий перечень задач, ориентированных на оперативное численное решение в ходе защит РГЗ и лабораторных работ.

8.3. Контрольная работа, включающая 5 вопросов, примеры которых приведены в разделе 5.

МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

КУРС ЛЕКЦИЙ

Введение.

Курс лекций посвящён применению проводников, проектированию индуктивностей без магнитопровода и с магнитопроводом, проектированию трансформаторов, охладителей и расчёту тепловых режимов в устройствах силовой электроники. В курсе рассмотрены типы конденсаторов, их параметры и методика расчёта конденсаторов для устройств силовой электроники, а также физические процессы и выбор коммутационной и защитной аппаратуры.

Особенностью курса является многообразие физических процессов: электрических, магнитных, механических и тепловых, которые следует рассматривать при проектировании и применении электромагнитных элементов силовой электроники.

1. ПРОВОДА НИЗКОГО И ВЫСОКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ. ДЛИННЫЕ ЛИНИИ.

Основным параметром проводника является его удельное сопротивление (ρ [Ом*мм²/м]), но применение проводника может потребовать учёта его механических и температурных свойств.

Требования по величине удельного сопротивления могут быть прямо противоположными. Для соединительных проводов и шин требуется минимальное удельное сопротивление, напротив, для нагревательных элементов и эквивалентов нагрузки требуются материалы с возможно большим удельным сопротивлением.

1.1 Материалы проводников.

Проводник выполняется на основе металлов и их сплавов. Он представляет собой кристаллическую структуру с удельной проводимостью

$$\sigma = g \cdot n \cdot \mu,$$

где g – заряд электрона,

n - концентрация электронов,

μ - подвижность электронов.

Величина обратная проводимости есть удельное сопротивление

$$\rho = 1/\sigma.$$

Подвижность электронов определяется тепловыми колебаниями кристаллической решётки и наличием дефектов в ней. Поэтому чистые металлы обладают наименьшим удельным сопротивлением, а с понижением температуры удельное сопротивление уменьшается вплоть до появления эффекта сверхпроводимости.

Напротив, для повышения удельного сопротивления применяют сплавы металлов, в результате чего появляются дефекты кристаллической решётки, особенно если размеры кристаллических решёток отличаются на величину близкую к 15%.

Поскольку в этих сплавах подвижность электронов определяется дефектами кристаллической решётки, то влияние тепловых колебаний кристаллической решётки сказывается существенно меньше и температурная стабильность удельного сопротивления повышается.

Таким образом, сопротивление проводника

$$R [\text{Ом}] = \rho * \frac{1}{S} * (1 + \text{TKC} * \Delta T),$$

где l – длина проводника [м],
 S – сечение проводника [мм²]

ТКС – температурный коэффициент сопротивления [$\frac{1}{^{\circ}\text{C}}$]

ΔT – превышение температуры над значением, при котором определено ρ (как правило при 20°C).

В таблице 1 приведены материалы проводников, их удельное сопротивление, ТКС и относительное удельное сопротивление ρ^* .

Таблица 1

Материал	$\rho [\frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}]$	ρ^*	ТКС [$\frac{1}{^{\circ}\text{C}}$]
Медь (серебро, золото)	0,017	1	$5 \cdot 10^{-3}$
Алюминий	0,027	1,5	$5 \cdot 10^{-3}$
Сталь	0,1	6	$5 \cdot 10^{-3}$
Константан (манганин)	0,5	30	$5 \cdot 10^{-6}$
Нихром	1	60	$150 \cdot 10^{-6}$

Сплав константана содержит 2% марганца, 40% никеля, остальное – медь. Сплав манганина содержит 12% марганца, 3% никеля, остальное – медь. Сплав нихрома содержит 20% хрома и 80% никеля.

Сплавы константан и манганин используются для изготовления проволочных резисторов, обладающих повышенной точностью и стабильностью, но их габариты превосходят остальные виды резисторов.

Нихром используется для нагревательных элементов и реостатов.

Проволочные резисторы выпускаются в виде постоянных, подстроечных и переменных на мощности от 7,5Вт до 150Вт, с номиналами от 3 (Ом) до 51 кОм и допустимой рабочей температурой $150 - 300^{\circ}\text{C}$.

1.2. Изоляция проводов.

Для изоляции проводов используются диэлектрики на основе натуральных и искусственных материалов. Изоляция может быть однослойной и многослойной и характеризуется теплостойкостью и пробивным напряжением.

По теплостойкости изоляция подразделяется на 7 классов, которые приведены в таблице 2.

Таблица 2

Класс изоляции	Y	A	E	B	F	H	C
Допустимая температура [$^{\circ}\text{C}$]	90	105	120	130	155	180	180

Изоляция класса Y выполняется на основе целлюлозы (хлопчатобумажная) и натурального шелка.

Изоляция класса А выполняется на основе изоляции класса У с применением пропитки.

Изоляция класса Е выполняется на основе синтетической плёнки.

Изоляция класса В выполняется на основе слюды с органической пропиткой.

Изоляция класса F выполняется на основе слюды, асбеста, стекловолокна с использованием синтетической пропитки.

Изоляция класса Н и С выполняется на основе материалов изоляции класса F с кремнийорганической пропиткой.

Приведённые характеристики изоляции соответствуют длительному режиму работы. При возникновении коротких замыканий кратковременный нагрев проводов может значительно превышать приведённые значения.

Допустимый кратковременный нагрев медного провода с органической изоляцией составляет $250\text{ }^{\circ}\text{C}$, с неорганической изоляцией - $350\text{ }^{\circ}\text{C}$. Для алюминиевого провода с изоляцией и без неё допустимый кратковременный нагрев составляет $200\text{ }^{\circ}\text{C}$. Понижение допустимой температуры для алюминиевого провода по отношению к медному по-видимому связано с появлением пластичности и снижением механической прочности провода. Температура плавления меди составляет $1000\text{ }^{\circ}\text{C}$, а алюминия - $800\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Разумеется, при указанном допустимом кратковременном нагреве происходит старение изоляции, но не её нарушение. Проверка качества изоляции входит в регламентные работы, по результатам которых оценивается класс изоляции и выносится решение о допустимости дальнейшей эксплуатации проводов.

Электрическая прочность изоляции зависит от применяемых материалов и её толщины. Шёлковая изоляция монтажных проводов допускает напряжение $60\text{В} - 100\text{В}$, изоляция на основе искусственных диэлектриков (полиэтилен, полихлорвинил) допускает напряжение $250\text{В} - 1000\text{В}$.

Изоляция обмоточных проводов выполняется на основе искусственных и масляных лаков и перекрывает весь диапазон по тепловой стойкости (см. таблицу 2). Отметим, что существуют теплостойкие лаки, выдерживающие температуру до $- 600\text{ }^{\circ}\text{C}$. Пробивное напряжение изоляции обмоточных проводов колеблется от 200В до 1000В .

1.3. Допустимые токовые нагрузки медных проводов, кабелей и шин на низких частотах (до 50Гц).

Допустимые токовые нагрузки оцениваются по допустимой плотности тока (δ):

$$\delta \left[\frac{\text{А}}{\text{мм}^2} \right] = \frac{I}{S},$$

где $I[\text{А}]$ – ток в проводе,

$S[\text{мм}^2]$ – сечение провода.

С увеличением тока в проводе допустимую плотность тока необходимо уменьшить для того, чтобы не произошло перегрева провода. Это связано с уменьшением относительной теплоотдачи в проводе большего сечения.

Ниже приведён расчёт допустимой плотности тока в зависимости от тока. В установившемся тепловом режиме выполняется равенство :

$$P_n = P_o,$$

где P_n – мощность нагрева провода длиной l ,

P_o - мощность охлаждения провода.

$$P_n = I^2 * R = I^2 * \rho * \frac{l}{S} = K l * I^2 * \frac{1}{S} = K l * I * \delta \quad (1.1)$$

где R – сопротивление провода длиной l ,

ρ – удельное сопротивление провода,
 I – допустимый ток в проводе по условиям нагрева,
 S – сечение провода,
 $K1 = \rho \cdot l$.

P_0 прямо пропорциональна поверхности провода, которая в свою очередь прямо пропорциональна диаметру провода.

$$P_0 = K_2 * D = K_2 * \sqrt{\frac{4}{\pi}} * \sqrt{S} = K_3 * \sqrt{S}, \quad (1.2)$$

где D – диаметр провода,

K_2 – все составляющие уравнения охлаждения за исключением диаметра провода,

$$K_3 = K_2 * \sqrt{\frac{4}{\pi}}.$$

Из равенства уравнений (1) и (2): $K1 * I * \delta = K3 * \sqrt{S}$

$$\text{получим: } \delta = \sqrt[3]{\frac{K3^2}{K1^2}} * \frac{1}{\sqrt[3]{I}} = K * \frac{1}{\sqrt[3]{I}}. \quad (1.3)$$

В таблице 3 и на рис.1.1 приведены допустимые плотности тока δ_d из Электротехнического справочника и расчётные допустимые плотности тока δ_p , вычисленные по формуле (3) при $K = 43,4$, который рассчитан при равенстве допустимых плотностей тока при токе 20А.

Таблица 3

$I[A]$	20	100	200	1000	2000
$\delta_d [A/mm^2]$	16	6,2	4,7	3,2	2,7
$\delta_p [A/mm^2]$	16	9,35	7,4	4,3	3,4

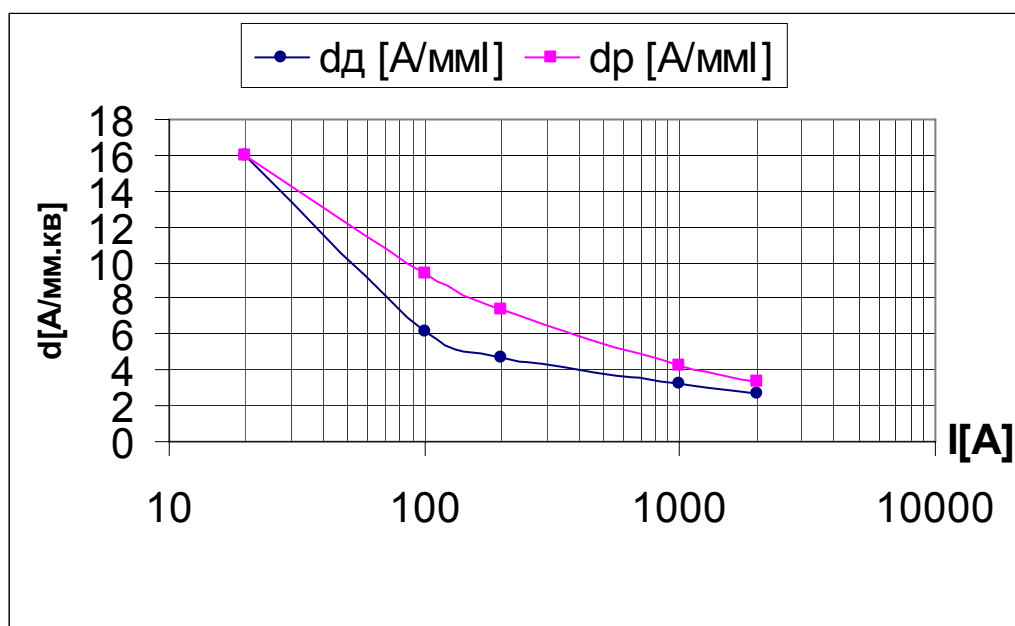


Рис.1.1

Превышение расчётных значений плотностей тока над справочными можно объяснить неучтённым поверхностным эффектом, под действием которого возрастает удельное сопротивление провода.

1.4. Сопротивление проводов на переменном токе.

При протекании переменного тока по проводу или по соседнему проводнику происходит изменение плотности тока по сечению проводника. Это вызывает эффект уменьшения эффективного сечения проводника, вследствие чего его сопротивление возрастает. Влияние собственного переменного магнитного поля проводника на уменьшение эффективного сечения проводника оценивается через коэффициент поверхностного эффекта $K_{\text{п}}$, значение которого более 1. Влияние переменного магнитного поля соседнего проводника на эффективное сечение рассматриваемого проводника оценивается через коэффициент близости $K_{\text{б}}$, значение которого более 0,8.

Таким образом, сопротивление провода на переменном токе $R_{\text{п}}$ можно определить через сопротивление провода на постоянном токе R :

$$R_{\text{п}} = R \cdot K_{\text{п}} \cdot K_{\text{б}}$$

1.4.1. Определение коэффициента поверхностного эффекта.

При протекании тока по проводнику возникает переменное магнитное поле, часть которого Φ_1 замыкается по телу проводника, как показано на рис. 1.2. в следствие этого возникает в части проводника вихревые токи $I_{\text{в}}$, препятствующие изменению магнитного потока Φ_1 . результирующий ток в проводнике уменьшается в центре проводника и увеличивается на поверхности проводника. Это приводит к изменению плотности тока по сечению проводника, как показано на рис. 1.2. С увеличением частоты тока возрастает ЭДС вихревых токов и величины вихревых токов $I_{\text{в}}$, но увеличение сопротивления проводника, в том числе за счёт увеличения удельного сопротивления материала проводника, приводит к уменьшению величины вихревых токов и к уменьшению $K_{\text{п}}$.

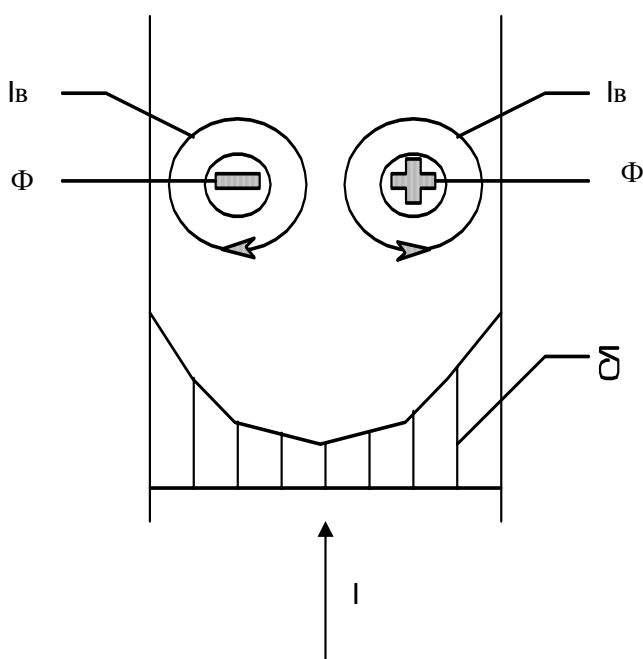


Рис.1.2.

Рассмотрим зависимость K_n от частоты и сопротивления для проводника круглого сечения рис.1.3. Заполнение сечения представлено на рис.1.4. Сечение проводника полностью заполнено, если $\Delta = 0,5D$.

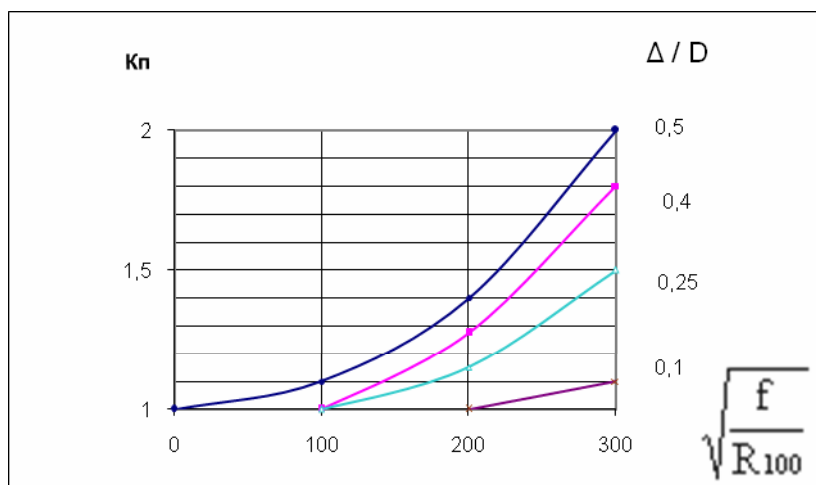


Рис.1.3.

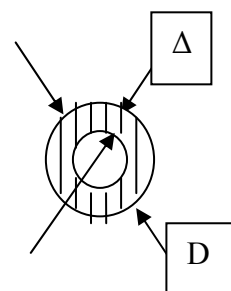


Рис. 1.4

Если разрезать трубу на рис.1.4 вдоль осевой линии, то получим проводник прямоугольной формы. Действительно, переход от квадратной формы к прямоугольной уменьшает поверхностный эффект и, следовательно, K_n . Для проводника прямоугольного сечения с высотой h и шириной δ на рис.1.5 приведена зависимость K_n как функция от $\sqrt{\frac{f}{R_{100}}}$ при различных значениях отношения $\frac{\delta}{h}$

$\sqrt{\frac{f}{R_{100}}}$ при различных значениях отношения $\frac{\delta}{h}$

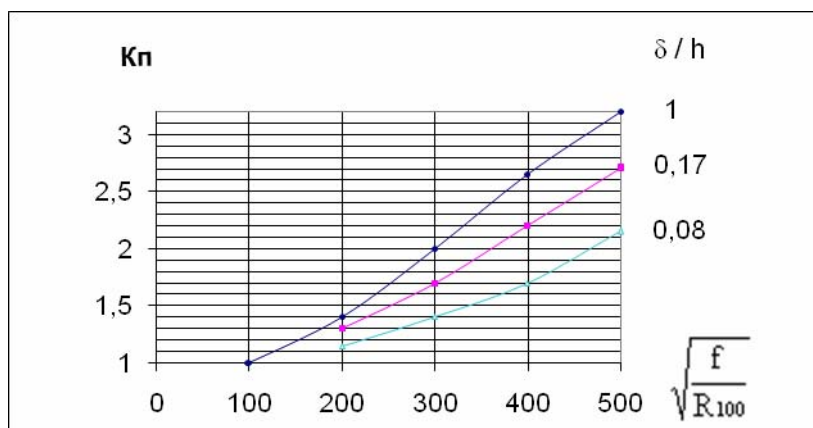
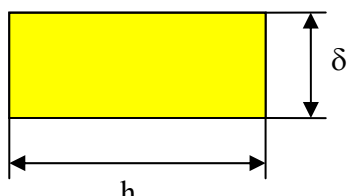


Рис.1.5.

Сравнивая величины K_p для круглого проводника с полным использованием его сечения ($\Delta = 0,5D$ сплошное сечение) на рис.1.3 при $\sqrt{\frac{f}{R_{100}}} = 300$ и для квадратного проводника ($\delta = h$) на рис.1.5 при одинаковых значениях $\sqrt{\frac{f}{R_{100}}} = 300$, можно установить,

что значения K_p приблизительно одинаковы и имеют величину около 2. Этот результат можно было ожидать, поскольку проводники имеют близкую геометрию сечения.

Аналогичный результат получается при сравнении трубчатого проводника ($\Delta = 0,25D$) и проводника с прямоугольным сечением ($\delta = 0,08 h$). В этом случае для проводников с указанными сечениями и при $\sqrt{\frac{f}{R_{100}}} = 300$ $K_p = 1,5$. Оказывается, если разрезать трубчатый проводник вдоль оси и развернуть его, то получим проводник прямоугольного сечения с тем же соотношением сторон. Покажем это: короткая сторона прямоугольника есть $\Delta = 0,25D$, длинная сторона прямоугольника $L = \pi \cdot D$, при этом $\frac{\Delta}{L} = 0,08$.

1.4.2. Определение коэффициента близости K_b .

Коэффициент близости по прежнему зависит от отношения $\sqrt{\frac{f}{R_{100}}}$ как и в предыдущем разделе при рассмотрении K_p . При этом K_b зависит как от геометрии сечения самих проводов, так и от геометрии их расположения между собой.

Если сечение обоих проводов круглое или квадратное, то их взаимное расположение мало влияет на коэффициент близости, который остаётся неизменным около 1 или даже меньше, но не менее 0,8.

Если проводники имеют прямоугольное сечение, то K_b существенно зависит от их взаимного расположения. Если проводники сближаются длинными сторонами, как показано на рис.1.6 слева, то K_b остаётся близким к 1, вплоть до прикосновения сторон.

Если рассматриваемые проводники сближаются короткими сторонами, то K_b зависит от отношений $\frac{\delta}{h}$ и $\frac{l}{h}$ (см. рис. 1.6, справа).

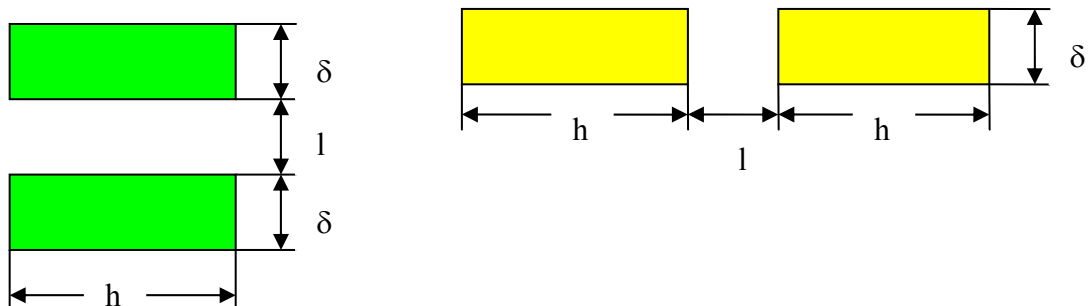


Рис.1.6.

Для последнего случая расположения проводников на рис. 1.7 приведены графики $K\delta$ в зависимости от $\sqrt{\frac{f}{R_{100}}}$ при изменении $\frac{1}{h}$ и $\frac{\delta}{h} = 0,05$.

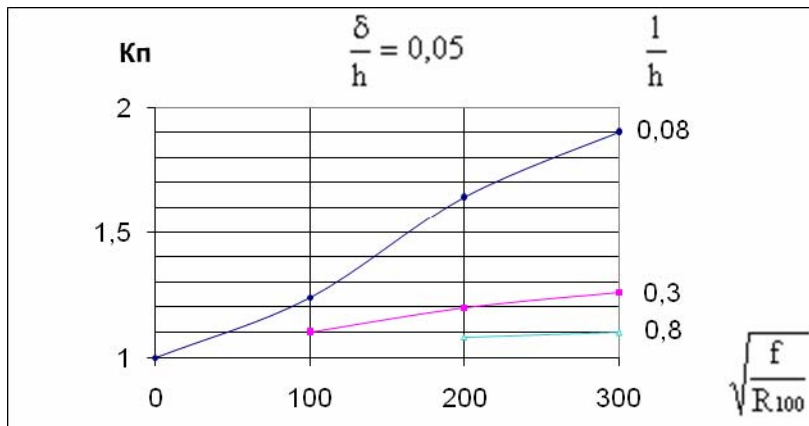


Рис.1.7.

Взаимным влиянием проводов по параметру $K\delta$, как следует из рис.1.7, можно пренебречь при $l \geq h$.

1.5 Примеры использования в технике положений раздела 1.4.

1. Рассмотрим геометрию выпускаемых промышленностью шунтов. Шунты выпускаются на токи от нескольких ампер до тысяч ампер. Класс точности шунтов составляет 0,5%. Для того, чтобы достичь такой высокой точности в принятом диапазоне частот, шунты выполняют из материала с высоким удельным сопротивлением (константана) для увеличения параметра R_{100} . Во вторых, сечение проводника выполняют плоским с отношением $\frac{\delta}{h}$ близким к 0,05.
2. Силовая сеть, например, в цехе выполняется в виде плоских шин, уложенных в пакет длинными сторонами друг к другу.
3. Высокочастотный провод на частоты 1 – 20кГц выполняется из нескольких параллельных проводов, изолированных между собой, для повышения параметра R_{100} .

1.6 Длинные линии.

Эффект длинной линии проявляется в линиях электропередач, в телефонии по проводам, в радиотехнике, а также в силовой электронике. Эффект длиной линии определяется передаваемыми частотами по проводам и проявляется в искажении спектра передаваемых сигналов и возможными перенапряжениями на концах линии при несогласованном с линией сопротивлении нагрузки, что характерно для области силовой электроники.

1.6.1. Уравнение длинной линии.

Рассмотрим наиболее простой вариант длинной линии, а именно вариант двухпроводной, однородной линии. Однородной линией называется линия, параметры которой по длине остаются постоянными. В этом случае длинная линия представима в виде цепочечной схемы из последовательных Г-образных LC – фильтров с учётом активных потерь в реактивных элементах, как показано на рис. 1.8.

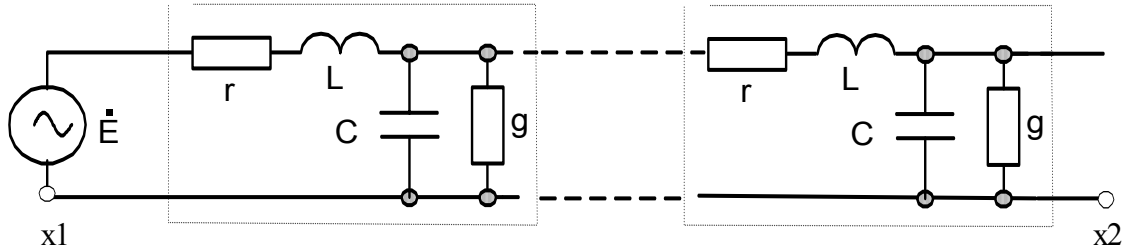


Рис.1.8.

Примем за начало линии точку x_1 , а конец линии находится в точке x_2 . В начале линии подключен источник синусоидального напряжения

$$\dot{E} = E_m \cdot e^{j\omega t}.$$

С учётом параметров линии примем

$$Z_o[\text{Ом/м}] = r + j\omega L$$

$$Y_o[\text{Ом/м}] = g + j\omega C.$$

Вдоль линии оператор $\dot{E}$ есть функция времени и текущей координаты “ x ”. Для фиксированного момента времени функции $\dot{E}(x)$ соответствует однородное уравнение второго порядка :

$$\frac{d^2 \dot{E}}{dx^2} = Z_o \cdot Y_o \cdot \dot{E}.$$

Характеристическое уравнение приведённого дифференциального уравнения имеет вид :

$$\gamma^2 = Z_o \cdot Y_o,$$

из которого определяются корни характеристического уравнения

$$\gamma = \sqrt{Z_o \cdot Y_o} = \sqrt{(r + j\omega L) \cdot (g + j\omega C)} = \alpha + j\beta. \quad (1.4)$$

Тогда решение дифференциального уравнения имеет вид :

$$E = \dot{E} \cdot e^{-\gamma x} = E_m \cdot e^{-\alpha x} \cdot e^{j(\omega t - \beta x)},$$

или, переходя от символического представления к алгебраическому, имеем

$$E = E_m \cdot e^{-\alpha x} \sin(\omega t - \beta x) \quad (1.5)$$

Следовательно, вдоль линии распространяется волна с коэффициентом затухания (α) и с коэффициентом фазы (β).

Выразим коэффициенты α β в алгебраическом виде, для этого возведём обе части уравнения (1.4) в квадрат :

$$\alpha^2 + 2j\alpha\beta - \beta^2 = (r + j\omega L)(g + j\omega C),$$

затем выделим отсюда вещественную часть

$$\alpha^2 - \beta^2 = rg - \omega^2 LC. \quad (1.6)$$

Запишем выражение для квадрата модуля γ :

$$\alpha^2 + \beta^2 = \sqrt{(r^2 + \omega^2 L^2)(g^2 + \omega^2 C^2)} \quad (1.7)$$

Совместное решение уравнений (1.6) и (1.7) позволяет выразить коэффициенты α и β в алгебраической форме :

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot [rg - \omega^2 LC + \sqrt{(r^2 + \omega^2 L^2)(g^2 + \omega^2 C^2)}]},$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot [\omega^2 LC - rg + \sqrt{(r^2 + \omega^2 L^2)(g^2 + \omega^2 C^2)}]}.$$

Для фиксированных, увеличивающихся моментов времени t_1 и t_2 показаны распространяющиеся по линии волны, рис.1.9.

Для реальных силовых линий коэффициентом затухания можно пренебречь. Длина волны λ определяется между точками с разницей фаз составляющую 2π по длине линии или согласно уравнению 1.5 :

$$\lambda \cdot \beta(\omega) = 2\pi.$$

Отсюда

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta(\omega)} \quad (1.8)$$

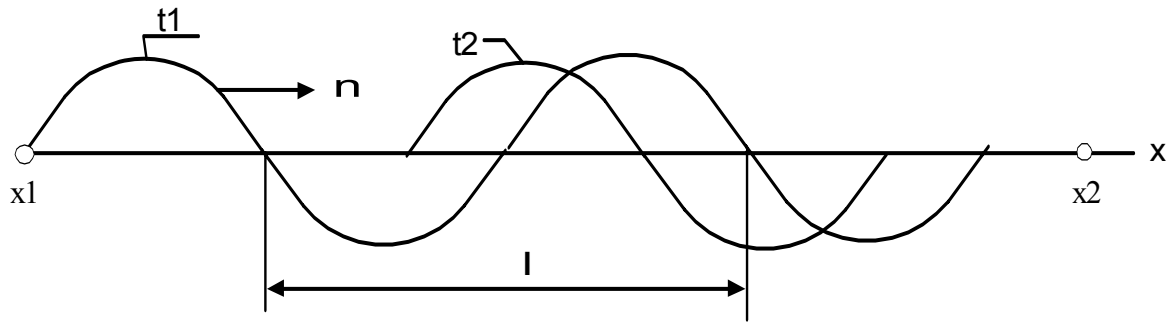


Рис.1.9

Скорость распространения волны по линии

$$v = \frac{\lambda}{T} = \lambda \cdot f = \frac{\lambda \cdot \omega}{2\pi}$$

или с учётом (1.8)

$$v = \frac{\omega}{\beta(\omega)}. \quad (1.9)$$

Из уравнений (1.8) и (1.9) видно, что длина волны и скорость волны зависят от частоты сигнала. Для примера рассмотрим линию с параметрами близкими к реальной силовой кабельной линии:

$$r = 0.68 \text{ (Ом/км)}, \quad L = 0.75 \cdot 10^{-3} \text{ (Гн/км)}, \quad g = 3.75 \cdot 10^{-7} \text{ (сим/км)}, \quad C = 0.6 \cdot 10^{-6} \text{ (Ф/км)}$$

Результаты расчёта скорости распространения волны (v) по линии и длины волны (λ) в зависимости от частоты приведены на рис.1.10.

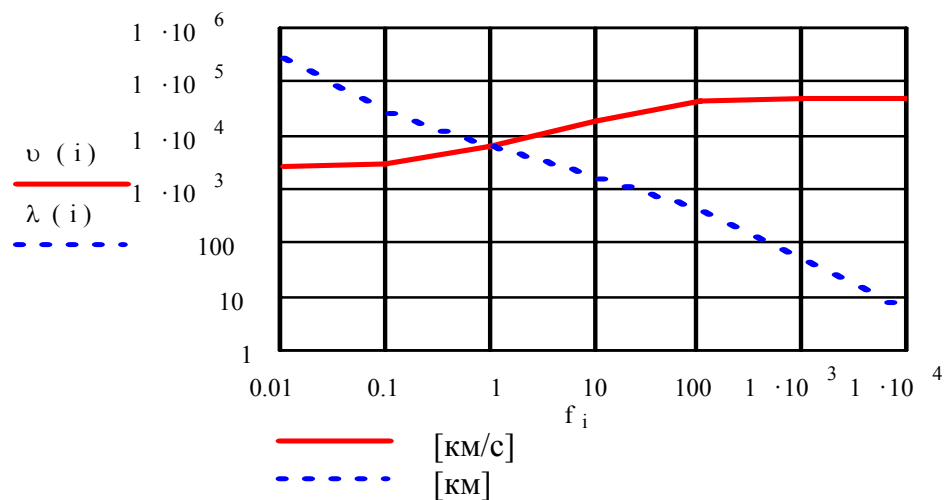


Рис.1.10.

Для частот выше 1000 Гц скорость распространения волны зависит только от реактивных элементов линии и может быть рассчитана для приведённых параметров линии по выражению :

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{0.75 \cdot 10^{-3} \cdot 0.5 \cdot 10^{-6}}} = 5.16 \cdot 10^4 \left[\frac{\text{км}}{\text{с}} \right],$$

что на 10% превышает скорость движения волны в линии на частоте 1000 Гц и с увеличением частоты скорость волны в данной линии будет приближаться к расчётной величине $5,16 \cdot 10^4$ [км/с].

Для длины волны в линии, начиная с частот 1000 Гц также можно применять упрощенное выражение :

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{5.16 \cdot 10^4}{1000} = 51.6 [\text{км}],$$

результат расчёта по которому на частоте 1000 Гц также не превышает 10% реальный длины волны и погрешность расчёта по упрощенному выражению с ростом частоты будет стремиться к нулю.

1.6.2. Отражение волны от неоднородностей линии.

Рассмотрим (рис.1.11) однородную линию длиной l , нагруженную на активное сопротивление R_H . Вход линии подключается к источнику напряжения U с внутренним сопротивлением $R_{\text{вн}} = 0$.

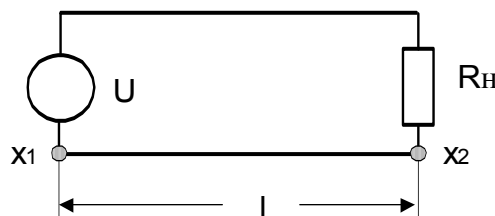


Рис.1.11.

Примем, что напряжение U изменяется со временем как показано на рис.1.12.

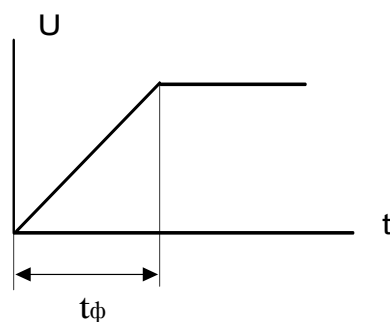


Рис.1.12.

В этом случае по линии будет распространяться волна, как показано на рис.1.13.

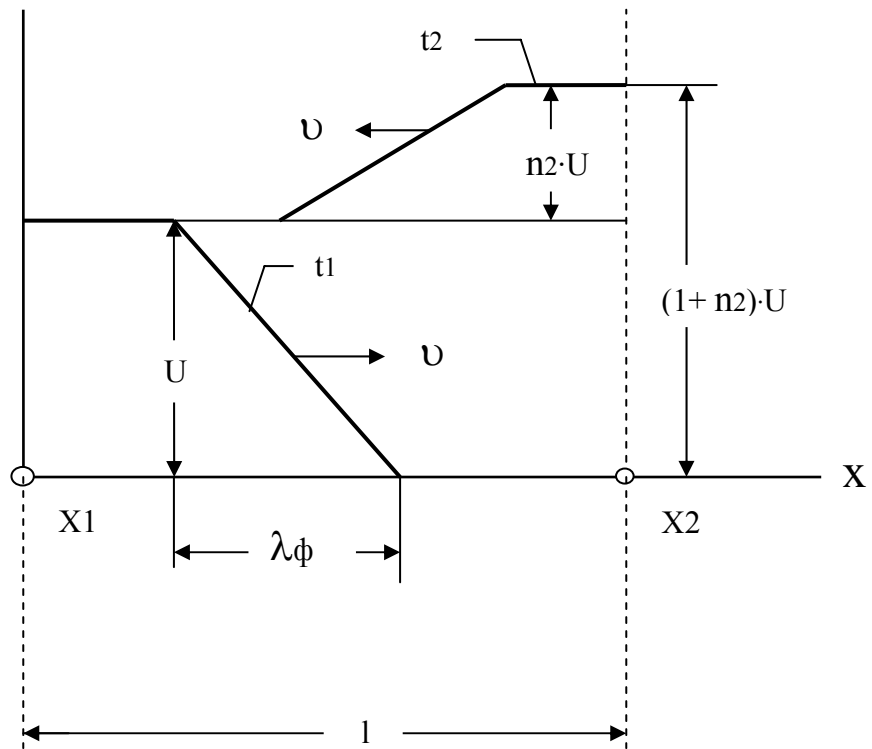


Рис.1.13.

В момент времени t_1 волна ещё находится на подходе к концу линии (точка x_2). Эта волна по отношению к концу линии называется падающей. При достижении волны конца линии происходит отражение волны, как показано в момент времени t_2 . Амплитуда отражённой волны равна $n_2 \cdot U$, где n_2 – коэффициент отражения :

$$n_2 = \frac{R_H - Z}{R_H + Z}, \quad (1.10)$$

где $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$ – волновое сопротивление линии.

Если R_H больше Z , то n_2 положительно и это приводит к перенапряжению на конце линии на величину отражённой волны $U_{o1} = n_2 \cdot U$ и напряжение на конце линии равно $(1+n_2) \cdot U$.

Отражённая волна распространяется к началу линии (точка x_1). По отношению к началу линии рассматриваемая отражённая волна является падающей. Коэффициент

отражения волны от начала линии n_1 рассчитывается по формуле (1.10) и равен (-1) , поскольку было принято внутреннее сопротивление источника равным нулю. Отражённая от начала линии волна $U_{o2} = -n_2 \cdot U_{o1}$ по отношению к концу линии является падающей и достигая конца линии отражается с коэффициентом отражения n_1 . Вторая отражённая волна от конца линии равна $-(n_2)^2 \cdot U$.

Такими образом, если коэффициент отражения меньше 1, то отражённая волна затухает и в линии устанавливается напряжение входного источника.

Если $n_2 = 1$, то начальная волна устанавливает в линии напряжение U . Первая отражённая волна от конца линии устанавливает в линии напряжение $2U$. Первая отражённая от начала линии волна устанавливает в линии напряжение U . Вторая отражённая от конца линии волна устанавливает в линии напряжение равное 0. Вторая отражённая от начала линии волна устанавливает в линии напряжение равное U . Далее процесс повторяется.

Рассмотренный процесс характерен для длинной линии без потерь, но процесс установление в короткой линии протекает практически без перенапряжений даже при коэффициентах отражения $n_1 = -1$ и $n_2 = 1$.

1.6.3. Короткая линия.

Линия приобретает свойство короткой линии, если длина фронта $\lambda_f \leq 2 \cdot l$ (рис.1.13). Длина фронта $\lambda_f = v \cdot t_f$. Время прохождения фронта по линии $t_l = l / v$. В этом случае коэффициент отражения волны от конца линии n_{2k} :

$$n_{2k} = n_2 \cdot 2 \cdot \frac{t_l}{t_f}, \quad (1.11)$$

n_2 – коэффициент отражения для случая длинной линии.

Таким образом, с уменьшением длины короткой линии коэффициент отражения уменьшается и стремится к 0. Это объясняется тем, что отражённая волна в короткой линии гасится изменением напряжения в начале линии. Например, как рассматривалось выше, к началу линии приходит отражённая волна с амплитудой U и в линии устанавливается напряжение $2U$. Отражаясь от начала линии, отражённая волна приобретает значение $-U$. Но в момент отражения пришедшей обратной волны напряжение источника увеличивается на величину $+U$. Это означает, что от начала линии к её концу движутся две волны одинаковой амплитуды, но разной полярности, взаимно компенсирующих друг друга. Это означает, что в линии устанавливается напряжение $2U$, соответствующее источнику питания и гашение отражённой волны.

Заметим, что приведённый на рис.1.13 линейный фронт волны можно аппроксимировать ступенчатой формой и приведённым выше образом можно объяснить уменьшение коэффициента отражения в короткой линии.

Для преобразователей частоты фронты напряжений передаваемых в нагрузку определяются скоростью переключения ключей. Эти фронты в зависимости от типа ключей могут составлять 100нс – 3мкс. В этой области частот скорость распространения волны по линии около $2 \cdot 10^8$ [м/с], тогда λ_f составит 20 – 600[м] и линия будет условно -короткой при длине 10 – 300 [м]. Для получения коэффициента отражения около 0.1 согласно выражению (1.10) длина линии должна быть 1 – 30[м].

1.6.4. Способы подавления перенапряжений в линии.

Существуют два простых способа устранения возможных перенапряжений в линии. Во первых, уменьшить длину линии до перевода линии в параметры короткой линии. Во вторых, увеличить фронты переключений. Если оба эти решения по каким то причинам оказываются невозможны, то проводят согласование линии с нагрузкой. Для этого на конце линии устанавливают фильтр.

Первый вариант фильтра это установка RCф – цепи параллельно нагрузке (рис.1.14), с параметрами $R = Z$ и $\omega \cdot C\phi \leq 0.1R$, где $\omega = \pi / t_\phi$. В этом случае проводится согласование линии для высоких частот, определяемых длительностью фронта. Фильтр получается простым и сравнительно малой мощности.

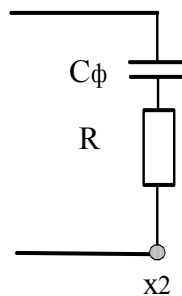


Рис.1.14

Второй вариант согласующего устройства представляет собой RLC – фильтр, приведённый на рис.1.15.

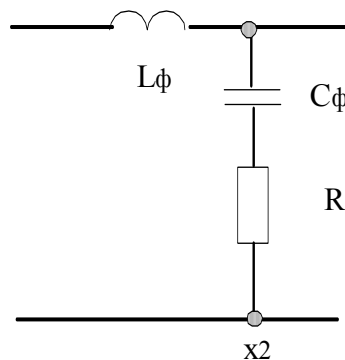


Рис.1.15.

Это фильтр нижних частот с граничной частотой равной частоте фронта :

$$\omega_\phi = 2\pi / 2t_\phi = \pi / t_\phi$$

и модулем коэффициента передачи на граничной частоте равным 0.707. Это означает отсутствие выброса на конце линии.

Для согласования фильтра с линией необходимо выполнить условия :

$$R = Z, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_\phi \cdot C_\phi}}, \quad \omega_1 = \frac{1}{R \cdot C_\phi}, \quad \frac{\omega_0}{\omega_1} = 3.7, \quad \frac{\omega_\phi}{\omega_0} = 4.9,$$

которые позволяют рассчитать параметры фильтра.

Передаточная функция данного звена имеет вид :

$$W(j\omega) = \frac{1 + j \frac{\omega_{\phi}}{\omega_1}}{1 - \left(\frac{\omega_{\phi}}{\omega_0}\right)^2 + j \frac{\omega_{\phi}}{\omega_1}}$$

2. ИНДУКТИВНОСТИ БЕЗ МАГНИТОПРОВОДА.

При протекании тока (I) по проводу возникает магнитный поток (Φ), сцепленный с данным проводником. Индуктивность (L) представляет собой коэффициент пропорциональности между током и потоком и есть мера потока при единичном токе.

$$\Phi[\text{Вб}] = L[\text{Гн}] \cdot I[\text{А}]$$

При наличии магнитопровода поток усиливается и сосредоточен в магнитопроводе. Без магнитопровода нет четкой границы потока, но вблизи проводника сосредоточена большая доля магнитного потока.

В системе проводников без магнитопровода все индуктивности определяются по общему выражению :

$$L[\text{Гн}] = \mu_0 \cdot l \cdot W^2 \cdot K_{\phi}, \quad (2.1)$$

где $\mu_0 [\text{Гн} / \text{м}] = 4\pi \cdot 10^{-7}$ - абсолютная магнитная проницаемость,
 $l [\text{м}]$ — определяющий размер,
 W - число витков,
 K_{ϕ} - коэффициент формы.

Ниже приводятся расчёты индуктивностей системы проводников, часто встречающиеся на практике и рассматриваемые в Л.1.5. Следует отметить, что приводимые ниже формулы определения индуктивностей в части определения коэффициента формы упрощены по сравнению с указанным источником, но настолько, чтобы погрешность расчёта не превышала 10% - 20%.

Естественно, самая простая система это одиночный провод, но все остальные системы образованы трансформацией одиночного провода, как показано ниже на рис. 2.1.

Двухпроводная линия (рис. 2.1,б) имеет общую длину провода $l = 2 \cdot l_1$, если выполнено условие, $a \ll l_1$, кольцо (рис.2.1,в) имеет длину $l = \pi \cdot D$. Если за определяющий размер принять для приведённых систем длину провода, то коэффициент формы K_{ϕ} принимает стандартный вид, позволяющие сравнивать изменение индуктивности при трансформации формы проводника.

С другой стороны, кольцо есть элементарная форма катушек, если принять за определяющий размер диаметр кольца и катушек D , то K_{ϕ} также принимает стандартный вид, по которому просто устанавливается взаимосвязь изменения индуктивности различных форм катушек между собой и с кольцом.

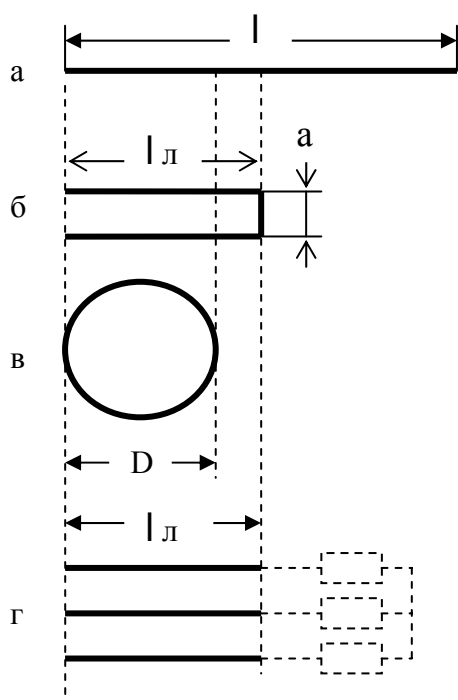


Рис. 2.1.

2.1. Индуктивность одиночного провода.

Система круглого одиночного проводника диаметром d и длиной l приведена на рис. 2.2.

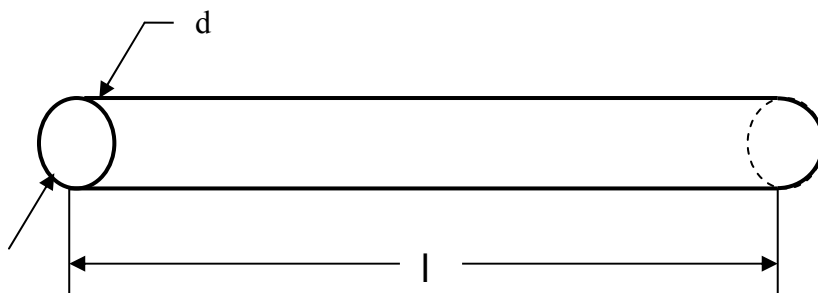


Рис. 2.2.

Обращаясь к выражению (2.1) принимаем, очевидно, $W = 1$. Определяющим размером в данном случае является длина провода l [м], тогда коэффициент формы :

$$K_{\phi} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\ln \frac{l}{d} + 0.6}{2} \quad (2.2)$$

где d [м] - диаметр провода.

Таким образом, формула индуктивности одиночного провода :

$$L[\text{Гн}] = \mu_0 \cdot l \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\ln \frac{l}{d} + 0.6}{2}. \quad (2.3)$$

Пропорциональное увеличение индуктивности провода от его длины является очевидным, поскольку с увеличением длины провода увеличивается поток, сцеплённый с проводом. Но коэффициент формы также увеличивается с увеличением длины провода. Это можно объяснить влиянием соседних участков провода на произвольно выделенный некоторый участок. Поток, сцепленный с выделенным участком, создаётся током, протекающим по этому участку, и токами соседних участков. Естественно, чем дальше расположены участки, тем их влияние слабее. Отсюда логарифмическая зависимость.

Что касается увеличения коэффициента формы с уменьшением диаметра провода, то эта зависимость объясняется уменьшением длины пути магнитного потока вокруг провода и, следовательно, уменьшением магнитного сопротивления для потока и возрастанием потока и индуктивности.

Для примера приведём значения индуктивности (L) провода круглого сечения с двумя значениями диаметра провода (d) и длины (l) (таблица 2.1).

d (мм)	L (мкГн) $l = 0.1(\text{м})$	L (мкГн) $l = 1(\text{м})$
0.1	0.15	1.98
1	0.11	1.52

Таблица 2.1

Индуктивность провода прямоугольного сечения можно рассчитывать по приведённой формуле, приняв для расчёта эквивалентный диаметр ($d_{\text{э}}$) провода круглого сечения из равенства: $d_{\text{э}} = \Pi / \pi$, где Π – периметр провода прямоугольного сечения.

2.2. Индуктивность кругового кольца.

Рассмотрим индуктивность кольца диаметром D из провода круглого сечения диаметром d , приведенного на рис.2.2.

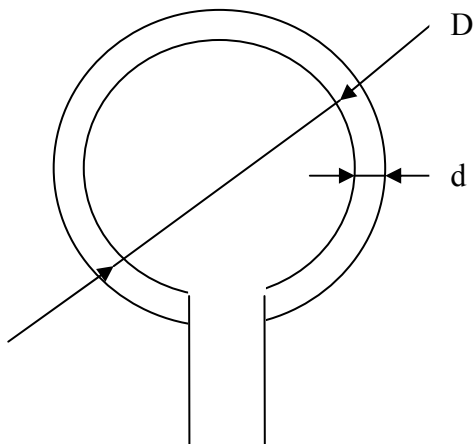


Рис.2.3

Приняв за определяющий размер диаметр кольца D , индуктивность кольца рассчитывается по формуле:

$$L[\text{Гн}] = \mu_o \cdot D \cdot K_{\Phi} = \mu_o \cdot D \cdot \frac{\ln\left(\frac{D}{d}\right) + 0.33}{2}, \quad (2.4)$$

Приняв за определяющий размер длину кольца $l = \pi \cdot D$, тогда после подстановки в формулу (2.4) получим :

$$L[\text{Гн}] = \mu_o \cdot l \cdot K_{\Phi} = \mu_o \cdot l \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\ln\left(\frac{l}{d}\right) - 0.8}{2}, \quad (2.5)$$

Идентичность выражений (2.3) и (2.5), определяющих индуктивности прямого провода и кольца, очевидны. Меньшее значение коэффициента формы кольца за счёт дополнительного слагаемого (-0.8) объясняется тем, что в диаметрально расположенных участках кольца направления токов противоположны и происходит взаимное ослабление полей. С увеличением диаметра кольца этот эффект ослабляется и индуктивность кольца стремится к индуктивности прямого провода. Например, при отношении $l / D = 3000$ коэффициенты формы отличаются на 20%.

2.3. Индуктивность двухпроводной линии.

Система двух параллельных проводов круглого сечения с диаметром провода (d), с расстоянием между проводами (a) и длиной линии ($l_{\text{л}}$) приведена на рис.2.4.

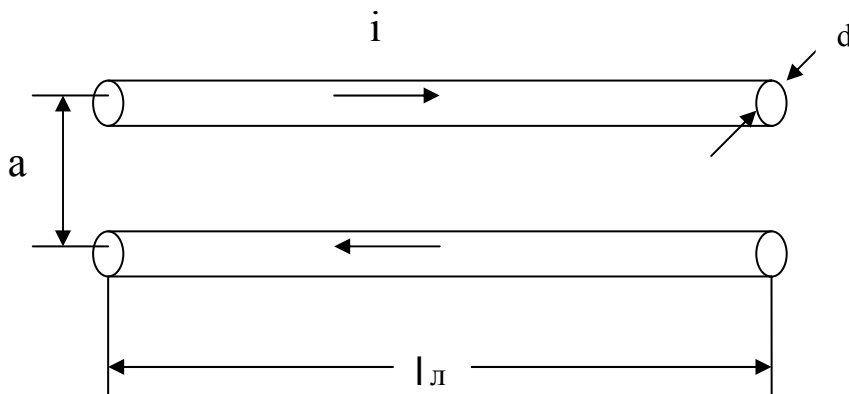


Рис. 2.4.

За определяющий размер принимается суммарная длина проводников $l = 2 \cdot l_{\text{л}}$, в этом случае коэффициент формы принимает значение :

$$K_{\Phi} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\ln\left(\frac{a}{d}\right) + 0.94}{2}.$$

Индуктивность двухпроводной линии :

$$L[\text{Гн}] = \mu_o \cdot l \cdot K_{\Phi} = \mu_o \cdot l \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\ln\left(\frac{a}{d}\right) + 0.94}{2}. \quad (2.6)$$

$$L[\Gamma_H] = \mu_o \cdot l \cdot K_{\Phi} = \mu_o \cdot l \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\ln\left(\frac{a}{d}\right) + 0.94}{2} \quad (2.6)$$

При уменьшении расстояния между проводами (a) индуктивность двухпроводной системы уменьшается за счёт уменьшения коэффициента формы. Это объясняется тем, что поток сцеплённый с проводом создаётся током, протекающим по данному проводу и по параллельному. Поскольку ток в параллельном проводнике имеет противоположное направление, то он уменьшает сцеплённый поток с рассматриваемым проводником и индуктивность проводника уменьшается. Чем ближе проводники, тем это влияние сильнее. Следовательно, сближение проводников приводит к уменьшению индуктивности параллельной системы проводников.

Проведём анализ выражения (2.6) с увеличением параметра (a). Следует иметь в виду, что реальная линия в конце и в начале замкнута. Но, до тех пор, пока $a \ll l_{\text{л}}$, индуктивностям этих перемычек можно пренебречь. Предположим, что $a = l_{\text{л}}$. В этом случае рассматриваемая система превращается в квадрат с общей длиной провода $l = 4 \cdot l_{\text{л}}$ и (2.6) преобразуется к виду :

$$L[\Gamma_H] = \mu_o \cdot l \cdot K_{\Phi} = \mu_o \cdot l \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\ln\left(\frac{l_{\text{л}}}{d}\right) + 0.94}{2} = \mu_o \cdot l \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\ln\left(\frac{l}{d}\right) - 0.44}{2} ,$$

близкой к формуле индуктивности круга, выражение (2.5).

Если сечение провода имеет произвольную форму, то эквивалентирование с проводом круглого сечения производится по периметру (Π), охватывающему проводник. В этом случае эквивалентный диаметр равен : $d_{\text{э}} = \Pi / \pi$.

2.4. Индуктивность трёхпроводной линии.

Рассмотрим индуктивность трёхпроводной линии (рис.2.1,г) при симметричном пространственном расположении проводов в вершинах равнобедренного треугольника и при симметричных трёхфазных токах, протекающих по проводам. Как уже рассматривалось в случае двухпроводной линии, поток, охватывающий провод, есть мера индуктивности, а в данном случае поток в проводе определяется током собственного провода и через взаимную индуктивность токами соседних проводов, а сами взаимные индуктивности определяются расстояниями между проводами.

В результате индуктивность одного трёхфазного провода (рис.2.1,г) :

$$L[\Gamma_H] = \mu_o \cdot l_{\text{л}} \cdot K_{\Phi} = \mu_o \cdot l_{\text{л}} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\ln\left(\frac{a}{d}\right) + 0.94}{2} \quad (2.7)$$

Сравнивая формулы (2.6) и (2.7) видно, что индуктивность одного провода в обоих случаях одинаковы.

2.5. Индуктивность коаксиального провода.

Коаксиальный провод длиной $l_{\text{л}}$, диаметром внутреннего провода d и диаметром наружной оболочки D приведён на рис. 2.5. Как и в предыдущем случае будем предполагать противоположное направление тока по проводникам.

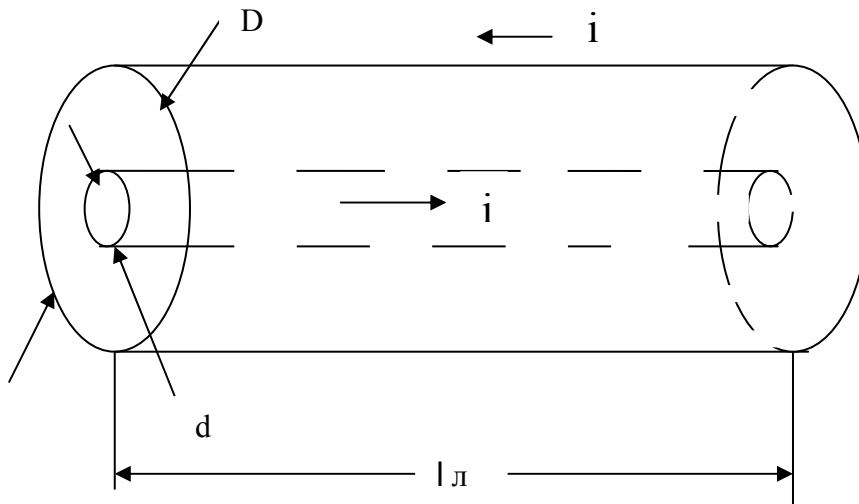


Рис. 2.5

С учётом упрощения $K_{\text{ф}}$ расчёт индуктивности коаксиального провода производится по выражению:

$$L[\text{Гн}] = \mu_0 \cdot l \cdot K_{\text{ф}} = \mu_0 \cdot l \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\ln\left(\frac{R}{d}\right) + 0.25}{2}, \quad (2.7)$$

где $R = D/2$, $l = 2 \cdot l_{\text{л}}$

Проведём сравнение индуктивностей двухпроводной и коаксиальной линий. В обоих случаях определяющая длина – суммарная длина прямого и обратного провода и логарифм определяется через радиус провода r , а параметр R для коаксиальной линии эквивалентен расстоянию между проводами (a) в двухпроводной линии. В таком случае коэффициент формы коаксиальной линии более чем в 2 раза меньше, чем коэффициент формы двухпроводной линии.

Поясним это различие. Рассечём мысленно коаксиальную линию плоскостью вдоль центрального провода. В этом случае будем иметь две линии соединённые в параллель, суммарная индуктивность которых и будет в 2 раза меньше каждой.

2.6. Индуктивность катушки.

Под катушкой будем понимать систему последовательно соединённых витков с общим числом витков W . Общий вид катушки представлен на рис. 2.6. Катушка в радиальном сечении – круглая, в осевом сечении – прямоугольная. Осевого размер катушки – (a), радиальный размер катушки – (r), средний диаметр катушки – D .

Индуктивность катушки определяется по общему уравнению :

$$L = \mu_0 \cdot D \cdot W^2 \cdot K_{\text{ф}}$$

Рассмотрим влияние витков на величину индуктивности L . Индуктивность одного витка $L_{\text{в}}$ определяется собственной индуктивностью $L_{\text{вс}}$ и взаимной индуктивностью данного витка с остальными витками катушки M . Поскольку таких связей $W-1$, то:

$$L_B = L_{BC} + (W-1) \cdot M.$$

Если витки катушки достаточно близки, то $L_{BC} = M$ и $L_B = L_{BC} \cdot W$

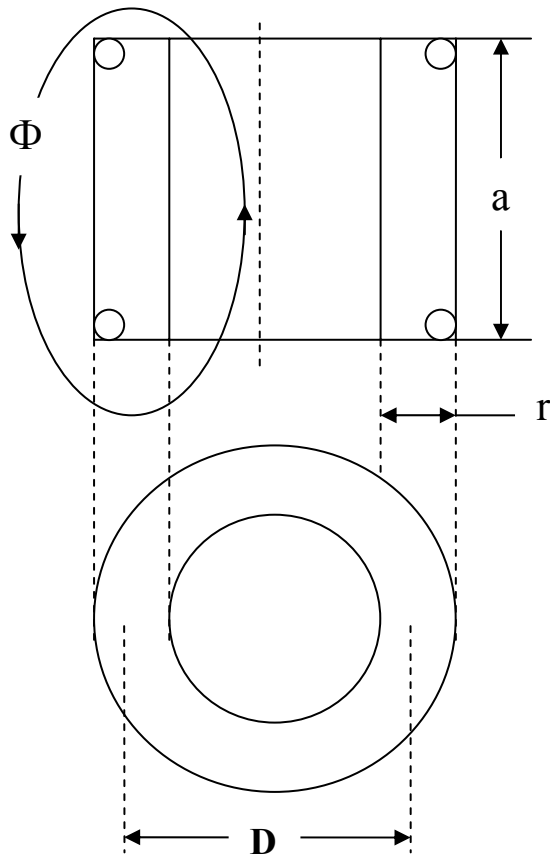


Рис. 2.6.

Поскольку число витков в катушке W и они соединены согласно и последовательно, то индуктивность катушки $L = L_{BC} \cdot W^2$.

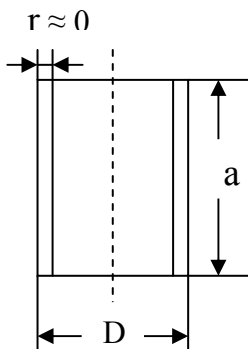
Рассмотрим сущность K_f . В реальных катушках $L_{BC} \leq M$ и это неравенство усиливается с увеличением радиального (r) и осевого (a) размера катушки. Действительно, магнитная связь витков определяется общим потоком, охватывающим витки, а эта составляющая потока уменьшается с удалением витков друг от друга.

Из предыдущих разделов следует, что коэффициент формы K_f определяется через определяющий размер и периметр проводника. В данном случае определяющий размер, как и для витка, есть средний диаметр катушки (D), а периметр катушки, равный $2 \cdot (a + r)$, есть эквивалент периметра проводника. Действительно, как будет показано ниже, в коэффициент формы катушки входят величины D , a и r .

Прежде, чем перейти к определению индуктивности катушки в общем случае, рассмотрим два частных случая : катушка

типа соленоид и дисковая катушка. Соленоид – катушка, у которой радиальный размер стремится к нулю ($\frac{r}{D} \rightarrow 0$), в дисковой катушке стремится к нулю осевой размер ($\frac{a}{D} \rightarrow 0$).

2.6.1. Индуктивность соленоида.



Форма соленоида представлена на рис. 2.7.

Индуктивность соленоида :

$$L = \mu_0 \cdot D \cdot W^2 \cdot K_{fc} \quad (2.8)$$

Коэффициент формы соленоида K_{fc} зависит от соотношения $\frac{D}{a}$. С увеличением a ослабевает магнитная связь между удалёнными витками катушки и индуктивность катушки падает.

Рис. 2.7.

При вычислении индуктивности соленоида различают два случая : короткий соленоид и длинный соленоид. Границей между этими случаями следует принять отношение $\frac{D}{a} = 0.75$. Следовательно, соленоид короткий, если указанное соотношение более 0.75, в противном случае соленоид считается длинным.

Приближённые выражения коэффициентов формы для короткого соленоида

$$K_{\text{фс}} = \frac{\ln\left(\frac{D}{a}\right)}{2} + 0.44 \quad (2.9)$$

и для длинного соленоида

$$K_{\text{фс}} = 0.8 \frac{D}{a} \quad (2.10)$$

Примем за относительную длину соленоида значение $\alpha = \frac{a}{D}$ и приведём рассчитанные значения $K_{\text{фс}}$ в зависимости от α для трёх случаев: по точной формуле для которой не приводится разделение на длинный и короткий соленоид (ввиду её сложности не приводится) и по приближённым формулам для длинного и короткого соленоидов.

Результаты расчёта приведены в таблице 2.2 и на рис.2.8.

Таблица 2.2.

α	0.1	0.5	1	2	3
$K_{\text{фс}}(\text{точное.знач.})$	1.6	0.8	0.54	0.3	0.2
$K_{\text{фс}}(\text{короткий})$	1.8	1	0.69	0.34	0.14
$K_{\text{фс}}(\text{длинный})$	8	1.6	0.8	0.4	0.27

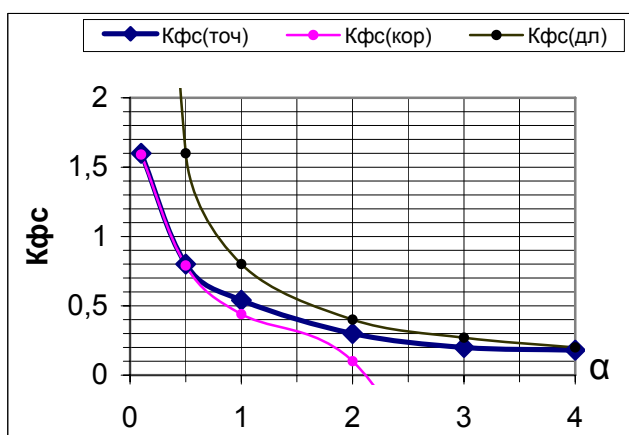


Рис.2.8.

В таблице 2.2 отмечены столбцы, включающие граничное значение $\alpha = 1,5$, при меньших значениях α следует вычислять $K_{\text{фс}}$ для случая короткого соленоида, при больших значениях — для длинного соленоида.

2.6.2. Индуктивность дисковой катушки.

Форма дисковой катушки приведена на рис. 2.9.

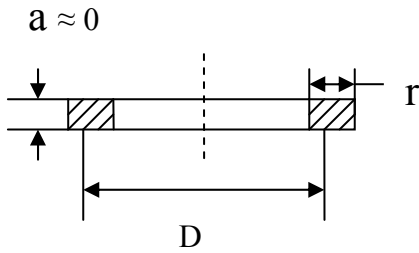


Рис. 2.10.

Для дисковой катушки осевой размер a значительно меньше радиального размера r , при этом возможное изменение относительного радиального размера $\rho = \frac{r}{D}$ соответствует неравенству : $0 < \rho < 1$.

Приближённое выражение коэффициента формы дисковой катушки:

$$K_{фд} = \frac{\ln \frac{D}{r}}{2} + 0.44 \quad (2.11).$$

Равенство коэффициентов формы короткого соленоида (2.9) и дисковой катушки (2.11) при $r = a$ объясняется одинаковой длиной пути магнитного потока обоих вариантов катушек.

В таблице 2.3 проведено сравнение коэффициента формы дисковой катушки $K_{фд}$ вычисленное по точной формуле и по приведённой в выражении (2.11).

Таблица 2.3

ρ	0,1	0,2	0,5	1
$K_{фд}$ (точное)	1,6	1,25	0,82	0,55
$K_{фд}$ (приблиз.)	1,67	1,32	0,86	0,5

Сравнивая полученные результаты, получаем точность расчёта по приближённой формуле не хуже 10%.

2.6.3. Индуктивность катушки прямоугольного сечения.

Геометрия катушки представлена на рис. 2.6. В этом случае индуктивность катушки определяется согласно формулы 2.6, приближённое значение коэффициента формы $K_{ф}$ определяется через коэффициент формы соленоида $K_{фс}$ (см. формулы 2.9, 2.10) и поправки на радиальный размер r .

$$K_{ф} = K_{фс} - 0.5 \cdot \frac{r}{a}. \quad (2.12)$$

Приведём оценку точности вычисления $K_{ф}$ по приближенному выражению (2.12) и приведём точное значение $K_{ф}$ из Л.1.5 в одной точке, в которой

$$\alpha = \rho = \frac{a}{D} = \frac{r}{D} = 0.5.$$

Имеем $K_{фс} = 1.04$, $K_{ф} = 0.54$, $K_{ф(точное)} = 0.51$, следовательно, погрешность определения коэффициента формы по приближённой формуле составляет менее 10%. Эта погрешность не будет превышена для произвольных значений α и ρ .

Проведём сравнение коэффициента формы витка и катушки при условии приблизительно одинакового пути магнитного потока. Для выполнения этого условия необходимо принять : $d = a = r$, где d – диаметр провода витка, a и r - соответственно

осевой и радиальный размер катушки. Примем также равенство диаметров D витка и катушки.

С учётом формул (2.9) и (2.12) коэффициент формы короткой катушки

$$K_{\Phi} = \frac{\ln\left(\frac{D}{a}\right)}{2} + 0.44 - 0.5 \cdot \frac{r}{a}. \quad (2.13)$$

Или с учётом равенства $a = r$:

$$K_{\Phi} = \frac{\ln\left(\frac{D}{a}\right)}{2} - 0.06.$$

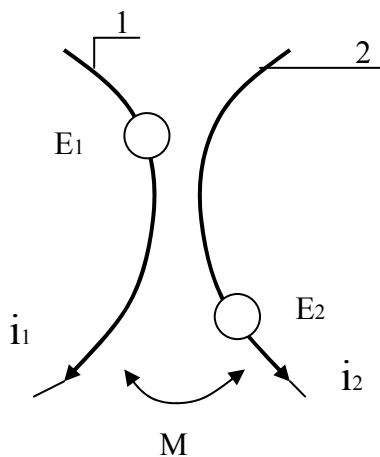
Коэффициент формы витка :

$$K_{\Phi} = \frac{\ln\left(\frac{D}{d}\right)}{2} - 0.16.$$

Если принять отношение $D/d = D/a = 10$, то разница в коэффициентах формы составит менее 10%, и с увеличением принятого отношения эта разница будет уменьшаться.

Таким образом, коэффициент формы в основном определяется длиной минимального пути магнитного потока, охватывающего систему проводников.

2.7. Взаимная индуктивность проводов и катушек.



На рис 2.11. представлена система двух (1,2) магнитосвязанных контуров с коэффициентом взаимной индукции M . В частном случае это могут быть две катушки или два провода. ЭДС E_1 и E_2 , наводимые в рассматриваемых контурах токами соседнего контура определяются по следующим формулам:

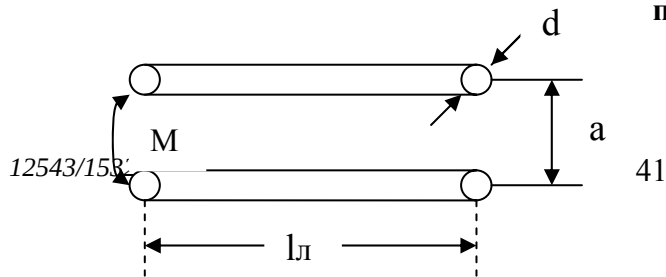
$$E_1 = M \cdot \frac{di_2}{dt},$$

$$E_2 = M \cdot \frac{di_1}{dt}.$$

Рис. 2.11.

Результаты данного раздела могут быть использованы для расчёта помех от близлежащего проводника и размещения катушек таким образом, чтобы их взаимным влиянием можно было пренебречь, а также для расчёта индуктивности рассеяния катушек на общем магнитопроводе.

2.7.1. Взаимная индуктивность двух параллельных проводов.



Два параллельных провода длиной l_l , диаметром d , с расстоянием между ними a (рис.2.12) имеют взаимную индуктивность:

$$M = \mu_0 \cdot l_l \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\ln \frac{l_l}{a} - 0,3}{2}. \quad (2.14)$$

Рис.2.12

Используя формулу (2.3) индуктивности L_1 одиночного провода длиной l_l и полученное выражение взаимной индуктивности для двух проводов M , имеем возможность определить формулу индуктивности двухпроводной линии L_2 , приведённой в выражении (2.6), из следующего соотношения:

$$L_2 = 2 \cdot (L_1 \pm M).$$

При этом знак $+$ перед M соответствует однонаправленным токам в проводах, а знак $-$, если токи имеют противоположное направление, как в рассматриваемом ранее случае (раздел 2.3) двухпроводной линии.

2.7.2. Взаимная индуктивность двух круглых колец.

На рис.2.13 приведены два кольца одинакового диаметра D , выполненные из круглого провода диаметром d . Кольца расположены на одной оси с осевым расстоянием a . M – взаимная индуктивность между кольцами.

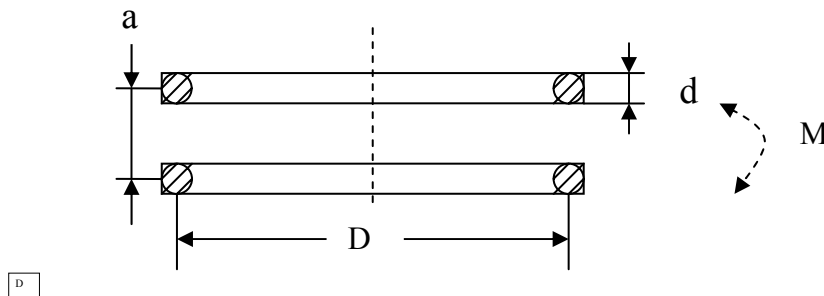


Рис. 2.13.

Взаимная индуктивность определяется по формуле, аналогичной формуле определения индуктивности:

$$M = \mu_0 \cdot D \cdot K_{fm}, \quad (2.15)$$

где K_{fm} – коэффициент формы.

Коэффициент формы K_{fm} уменьшается с увеличением расстояния a между кольцами. Относительное осевое расстояние $\alpha = a / D$. Точное значение K_{fm} в зависимости от относительного осевого расстояния приведено таблице 2.4 и на рис.2.14.

Таблица 2.4.

A	K _{fm}	K _{fm1}	K _{fm2}	0,3	0,358099	0,371986
0,01	1,989437	2,072585		0,4	0,262606	0,228145
0,05	1,193662	1,267866		0,5	0,198944	0,116574
0,1	0,835563	0,921293		0,6	0,147218	0,300926
0,2	0,517254	0,574719		0,7	0,115387	0,189504
				0,8	0,087535	0,126953

0,9	0,067641	0,089163
1	0,055704	0,065
2	0,010345	0,008125
5	0,000756	0,00052
10	7,96E-05	0,000065

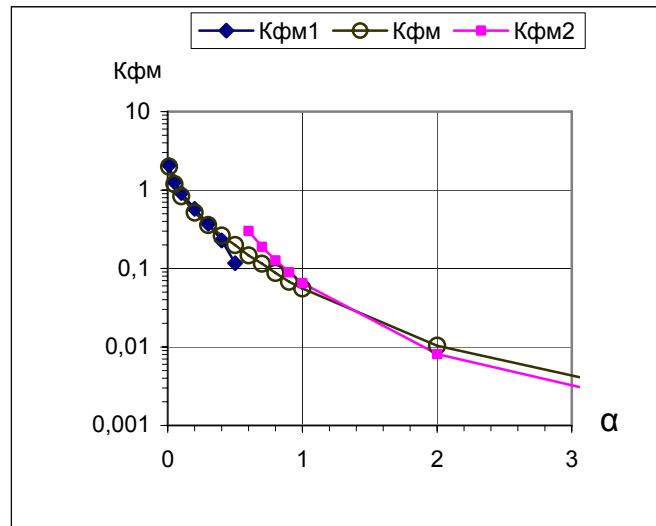


Рис.2.14.

Приближённое значение коэффициента формы при $\alpha < 0.3$ может быть вычислено по формуле:

$$K_{фм1} = \frac{\ln \frac{1}{\alpha} - 0.46}{2} = \frac{\ln \frac{D}{a} - 0.46}{2} \quad (2.16)$$

Приближённое значение коэффициента формы при $\alpha > 1$ может быть вычислено по формуле:

$$K_{фм2} = 0.065 \cdot \alpha^3 = 0.065 \cdot \left(\frac{a}{D} \right)^3 \quad (2.17)$$

Оба приближённые значения коэффициентов формы приведены в таблице 2.4 и на рис.2.14.

Приведём сравнение индуктивности кольца (2.4) и взаимной индуктивности двух колец, формулы (2.15) и (2.16). Отличие приведённых двух формул в коэффициентах формы, поэтому и сравнение следует проводить по коэффициентам формы.

Примем отношение $d / D = 0.01$, при этом минимальное значение относительного осевого расстояния между кольцами также будет иметь значение $\alpha = 0.01$. Оставляя неизменным диаметр провода d и увеличивая осевое расстояние α , проведём сравнение коэффициента формы кольца $K_{фL} = 2.47$ и коэффициента формы $K_{фм}$ взаимной индуктивности между витками из таблицы 2.4. При $\alpha > 0.5$ значение коэффициента формы кольца $K_{фL}$ более чем на порядок превышает значение коэффициента формы взаимной индуктивности $K_{фм}$. В этом случае можно пренебречь влиянием взаимной индуктивности на индуктивность кольца.

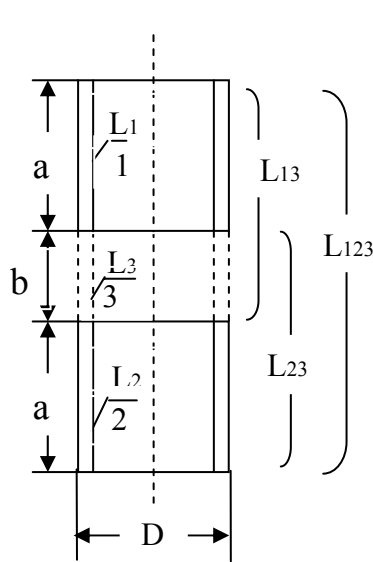
2.7.3. Взаимная индуктивность соленоидов, расположенных на одной оси.

Рассматривается взаимная индуктивность M двух одинаковых соленоидов 1 и 2 с числом витков каждого W , диаметром D и длиной a с расстоянием между примыкающими торцами b (рис.2.15). Вычисление взаимной индуктивности проводится согласно следующей формуле:

$$M = 0.5 \cdot (L_{123} + L_3 - L_{23} - L_{13}), \quad (2.18)$$

где

L_3 – индуктивность мнимого соленоида 3 длиной b с условным числом витков $W_3 =$



$\frac{W}{a} \cdot b = W \cdot \beta$. То есть принято, что число витков на единицу длины реальных соленоидов такое же, как у мнимого.

L_{13} и L_{23} – также индуктивности мнимых соленоидов, представляющие объединение соответственно реальных соленоидов 1 и 2 с мнимым соленоидом 3. Поскольку реальные соленоиды 1 и 2 одинаковы, то равны и рассматриваемые мнимые соленоиды $L_{13} = L_{23}$ и имеют каждый число витков $W_{13} = W_{23} = (a + b) \cdot W = a \cdot (1 + \beta) \cdot W$.

L_{123} – индуктивность мнимого соленоида, как объединение соленоидов 1, 2, 3 и имеющая число витков $W_{23} = (2a + b) \cdot W = a \cdot (2 + \beta) \cdot W$.

Рис. 2.15.

Следовательно, формула (2,18) с учётом (2.8) преобразуется к виду:

$$M = \mu_0 \cdot D \cdot W^2 \cdot 0.5 \cdot [(2 + \beta)^2 \cdot K_{\phi 123} + \beta^2 \cdot K_{\phi 3} - 2 \cdot (1 + \beta)^2 \cdot K_{\phi 13}] \quad (2.19)$$

Коэффициенты формы в выражении (2.19) $K_{\phi 123}$, $K_{\phi 3}$, $K_{\phi 13}$ определяются согласно формуле (2.9) с учётом осевой длины соответствующей катушки.

Следовательно, в формуле (2.19) общий коэффициент формы взаимной индуктивности :

$$K_{\phi M} = 0.5 \cdot [(2 + \beta)^2 \cdot K_{\phi 123} + \beta^2 \cdot K_{\phi 3} - 2 \cdot (1 + \beta)^2 \cdot K_{\phi 13}] \quad (2.20)$$

Проведём сравнение индуктивности соленоида L_1 (следует иметь ввиду равенство $L_1 = L_2$) с величиной взаимной индуктивности M . Поскольку, формулы (2.19) и (2.8) отличаются только коэффициентами формы, то сравнение проводится по соответствующим коэффициентам формы, причём, для повышения точности расчётов следует пользоваться (рис.2.8). Результаты расчёта сведены в таблицу 2.5.

В таблице приведена относительная длина соленоида $\alpha = a / D$, коэффициент формы $K_{\phi L}$ соленоида 1 при указанной относительной длине соленоида. Также в таблице 2.5 выделены курсивом значения коэффициента формы $K_{\phi M}$, при которых взаимная индуктивность на порядок меньше индуктивности соленоида, а нижней строке для выполнения указанного условия приведено удаление соленоидов в зависимости от диаметра соленоида.

Таблица 2.5.

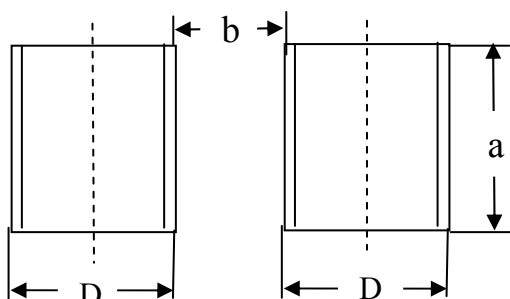
β	$K_{\text{фм}}$		
	$\alpha = 0,2$	$\alpha = 0,5$	$\alpha = 1$
	$K_{\text{фЛ}} = \mathbf{1.24}$	$K_{\text{фЛ}} = \mathbf{0.78}$	$K_{\text{фЛ}} = \mathbf{0.44}$
0.1		0.213	0.062
0.2	0.49		0.054
0.3		0.159	0.045
0.5	0.4	0.119	
1	0.28	0.073	
2	0.146		
5	0.025		
#	#	#	#
$b =$	0.5D	0.5D	0.3D

Таким образом, можно утверждать, что взаимным влиянием коротких соленоидов ($\alpha < 0,5$) за счёт взаимоиндукции можно пренебречь при условии $b > 0.5D$. Это согласуется с выводами о взаимной индуктивности двух колец, которая рассматривалась в разделе 2.7.2. С увеличением длин соленоидов их взаимная индуктивность уменьшается за счёт удаления крайних витков соленоидов, поэтому уменьшается расстояние между соленоидами, при котором их взаимным влиянием можно пренебречь

2.7.4. Взаимная индуктивность соленоидов с параллельными осями..

Геометрия рассматриваемого случая приведена на рис.2.16. Здесь представлены два одинаковых

соленоида длиной a , диаметром D , с числом витков W и расстоянием между боковыми прилегающими



сторонами b . Относительная длина соленоида $\alpha = a / D$, относительное расстояние между соленоидами $\beta = b / D$.

Взаимная индуктивность соленоидов:

$$M = \mu_0 \cdot D \cdot W^2 \cdot 0.5 \cdot K_{\text{фм}}, \quad (2.21)$$

где

Рис.2.16

$$K_{\text{фм}} = 0.1 \cdot \frac{1}{\alpha^2} \cdot \left[\frac{1}{1 + \beta} - \frac{1}{\sqrt{1 + \beta \cdot (2 + \beta) + \alpha^2}} \right]. \quad (2.22)$$

Как и в предыдущем пункте проведём сравнение индуктивности соленоида и взаимной индуктивности между соленоидами по коэффициенту формы при изменении длины соленоидов и расстоянии между ними. Результаты расчёта сведены в таблицу 2.6.

Таблица 2.6.

β	Кфм		
	$\alpha = 0,05$	$\alpha = 0,2$	$\alpha = 1$
0	0.05	0.049	0.029
0,1	0.037	0.037	0.024
0,2	0.029	0.028	0.019
0,5	0.015	0.014	0.011
#	#	#	#
КфЛ	1.93	1.24	0.44

Из анализа данных таблицы 2.6 следует, что взаимная индуктивность даже при $\beta = 0$ более чем на порядок меньше индуктивности соленоида. Таким образом, для уменьшения влияния катушек их следует располагать на параллельных осях, при расположении на одной оси взаимное влияние катушек увеличивается, как следует из данного раздела и предыдущего.

С увеличением длины соленоида взаимная индуктивность уменьшается, поскольку в длинных соленоидах ослабляется связь между крайними витками (например, нижними витками одного соленоида и верхними витками другого соленоида).

Также проявляется ещё одно свойство. Начиная с некоторой длины соленоида ($\alpha < 0,2$) влияние длины соленоида на взаимную индуктивность практически отсутствует. Это говорит о том, что в длинных катушках существует поток взаимной индукции, охватывающий часть витков соленоида, а в коротких катушках практически весь поток взаимной индукции охватывает все витки соленоида.

В двух последних разделах проводился анализ взаимной индуктивности соленоидов. В катушках за счёт радиального размера поток взаимоиндукции уменьшается. Поэтому, если в соленоидах равной длины с катушками взаимным влиянием можно пренебречь, как рассматривалось выше, то тем более это относится к катушкам.

3. Индуктивности катушек с магнитопроводом.

Магнитопровод представляет собой замкнутую по магнитному потоку систему и характеризуется сечением магнитопровода S_m , длиной магнитопровода l_m и относительной магнитной проницаемостью μ . Особенностью индуктивностей с магнитопроводом состоит в том, что практически весь магнитный поток катушек, намотанных на данный магнитопровод, замыкается по магнитопроводу, как по пути наименьшего магнитного сопротивления. Но появляются дополнительные трудности расчёта, связанные с нелинейной зависимостью относительной магнитной проницаемости и потерь в магнитопроводе от величины магнитного потока и частоты. В этой связи различают магнитные материалы, предназначенные для использования на низких, средних и высоких частотах.

На низких частотах до 1 кГц применяются электротехнические стали, обладающие повышенным значением максимальной магнитной индукции B_m до 1,5 – 1,8 Тл и значительной относительной магнитной проницаемости μ до 5000 – 10000. Ограничения по частоте определяются потерями в магнитном материале.

На средних частотах от 1 кГц до 1000 кГц используется пермаллой (листовой магнитный материал) и ферритовые материалы. Пермаллой по параметрам B_m и μ несколько превышает электротехнические стали, но по сравнению с последними имеет меньшие потери в материале и используется в начальной области средних частот до 10 кГц. Ферритовые материалы имеют значения B_m 0,2 – 0,4 Тл и μ от 500 до 6000.

На высоких частотах более 1000 кГц используются ферриты и альсиферы, имеют значения B_m 0,2 – 0,4 Тл и μ от 10 до 100.

3.1. Расчёт индуктивности катушки с магнитопроводом.

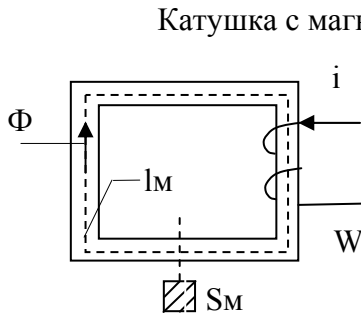


Рис.3.1.

Катушка с магнитопроводом приведена на рис. 3.1. Число витков катушки – W .

Магнитопровод характеризуется средней длиной магнитопровода l_m , сечением магнитопровода S_m и относительной магнитной проницаемостью μ .

При протекании тока в обмотке i в магнитопроводе возникает магнитный поток Φ . Индуктивность L – мера потокосцепления Ψ с обмоткой:

$$L = \Psi / i, \text{ где } \Psi = W \cdot \Phi. \quad (3.1)$$

В первом приближении можно считать зависимость магнитной индукции в магнитопроводе B в зависимости от напряжённости магнитного поля H , имеющая вид, представленный на рис.3.2.

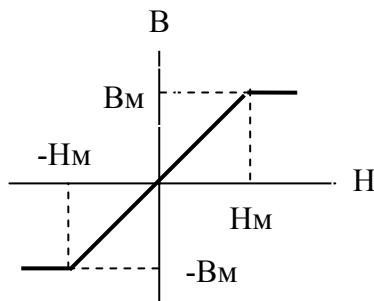


Рис.3.2

Представленная зависимость имеет линейный участок и участок насыщения. На линейном участке $\mu \gg 1$, на участке насыщения $\mu = 1$. Дальнейшее рассмотрение проводится для линейного участка характеристики, для которого справедливо равномерное распределение потока по сечению магнитопровода.

При этом:

$$B = \mu_0 \cdot \mu \cdot H = \mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{F}{l_m}, \quad \text{где } F = i \cdot W - \text{МДС магнитной цепи.}$$

При подстановки в последнее уравнение $B = \Phi / S_m$ имеем:

$$F = \Phi \cdot R_m, \quad (3.2)$$

$$\text{где } R_m = \frac{l_m}{\mu_0 \cdot \mu \cdot S_m} \quad (3.3)$$

- магнитное сопротивление магнитопровода.

Из формул (3.1) и (3.2) имеем формулу для определения индуктивности обмотки на магнитопроводе:

$$L = \frac{W^2}{R_m}, \quad (3.4)$$

Подобная индуктивность с магнитопроводом используется как дроссель для ограничения переменного тока. Достаточно часто возникает задача фильтрации выпрямленного напряжения. В этом случае через дроссель протекает ток содержащий постоянную составляющую тока I переменную составляющую тока i , с амплитудой I_m ($i_d = I + i$).

Для устранения насыщения магнитопровода, при котором индуктивность дросселя резко падает, применяют магнитопровод с воздушным зазором l_z , как показано на рис. 3.3.

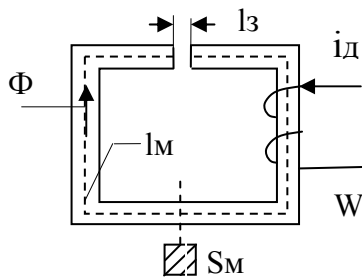


Рис.3.3.

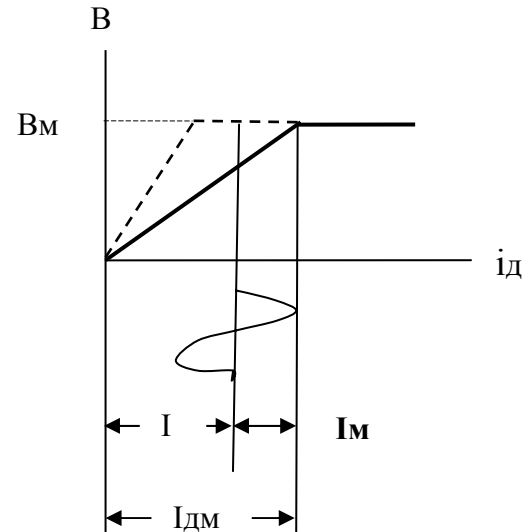


Рис. 3.4

Как правило, длина воздушного зазора значительно меньше длины магнитопровода. На рис.3.4 приведена схематичная зависимость магнитной индукции от тока в обмотке без воздушного зазора (пунктирная линия) и с воздушным зазором. С увеличением длины зазора наклон характеристики будет уменьшаться. На приведённом рисунке величина магнитного зазора выбрана минимально допустимой, для того, чтобы исключить насыщение магнитопровода.

Таким образом, наличие воздушного зазора приводит к уменьшению эффективной относительной магнитной проницаемости $\mu_{\text{э}}$ всего магнитопровода, которая меньше относительной магнитной проницаемости μ магнитного материала.

Уравнение магнитной цепи с воздушным зазором:

$$F = I_{\text{дм}} \cdot W = \Phi \cdot (R_M + R_{\text{МЗ}}),$$

где R_M – магнитное сопротивление магнитопровода, $R_{\text{МЗ}}$ – магнитное сопротивление зазора. Считаем, что l_3 достаточно мало и магнитный поток в зазоре сосредоточен между полюсами магнитопровода.

Тогда:

$$R_M = \frac{l_M}{\mu_0 \cdot \mu \cdot S_M},$$

$$R_{\text{МЗ}} = \frac{l_3}{\mu_0 \cdot S_M},$$

Общее магнитное сопротивление:

$$R_{\text{МЗ}} = R_M + R_{\text{МЗ}} = \frac{l_M}{\mu_0 \cdot \mu \cdot S_M} + \frac{l_3}{\mu_0 \cdot S_M} = \frac{l_M}{\mu_0 \cdot S_M} \cdot \left(\frac{1}{\mu} + \frac{l_3}{l_M} \right) = \frac{l_M}{\mu_0 \cdot \mu_{\text{э}} \cdot S_M},$$

где

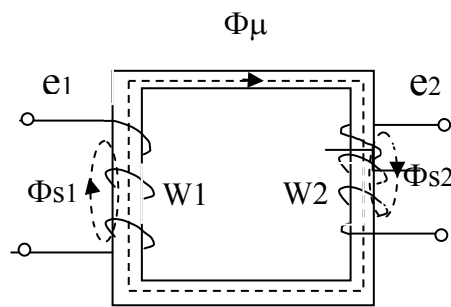
$$\mu_{\Sigma} = \frac{1}{\frac{1}{\mu} + \frac{l_3}{l_M}} = \mu \cdot \frac{l_M}{l_M + \mu \cdot l_3} \approx \frac{l_M}{l_3}$$

Следовательно:

$$L = \frac{W^2}{R_{M\Sigma}}.$$

3.2. Система двух катушек на общем магнитопроводе (трансформатор)

Система двух катушек приведена на рис. 3.5. Катушки имеют соответственно число витков W_1 и W_2 . Поток намагничивания Φ_{μ} является общим для двух катушек и определяет ЭДС обмоток e_1 и e_2 , через потокосцепление $\psi_1 = W_1 \cdot \Phi_{\mu}$ и $\psi_2 = W_2 \cdot \Phi_{\mu}$:



$$e_1 = \frac{d\psi_1}{dt} = \frac{dW_1 \cdot \Phi_{\mu}}{dt} = W_1 \cdot \frac{d\Phi_{\mu}}{dt}$$

$$e_2 = \frac{d\psi_2}{dt} = \frac{dW_2 \cdot \Phi_{\mu}}{dt} = W_2 \cdot \frac{d\Phi_{\mu}}{dt}$$

Следовательно, приведённые выражения определяют коэффициент трансформации;

$$K_T = \frac{e_2}{e_1} = \frac{W_2}{W_1}.$$

Рис.3.5.

Таким образом, коэффициент трансформации определён общим потоком, охватывающим обе катушки.

Общий поток является мерой индуктивности намагничивания катушек $L_{\mu 1}$ и $L_{\mu 2}$ (формулы 3.3 и 3.4) и одновременно мерой взаимной индуктивности катушек M_{12} и M_{21} . Покажем, что :

$$M_{12} = M_{21} = \frac{W_1 \cdot W_2}{R_M},$$

где R_M определяется по формуле (3.3).

Предположим, что по первичной обмотке протекает ток i_1 . тогда:

$$e_1 = L_{\mu 1} \cdot \frac{di_1}{dt}, \quad e_2 = M_{12} \cdot \frac{di_1}{dt}, \quad e_2 = e_1 \cdot K_T.$$

Из приведённых соотношений следует:

$$M_{12} = K_T \cdot L_{\mu 1} = \frac{W_1 \cdot W_2}{R_M}.$$

Аналогичное выражение, используя приведённый анализ, получается и для M_{21} .

Кроме общего потока, каждая катушка сцеплена с собственным потоком рассеяния Φ_{s1} и Φ_{s2} , которые замыкаются по воздуху, как показано на рис.3.5, и увеличивают

индуктивность соответствующей катушки на величину соответствующих индуктивностей рассеяния L_{S1} и L_{S2} :

$$L_1 = L_{\mu 1} + L_{S1} \quad \text{и} \quad L_2 = L_{\mu 2} + L_{S2}.$$

Таким образом, система двух обмоток представима эквивалентной схемой, как приведено на рис.3.6. В приведённой эквивалентной схеме не учтены активные сопротивления катушек, собственные ёмкости катушек и потери в магнитопроводе.

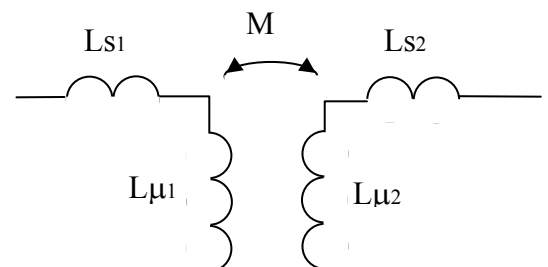


Рис.3.6

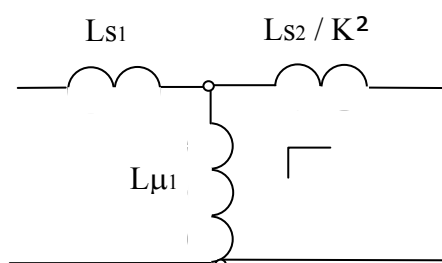


Рис.3.7

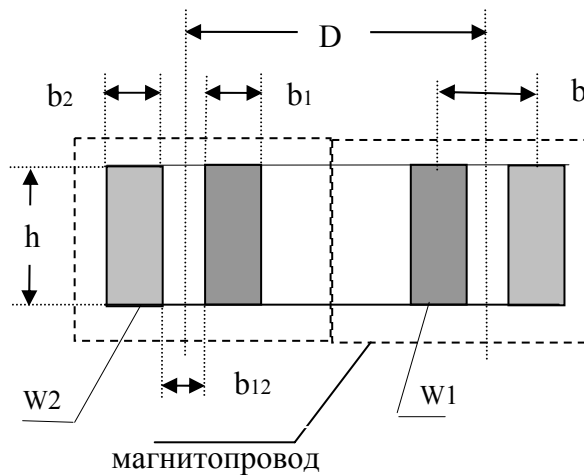
В случае приведения вторичной катушки к первичной получаем эквивалентную схему, приведённую на рис.3.7, в которой $L_{\mu 2}$ образует общий элемент с $L_{\mu 1}$, а L_{S2} приводится, как независимый элемент через коэффициент трансформации

Наличие потоков рассеяния катушек указывают на неидеальную магнитную связь между катушками. Чем ближе расположены катушки на магнитном сердечнике, тем меньше потоки рассеяния и наоборот.

Реальные требования к трансформатору могут быть диаметрально противоположными. В одном случае требуется уменьшение индуктивности рассеяния, как, например, в высокочастотных и силовых трансформаторах, в которых индуктивности рассеяния приводят к падению напряжения на них и к понижению энергетических и частотных характеристик трансформатора. В другом случае увеличении индуктивностей рассеяния придаёт трансформатору положительные свойства, как, например, в сварочных трансформаторах, в которых индуктивность рассеяния ограничивает ток короткого замыкания и повышает устойчивость дуги. Ниже приводится методика расчёта индуктивностей рассеяния для часто встречающихся случаев.

3.2.1. Индуктивность рассеяния коаксиальных, цилиндрических катушек.

Система коаксиальных цилиндрических катушек на общем магнитопроводе приведена на рис. 3.8. На общем магнитопроводе броневых типа аксиально намотаны две катушки с числом витков W_1 , W_2 с одинаковой высотой h и радиальными размерами b_1 и b_2 . Расстояние между обмотками b_{12}



Средний диаметр витков катушек – D , средний периметр витков катушек – $p = \pi \cdot D$, среднее расстояние между катушками – B .

Определяемая ниже индуктивность рассеяния представляет собой сумму индуктивностей рассеяния катушек, приведённую к первичной обмотке W_1 :

$$L_s = L_{s1} + L_{s2} / K_T^2.$$

Рис.3.8.

$$L_s = \mu_0 \cdot p \cdot W_1^2 \cdot K_{\phi s1} = \mu_0 \cdot D \cdot W_1^2 \cdot K_{\phi s2}, \quad (3.5)$$

где

$$K_{\phi s2} = K_{\phi s1} \cdot \pi = \frac{\ln\left(\frac{g_{12}^2}{g_1 \cdot g_2}\right)}{2}. \quad (3.6)$$

$g_{12} = 0.2 \cdot h + 0.8 \cdot b$ – среднегеометрическое расстояние между сечениями катушек,

$g_1 = g_2 = 0.2 \cdot (h + b_1)$, при условии $b_1 = b_2$ - среднегеометрическое расстояние площади сечения катушки от самой себя.

Методика расчёта среднегеометрических расстояний приведена в (Л.1.5). Поясним понятие среднегеометрического расстояния от точки А до линии **L**.

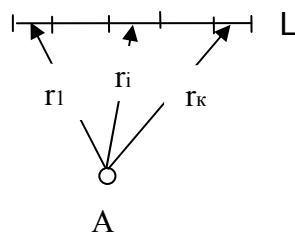


Рис. 3.9.

Линия разбивается на k участков. Расстояние от точки А до некоторого участка r_i . Для рассматриваемого случая среднегеометрическое расстояние g от точки до линии:

$$g = \sqrt[k]{\prod_{i=1}^k r_i}, \text{ проводя логарифмирование обеих частей}$$

равенства получим:

$$\ln g = \frac{1}{k} \cdot \sum_{i=1}^k \ln r_i, \text{ или при стремлении } k \text{ к бесконечности:}$$

$$\ln g = \frac{1}{L} \cdot \int_0^L \ln(r) dL.$$

Среднегеометрическое расстояние g от точки до площади S определяется разбиением площади на элементарные площадки ΔS , выделением множества расстояний от точки A до элементарных площадок Γ_i , как показано на рис.3.10.

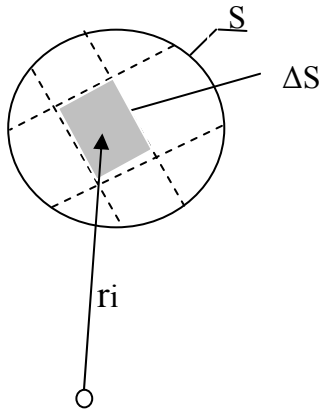


Рис.3.10

В этом случае среднегеометрическое расстояние может быть определено согласно следующей формулы:

$$\ln g = \frac{1}{S} \cdot \int_0^S \ln(r) dS.$$

Определение среднегеометрического расстояния g от площади S_1 до площади S_2 производится разбиением площадей на элементарные площадки ΔS , определяются расстояния между элементарными площадками Γ_i двух площадей от ΔS_1 до ΔS_2 и в конечном результате

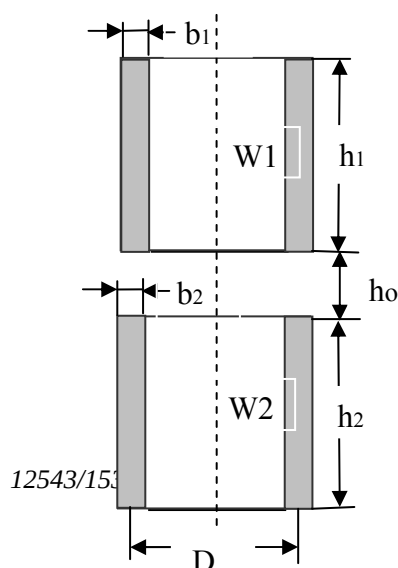
$$\ln g = \frac{1}{S_1} \cdot \frac{1}{S_2} \cdot \int_0^{S_1} \int_0^{S_2} \ln(r) dS_1 \cdot dS_2.$$

Наконец, определение среднегеометрическое расстояние площади S от самой себя производится разбиением площади на элементарные площадки ΔS и определяется расстояние Γ_i от каждой площадки до всех остальных. В результате:

$$\ln g = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{S} \cdot \int_0^S \int_0^S \ln(r) dS \cdot dS.$$

Возвращаясь к определению индуктивности рассеяния катушек трансформатора, следует заметить, что в часто встречающихся случаях $b = b_1 = b_2$ и $b_{12} \ll b$ формула (3.5) существенно упрощается при разложении логарифма в степенной ряд и пренебрегая малыми составляющими ряда:

$$L_s = \mu_0 \cdot p \cdot W_1^2 \cdot 0.7 \cdot \frac{b}{h} = \mu_0 \cdot D \cdot W_1^2 \cdot 2 \cdot \frac{b}{h}, \quad (3.7).$$



3.2.2. Индуктивность рассеяния цилиндрических катушек, расположенных последовательно на магнитопроводе.

Система катушек приведена на рис.3.11. Индуктивность рассеяния определяется по формуле (3.5) и (3.6). Среднегеометрические расстояния определяются следующим образом:
 $g_{12} = h_0 + 0.5 \cdot (h_1 + h_2)$ – среднегеометрическое расстояние между сечениями катушек,

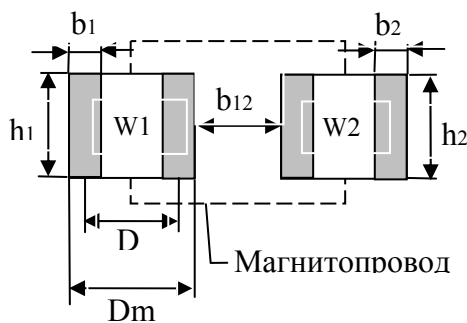
$g_1 = 0.2 \cdot (h_1 + b_1)$, - среднегеометрическое расстояние площади сечения первой катушки от самой себя,

$g_2 = 0.2 \cdot (h_2 + b_2)$, - среднегеометрическое расстояние площади сечения второй катушки от самой себя.

При выполнении обмоток на стандартном сердечнике Ш – образного вида (броневой сердечник) индуктивность рассеяния при приведённом расположении катушек приблизительно будет в 1,5 раза больше, чем при Рис.3.11. расположении, рассмотренном в предыдущем разделе в основном за счёт увеличения g_{12} . С увеличением высоты окна магнитопровода увеличивается длина обмотки h и приведённое соотношение индуктивностей рассеяния будет увеличиваться.

3.2.3. Индуктивность рассеяния цилиндрических катушек, расположенных на противоположных стержнях общего магнитопровода.

Система катушек намотана на магнитопровод стержневого типа и представлена на рис.3.12. Здесь b_1 и b_2 – радиальный размер сечения катушек, b_{12} – расстояние между



прилегающими сторонами катушек, h_1 h_2 – высота сечения катушек, D – средний диаметр катушек, D_m – внешний диаметр катушек (примем, что D и D_m катушек равны), $p = \pi \cdot D$ – средний периметр катушек.

В этом случае индуктивность рассеяния, приведённая к первичной обмотке при условии, что $h = h_1 = h_2$:

Рис.3.12.

$$L_s = \mu_0 \cdot D \cdot W_1^2 \cdot \pi \cdot \frac{\left(\frac{b_1 + b_2}{3} + b_{12.э} \right)}{h},$$

где $b_{12.э} = \sqrt{0.75 \cdot D_m^2 + 2 \cdot h^2} - 0.5 \cdot D_m$ - эквивалентное расстояние между катушками. В часто встречающихся случаях, в которых $b = b_1 = b_2$:

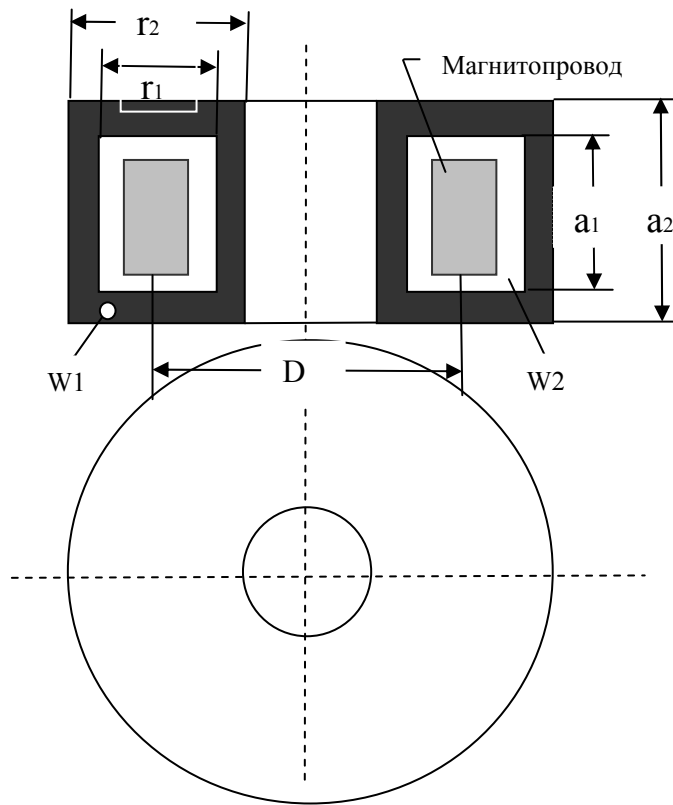
$$L_s = \mu_0 \cdot D \cdot W_1^2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot \frac{b}{h} + \sqrt{\frac{3}{4} \cdot \left(\frac{D_m}{h} \right)^2 + 2} - 0.5 \cdot \frac{D_m}{h} \right).$$

Если отношения $(D_m / h) < 1$. и $(b / h) < 0.5$, то расчёт индуктивности рассеяния с точностью не более 10% можно проводить по следующей формуле:

$$L_s = \mu_0 \cdot D \cdot W_1^2 \cdot \pi \cdot 1.5$$

Следует заметить, что рассмотренный вариант размещения катушек на магнитопроводе существенно, на порядок увеличивает индуктивность рассеяния по сравнению с предыдущими двумя рассмотренными ранее вариантами.

3.2.4. Индуктивность рассеяния катушек, намотанных на общем, тороидальном магнитопроводе.



Тороидальный трансформатор выполнен на кольцевом магнитопроводе и имеет две катушки W1 и W2 равномерно намотанные по всему периметру магнитопровода. Катушки имеют соответственно радиальные размеры r_1 и r_2 и осевые размеры a_1 и a_2 . Средний диаметр катушек – D .

В этом случае индуктивность рассеяния катушек:

Рис.3.13.

$$L_s = \mu_0 \cdot W_1^2 \cdot a \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{16 \cdot D \cdot r \cdot \Delta^2}{(D^2 - r^2)^2}\right), \quad (3.11)$$

где $r = \frac{r_1 + r_2}{2}, \quad a = \frac{a_1 + a_2}{2},$

$$\Delta = 0.5(r - r_1) = 0.5(r_2 - r) - \text{толщина обмоток}$$

При выполнении броневого трансформатора (раздел 3.2.1) и тороидального трансформатора на одинаковую мощность индуктивность рассеяния тороидального трансформатора будет меньше в 3 – 5 раз

3.2.5. Индуктивность рассеяния секционированных коаксиальных цилиндрических катушек.

Для уменьшения индуктивности рассеяния коаксиальных цилиндрических катушек (см. раздел 3.2.1) применяется их секционирование, как показано на рис. 3.14. Как пример, первичная W1 и вторичная W2 катушки разбиты на две секции каждая и общее число секций катушек $s = 4$.

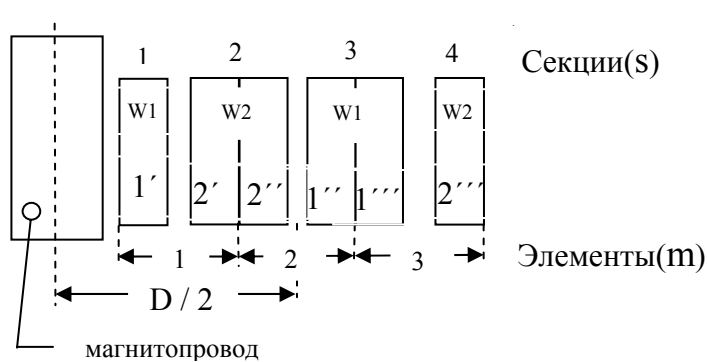


Рис.3.14

Число элементов
электромагнитной системы $m = 3$.
Индуктивность рассеяния
первого элемента $1' - 2'$:

$$L_{S1} = \mu_0 \cdot D \cdot W1^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot m^2} \cdot \ln \frac{g_{1'-2'}^2}{g_{1'} \cdot g_{2'}},$$

где $g_{1'-2'}^2$ - среднегеометрическое расстояние между элементами катушек $1' - 2'$,

$g_{1'}$ и $g_{2'}$ - среднегеометрическое расстояние соответственно элемента $1'$ и $2'$ от самого себя, как определено в разделе 3.2.1.

Следует обратить внимание на то, что рассматриваемый элемент первичной катушки имеет число витков $W1 / m$. Таким образом, приведённое выражение не отличается от приведённого выражения в разделе 3.2.1 (см. формулы 3.5 и 3.6).

В рассматриваемом случае катушки имеют три элемента, тогда общая индуктивность рассеяния может быть определена, как сумма индуктивностей рассеяния всех трёх элементов:

$$L_S = L_{S1} + L_{S2} + L_{S3} \quad \text{или}$$

$$L_{S1} = \mu_0 \cdot D \cdot W1^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot m^2} \cdot \ln \frac{g_{1'-2'}^2 \cdot g_{2''-1''}^2 \cdot g_{1'''-2'''}^2}{g_{1'} \cdot g_{2'} \cdot g_{2''} \cdot g_{1''} \cdot g_{1'''} \cdot g_{2'''}}. \quad (3.12)$$

Естественно, увеличения числа секций катушек усложняет изготовление трансформатора, но уже в рассмотренном варианте индуктивность рассеяния будет на порядок меньше, по сравнению с вариантом не секционированных катушек, как было рассмотрено в разделе 3.2.1.

3.3. Приведённая ёмкость катушек трансформатора.

Ёмкость катушек трансформатора рассмотрим для двухобмоточного трансформатора, но предложенная методика расчёта применима для любого числа катушек трансформатора.

Общая ёмкость катушек состоит из нескольких составляющих, приведённых на рис.3.15. Здесь $C1$ и $C2$ – соответственно ёмкости катушек $W1$ и $W2$, $C3$ – ёмкость между катушкой и магнитопроводом, $C4$ – ёмкость между катушками, $C5$ – ёмкость между катушкой $W2$ и экраном.

Как правило, все указанные ёмкости образуют эквивалентную ёмкость $C_э$ которая приводится к индуктивности намагничивания катушки $W1$, как показано на рис. 3.16.

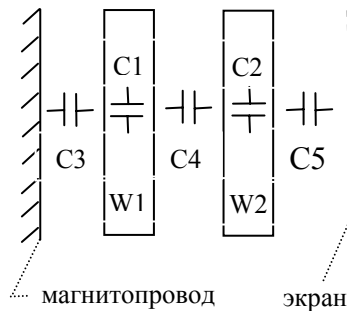


Рис.3.15

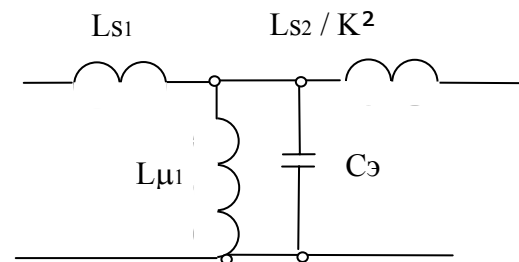
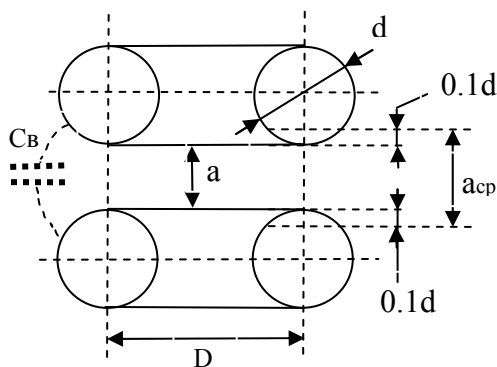


Рис.3.16.

Указанное приведение $C_э$ можно выполнить и к индуктивности намагничивания катушки $W2$. Ниже приведена методика расчёта частных ёмкостей катушек трансформатора и их приведение к катушке $W1$.

3.3.1. Собственная ёмкость катушек $W1$ и $W2$ ($C1, C2$).

Собственная ёмкость катушки $W1$ ($C1$) приведённая к индуктивности намагничивания L_{s1} состоит из суммы межвитковой ёмкости C_{1-1} и межслоевой ёмкости C_{1-2} , также приведённых к L_{s1} .



На рис.3.17 приведены два витка катушки и показана ёмкость между этими двумя витками, названная витковой ёмкостью $C_в$. D – диаметр витка, d – диаметр сечения витка, a – расстояние между витками, определяемое изоляцией и не плотностью намотки. Поверхности обкладок виткового конденсатора представляют собой полусферы. Установлено, что эквивалентом полусферы является плоскость шириной d и отстоящая от нижнего края полусферы на расстоянии $0.1d$. Таким образом, площадь обкладки виткового конденсатора $S_в$

Рис. 3.17.

$S_в = \pi \cdot D \cdot d$, эквивалентное расстояние между обкладками – $a_{сп} = a + 0.2d$. В результате

$$C_в = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{S_в}{a_{сп}}. \quad (3.13)$$

Здесь ϵ_0 и ϵ_r – соответственно абсолютная диэлектрическая проницаемость равная $8.8 \cdot 10^{-12} \left[\frac{\Phi}{M} \right]$ и относительная диэлектрическая проницаемость, принимающая значение от 1 до 3 в зависимости от свойств диэлектрика между витками.

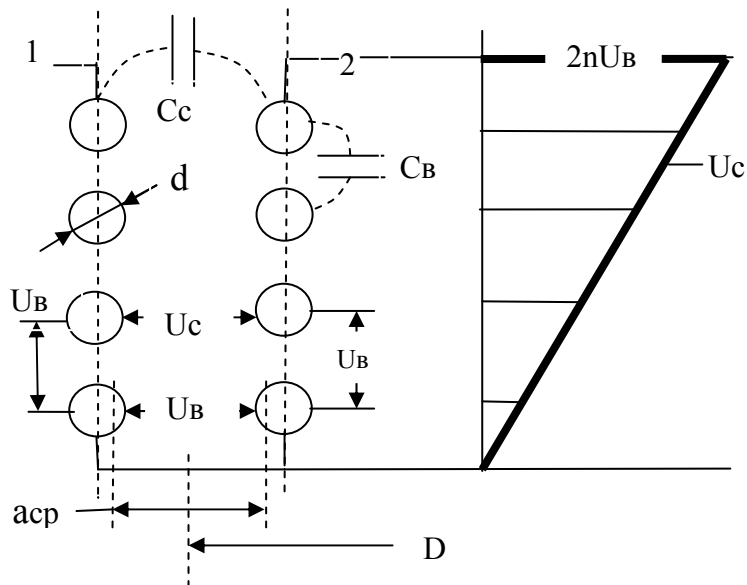
Рассчитанная таким образом ёмкость витка приводится к индуктивности намагничивания катушки $W1$ через коэффициент трансформации витка $K_в = 1 / W1$, образуя приведённую ёмкость витка $C'_в$:

$$C'_в = C_в \cdot K_в^2.$$

Учитывая, что таких ёмкостей витка в катушке $W1$ – 1, тогда общая межвитковая ёмкость катушки, приведённая к индуктивности намагничивания катушки $W1$:

$$C_{1-1} = C'_B \cdot (W1 - 1) \approx C_B / W1 \quad (3.14)$$

Приведём методику расчёта межслоевой ёмкости C_{1-2} , которая иллюстрируется рис.3.18.



Первая катушка имеет число витков $W1$. число слоёв - m , число витков в слое - n , следовательно, $W1 = n \cdot m$.

На рис.3.18 показаны два соседних слоя 1 и 2. Ёмкость между противоположающимися витками двух соседних слоёв назовём частичной межслоевой ёмкостью Cc . Таких ёмкостей в слое будет n . Как правило, намотка катушки производится следующим образом: первый слой,

Рис.3.18.

примем условно, наматывается сверху вниз, как показано на рис.3.18, второй слой наматывается снизу вверх, то есть напряжение между нижними витками двух слоёв равно межвитковому напряжению U_B и нижняя частичная межслоевая ёмкость подключена к одному витку катушки. Частичная межслоевая ёмкость, на шаг выше по виткам в слое подключена уже между тремя витками и при каждом шаге вверх происходит увеличение числа витков на два витка.

Справа приведена диаграмма нарастания межслоевого напряжения.

На рис.3.18 число таких частичных межслоевых ёмкостей 4 и их суммарная приведённая ёмкость $C_{с\sum}$ к индуктивности намагничивания данной катушки представляет собой сумму конечного степенного ряда:

$$C_{с\sum} = C_c \cdot \frac{1^2 + 3^2 + 5^2 + 7^2}{W1^2}.$$

Составляющая степенного ряда в числителе в общем случае представима следующим выражением: $(2i - 1)^2$.

Тогда сумма степенного ряда в общем случае:

$$\sum_{i=1}^n (2i - 1)^2 = \frac{1}{3} \cdot n \cdot (4 \cdot n^2 - 1)$$

Как правило выполняется неравенство $n \gg 1$ и сумма ряда:

$$\sum_{i=1}^n (2i - 1)^2 = \frac{4}{3} \cdot n^3$$

Следовательно:

$$C_{с\sum} = C_c \cdot \frac{\frac{4}{3} \cdot n^3}{W1^2} = C_c \cdot \frac{\frac{4}{3} \cdot n^3}{m^2 \cdot n^2} = C_c \cdot \frac{\frac{4}{3} \cdot n}{m^2} \approx C_c \cdot \frac{n}{m^2}.$$

Поскольку таких ёмкостей $C_{с\sum}$ в катушке $m - 1$, то общая межслоевая ёмкость катушки C_{1-2} имеет значение:

$$C_{1-2} = (m - 1) \cdot C_{сз} = C_{с} \cdot (m - 1) \cdot \frac{n}{m^2} \approx C_{с} \cdot \frac{n}{m}.$$

Частичная слоевая ёмкость $C_{с}$ рассчитывается аналогично витковой ёмкости $C_{в}$ и их значения, как правило, близки ($C_{с} \approx C_{в}$). Приведённое замечание позволяет сравнить приведенные слоевую и межвитковую ёмкости:

$$\frac{C_{1-2}}{C_{1-1}} \approx n^2$$

Поскольку, как правило, $n \gg 1$, то основная составляющая ёмкости это межслоевая ёмкость C_{1-2} , то есть

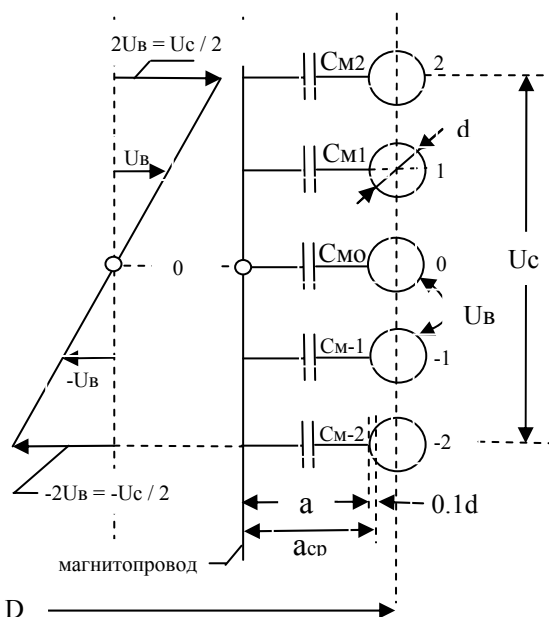
$$C_1 \approx C_{1-2} \approx C_{с} \cdot \frac{n}{m}. \quad (3.15)$$

Это определяется тем, что напряжение на частичных межслоевых ёмкостях существенно больше, чем на межвитковых ёмкостях.

Собственная ёмкость катушки W_2 рассчитывается аналогичным образом.

3.3.2. Ёмкость между катушкой W_1 и магнитопроводом (C_3).

На рис.3.19 приведены поверхность магнитопровода и прилегающий слой катушки W_1 . В данном случае слой катушки содержит 5 витков, каждый из которых относительно магнитопровода обладает частичной ёмкостью $C_{мi}$. Все приведённые ёмкости равны $C_{м2} = C_{м1} = \dots = C_{м-2}$ но находятся под разными потенциалами. Напряжение в слое $U_{с}$ приложено к крайним виткам и к двум последовательно соединённым ёмкостям $C_{м2}$ и $C_{м-2}$, через проводящую поверхность магнитопровода. Напряжение на указанных конденсаторах одинаковы, равны $U_{с} / 2$, но относительно поверхности магнитопровода имеют противоположные полярности. В слое витков, примыкающих к магнитопроводу, можно выделить виток, который имеет потенциал равный потенциалу магнитопровода (условно это виток назван нулевым и обозначен номером 0 на рис.3.19). Следовательно, напряжение на конденсаторе $C_{м1}$ равно напряжению витка $U_{в}$, напряжение на конденсаторе $C_{м2}$ равно напряжению на двух витках $2U_{в}$ и так далее, если число витков в слое более 5. Тогда суммарная приведённая ёмкость $C_{м\sum}$ всех частичных ёмкостей $C_{м1}$, $C_{м2}$:

$$C_{м\sum} = C_{м} \cdot (1^2 + 2^2) / W_1^2.$$


В общем случае число частичных ёмкостей выше провода с номером 0 составит $i = (n-1) / 2$.

Тогда в общем случае:

$$C_{м\sum} = C_{м} \cdot (1^2 + 2^2 + \dots + i^2) / W_1^2.$$

Поскольку, сумма конечного ряда

$$1^2 + 2^2 + \dots + i^2 = i \cdot (i + 1) \cdot (2 \cdot i + 1) / 6,$$

тогда при подстановки i :

$$1^2 + 2^2 + \dots + i^2 = n \cdot (n - 1) \cdot (n + 1) / 24.$$

Согласно предыдущему разделу

$W_1 = m \cdot n$, то в общем случае:

$$C_{м\sum} = C_{м} \cdot n \cdot (n - 1) \cdot (n + 1) / 24 \cdot m^2 \cdot n^2.$$

Нижние ёмкости $C_{м-1}$, $C_{м-2}$ приводятся аналогично. Поскольку таких ёмкостей в общем случае i , как и в

Рис.3.19.

предыдущем случае, то общая ёмкость всех частичных ёмкостей, приведённая к индуктивности намагничивания катушки W1:

$$C_3 = 2 \cdot C_{m\sum} = C_m \cdot n \cdot (n - 1) \cdot (n + 1) / (12 \cdot m^2 \cdot n^2.) \quad (3.16)$$

Или приближённо, полагая $n \gg 1$ имеем:

$$C_3 = n / (12 \cdot m^2)$$

(3.16,a).

Расчёт частичной ёмкости C_m производится аналогично выражению (3.13) с учётом эквивалентного расстояния между магнитопроводом и слоем обмотки $a_{ср} = a + 0.1 \cdot d$ и эквивалентной площади витка $S = d \cdot \pi \cdot D$, где D – диаметр витка вокруг магнитопровода как показано на рис.3.19.

Проведём сравнение приведённой ёмкости катушки W1 C_1 (см. 3.15) и приведённой ёмкости между катушкой и магнитопроводом C_3 . При этом примем следующие допущения: $n \gg 1$ и $C_m \approx C_c \approx C_v$.

Тогда:

$$\frac{C_1}{C_3} \approx \frac{C_v \cdot \frac{n}{m}}{C_v \cdot \frac{n}{m^2 \cdot 12}} = 12 \cdot m.$$

Таким образом, рассматриваемая ёмкость C_3 на порядок меньше собственной ёмкости катушки C_1 . Это объясняется тем, что напряжения на частичных ёмкостях C_m более чем в два раза меньше, чем напряжение на частичных ёмкостях C_c . При этом следует иметь в виду, что эквалентирование приведённой ёмкости с действительной ёмкостью осуществляется по равенству энергий.

Приведённая ёмкость между катушкой W2 и экраном C5 приводится к индуктивности намагничивания катушки W2 аналогично приведению ёмкости C_3 к индуктивности намагничивания катушки W1.

3.3.3. Ёмкость между катушками W1 и W2 (C_4).

Методика расчёта ёмкости C_4 аналогична методике расчёта ёмкости C_3 и поясняется рис.3.20. На рисунке показаны 5 частичных ёмкостей между последним слоем катушки W1 и первым слоем катушки W2. Число частичных ёмкостей C_c соответствует числу витков n_1 в слое обмотки W1. В общем случае число витков в слое n_2 обмотки W2

$$U_{\text{ч1}} = \frac{U_{\text{c1}} - U_{\text{c2}}}{2} \cdot \frac{2}{n_1 - 1} = \frac{U_{\text{c1}} - U_{\text{c2}}}{n_1 - 1} \quad (3.17),$$

где $\frac{n_1 - 1}{2}$ - число ёмкостей выше нулевой точки на рис. 3.20.

Если данная ёмкость при водится к индуктивности намагничивания катушки W1, то исходят из равенства энергий данной ёмкости и приведённой. Тогда приведённая ёмкость

$$\begin{aligned} C'_{\text{c1}} &= C_{\text{c1}} \cdot \frac{U_{\text{ч1}}^2}{U_1^2} = C_{\text{c1}} \cdot \frac{(U_{\text{c1}} - U_{\text{c2}})^2}{(n_1 - 1)^2 \cdot (m_1 \cdot U_{\text{c1}})^2} = \\ &= C_{\text{c1}} \cdot \frac{\left(\frac{U_1}{m_1} - \frac{U_2}{m_2}\right)^2}{(n_1 - 1)^2 \cdot (U_1)^2} = \frac{\left(\frac{1}{m_1} - \frac{U_2}{m_2 \cdot U_1}\right)^2}{(n_1 - 1)^2} = \frac{\left(\frac{1}{m_1} - \frac{m_2 \cdot n_2}{m_2 \cdot m_1 \cdot n_1}\right)^2}{(n_1 - 1)^2} = \\ &= C_{\text{c1}} \cdot \frac{(n_1 - n_2)^2}{(n_1 - 1)^2 \cdot m_1^2 \cdot n_1^2} \cdot 1^2. \end{aligned}$$

Напряжение на ёмкости Cc2 в два раза больше, чем на ёмкости Cc1, следовательно, приведение ёмкости Cc2 к индуктивности намагничивания катушки W1 имеет вид с учётом равенства ёмкостей Cc1 = Cc2:

$$C'_{\text{c2}} = C_{\text{c1}} \cdot \frac{(n_1 - n_2)^2}{(n_1 - 1)^2 \cdot m_1^2 \cdot n_1^2} \cdot 2^2.$$

Аналогичным образом приводятся ёмкости Cc-1 и Cc-2, причём напряжения на ёмкостях попарно равны, то есть равны напряжения на ёмкостях Cc1 и Cc-1, равны напряжения на ёмкостях Cc2 и Cc-2, но эти последние напряжения в два раза больше, чем напряжения на предыдущей паре.

Таким образом, суммарная приведённая ёмкость четырёх рассматриваемых ёмкостей есть удвоенное значение приведенных ёмкостей Cc1 и Cc2. а и это есть приведённая ёмкость между двумя рассматриваемыми слоями C4:

$$C_4 = 2 \cdot (C'_{\text{c1}} + C'_{\text{c2}}) = 2 \cdot C_{\text{c1}} \cdot \frac{(n_1 - n_2)^2}{(n_1 - 1)^2 \cdot m_1^2 \cdot n_1^2} \cdot (1^2 + 2^2).$$

В общем случае сумма квадратов в выше приведённой формуле имеет значение:
 $1^2 + 2^2 + \dots + i^2 = i \cdot (i + 1) \cdot (2 \cdot i + 1) / 6,$ а $i = (n - 1) / 2$, то:

$$C_4 = C_{\text{c1}} \cdot \frac{(n_1 + 1)(n_1 - n_2)^2}{12 \cdot (n_1 - 1) \cdot m_1^2 \cdot n_1} \quad (3.18).$$

Полагая, что $n_1 \gg 1$:

$$C_4 \approx C_{\text{c1}} \cdot \frac{(n_1 - n_2)^2}{12 \cdot m_1^2 \cdot n_1} \quad (3.19).$$

Приблизительно равны частичная слоевая ёмкость в предыдущем разделе См и частичная ёмкость Сс данного раздела, а также частичная межслоевая ёмкость Сс в разделе 3.3.1. Это допущение позволит провести сравнение приведенных ёмкостей C1, C3 и C4.

Обратимся к формуле (3.19). Предположим, что катушка W2 содержит 1 виток. В этом случае катушка W2 превращается в проводящую в эквипотенциальную поверхность аналогичную поверхности магнитопровода в разделе 3.3.2. Следовательно, рассматриваемые варианты эквивалентны, в чём можно убедиться, сравнивая формулы (3.16,а) и (3.19), полагая в последней $n_2 = 0$, то есть $C_3 = C_4$.

Также из анализа формулы (3.19) видно, что при условии равенства витков в обеих катушках ($n_1 = n_2$) приведённая ёмкость $C_4 = 0$, так как в этом случае напряжения на всех частичных ёмкостях равны нулю и энергия каждого частичного конденсатора также равна 0.

Следует также заметить, что результирующая приведённая ёмкость C_4 зависит от порядка намотки слоёв. В рассмотренном случае предполагалась намотка слоёв обеих катушек геометрически сверху вниз. При этом напряжения U_1 и U_2 направлены встречно, как показано на рис.3.20. Но, если изменить направление намотки одной из катушек, например, катушку W2 наматывать снизу вверх, то слоевые напряжения U_1 и U_2 будут направлены согласно. В этом случае возрастут напряжения на частичных ёмкостях, а это приведёт к увеличению приведённой ёмкости C_4 . В этом случае формула (3.19) трансформируется в следующее выражение:

$$C_4 \approx C_{c1} \cdot \frac{(n_1 + n_2)^2}{12 \cdot m_1^2 \cdot n_1}.$$

Из приведённого анализа следует, что для уменьшения ёмкости C_4 следует выполнять намотку слоёв катушек W1 и W2 согласованно, в одном направлении сверху вниз или снизу вверх.

Проведём сравнение приведённых ёмкостей C_1 и C_4 , используя формулы (3.15) и (3.19), полагая равенство частичных ёмкостей :

$$\frac{C_1}{C_4} = \frac{n_1}{m_1} \cdot \frac{12 \cdot m_1^2 \cdot n_1}{(n_1 - n_2)^2} = \frac{12 \cdot m_1 \cdot n_1^2}{(n_1 - n_2)^2} \approx 12 \cdot m_1 \quad (3.20).$$

Сравнение показывает, что ёмкость C_1 на порядок больше ёмкости C_4 .

Проведённый анализ показывает, что суммарная, приведённая ёмкость:

$$C_{\Sigma} = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5 \approx C_1 + C_2.$$

Следует иметь ввиду, что в случае выполнения катушек с малым числом слоёв, ёмкости между катушкой и магнитопроводом (C_3), между катушками (C_4), между катушкой и экраном (C_5) могут стать определяющими. Такие малослойные, а чаще однослойные катушки, выполняются в высокочастотных трансформаторах, где рассматриваемая приведённая ёмкость определяет частотные свойства трансформатора.

3.4. Ёмкость секционированных катушек.

Секционирование катушек приведено на рис.3.14. Составляющие эквивалентной ёмкости C_{Σ} для не секционированных катушек приведены на рис.3.15. Сравнивая секционированные и не секционированные катушки, можно видеть, что приведённые ёмкости C_3 и C_5 в обоих случаях одинаковы. При секционировании число между катушками C_4 увеличилось на две ёмкости, одновременно число межслоевых ёмкостей в каждой катушке W1 и W2 уменьшилось на одну, то есть в сумме на две ёмкости.

Из формулы (3.20) следует, что межслоевая ёмкость на порядок больше межкатушечной ёмкости. Таким образом, в секционированных катушках приведённая ёмкость C_s приблизительно на одну межслоевую ёмкость меньше, чем в не секционированных катушках.

Таким образом, секционирование катушек приводит к существенному уменьшению индуктивности рассеяния трансформатора и к уменьшению приведённой ёмкости катушек, Оба этих фактора действуют в направлении повышения частотных свойств трансформатора.

4. Тепловой расчёт в электронной аппаратуре.

Обеспечение допустимых тепловых нагрузок в системах силовой электроники является необходимым шагом в проектировании таких систем. Ниже проведено рассмотрение методики расчёта и способы охлаждения в системах и элементах силовой электроники.

4.1 Физика тепловых процессов.

При рассмотрении тепловых процессов вводится основная физическая единица измерения – температура. В технике принято несколько единиц измерения температуры: градусы Кельвина, градусы Цельсия и градусы Фаренгейта. В шкале Кельвина за нуль шкалы выбран абсолютный нуль. Нуль по шкале Цельсия соответствует 273°K , единицы изменения совпадают, то есть $1^{\circ}\text{K} = 1^{\circ}\text{C}$. В шкале Фаренгейта за нуль принята температура приблизительно равная 255°C (-18°C), а единица измерения $1^{\circ}\text{C} \approx 1.8^{\circ}\text{F}$.

Приняты две единицы измерения тепловой энергии: 1 каллория и 1 Джоуль. При этом $1\text{ кал.} = 4.18\text{ Дж}$. 1 каллория – энергия необходимая для нагрева 1 грамма воды на 1 градус Цельсия.

При нагреве массы вещества m [кг], с удельной теплоёмкостью $C[\frac{\text{Дж}}{\text{кг} \cdot ^{\circ}\text{C}}]$ на приращение температуры $\Delta T[^{\circ}\text{C}]$ необходима энергия $W[\text{Дж}]$:

$$W = C \cdot m \cdot \Delta T \quad (4.1).$$

Известно три состояния вещества: твердое, жидкое и газообразное. Состояние вещества определяется его температурой. С повышением температуры вещество последовательно проходит эти три состояния, причём плавление (переход в жидкое состояние) и кипение (переход в газообразное состояние) происходит при неизменных температурах соответственно $T_{\text{пл}}$ и $T_{\text{к}}$, но с поглощением энергии, как это показано на рис.4.1. Под рисунком приведено состояние вещества в зависимости от температуры вещества.

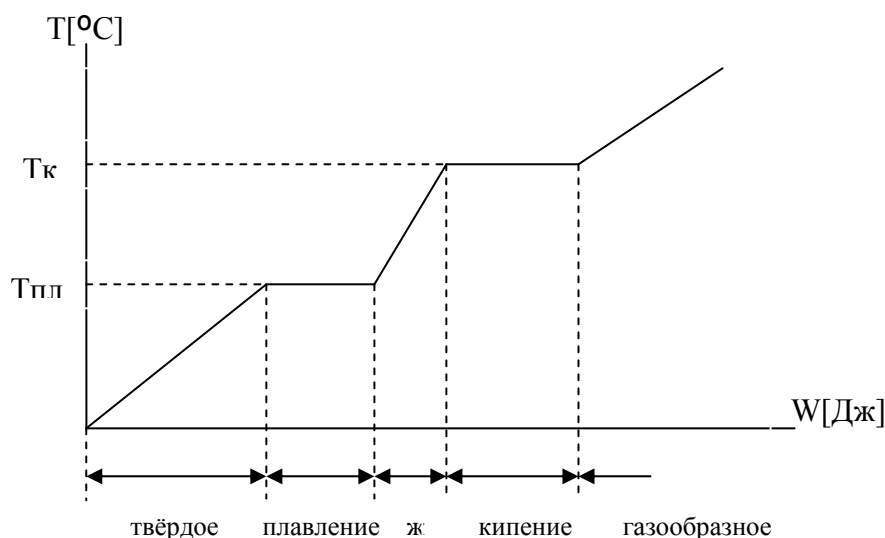


Рис.4.1

Энергия плавления $W_{\text{пл}}$ [Дж] определяется исходя из массы вещества m [кг] и удельной энергии плавления $d[\frac{\text{Дж}}{\text{кг}}]$:

$$W_{\text{пл}} = m \cdot d \quad (4.2).$$

Энергия кипения $W_{\text{к}}$ [Дж] определяется исходя из массы вещества m [кг] и удельной энергии кипения $r[\frac{\text{Дж}}{\text{кг}}]$:

$$W_{\text{к}} = m \cdot r \quad (4.3).$$

Приведённый график на рис.4.1 показывает аккумуляцию тепловой энергии в веществе при нагреве. Охлаждение вещества сопровождается высвобождением накопленной

энергии. Оба процесса всегда присутствуют при передаче тепла в компонентах и системах силовой электроники.

Существуют три процесса передачи тепла : за счёт теплопроводности, конвекции и теплового излучения.

4.1.1. Передача тепловой энергии теплопроводностью.

Пусть имеется твёрдое тело сечением S [м²], длиной l [м] и температурами на границах тела T_1 и T_2 , причём $T_1 > T_2$. При этом тепловой поток идёт от торца тела с температурой T_1 к торцу тела с температурой T_2 . В установившемся режиме тепловой поток на входе W_1 равен выходному тепловому потоку W_2 . В переходном режиме разница входного и выходного тепловых потоков расходуется на изменение температуры тела, то есть $W_1 > W_2$.

Таким образом, в установившемся режиме тепловая энергия проходящая по рассматриваемому телу за время t определяется законом Фурье :

$$W_1 = W_2 = \lambda \cdot \frac{S}{l} \cdot (T_1 - T_2) \cdot t,$$

где λ [$\frac{\text{Вт}}{\text{м} \cdot \text{гр}}$] – теплопроводность тела.

При этом мощность теплового потока, проходящая через тело :

$$P_{[\text{Вт}]} = \lambda \cdot \frac{S}{l} \cdot (T_1 - T_2) \quad (4.4).$$

В расчёте тепловых процессов вводится понятие теплового сопротивления

$$R_T[\text{Вт} / \text{гр}] = \frac{l}{S \cdot \lambda} \quad (4.5).$$

С учётом приведённых определений тепловой напор :

$$T_1 - T_2 = R_T \cdot P \quad (4.6).$$

Величина, обратная тепловому сопротивлению, – тепловая проводимость, которая использована в формуле (4.4).

Обратившись к формуле (4.5), видно, что наблюдается электрическая аналогия с протеканием тока в проводнике. При этом разница температур (тепловой напор) есть аналог приложенного к проводнику напряжения, аналогом тока в проводнике является тепловой поток, а аналогом сопротивления проводника является тепловое сопротивление.

4.1.2. Передача тепловой энергии конвекцией.

Конвективный теплообмен характерен для жидкостей и газов, способных к перемещению в поле тяготения.

Известно, что все вещества с повышением температуры расширяются. Известен, например, начальный объём вещества $V_0[\text{м}^3]$, тогда при повышении температуры на величину $\Delta T[^\circ\text{C}]$ с учётом коэффициента объёмного расширения $\beta[\frac{1}{^\circ\text{C}}]$ вещество приобретает объём $V[\text{м}^3]$:

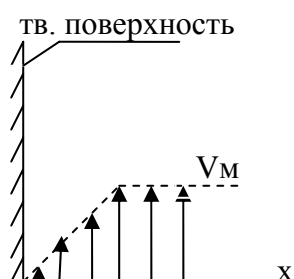
$$V = V_0 \cdot (1 + \beta \cdot \Delta T).$$

Если в справочных данных для вещества имеется коэффициент линейного расширения $\alpha \left[\frac{1}{^\circ\text{C}} \right]$, то коэффициент объемного расширения $\beta = 3 \cdot \alpha$.

Поскольку удельный вес нагретого теплоносителя (газа или жидкости) меньше удельного веса холодного теплоносителя, то в поле тяготения возникает подъёмная сила, действующая на нагретый теплоноситель. Поднимающийся вверх объём нагретого теплоносителя замещается объёмом более холодного теплоносителя. Этот физический процесс получил название конвекции.

Рассмотрим другой физический процесс, который также участвует в конвективном теплообмене. Предположим, имеется поверхность твёрдого тела, вдоль которой движется теплоноситель со скоростью V_m , которая определена подъёмной силой нагретого теплоносителя или внешним устройством, например, вентилятором.

Распределение скорости движения теплоносителя V в зависимости от расстояния X от поверхности показано на рис.4.2. Здесь скорость движения слоя теплоносителя, прилегающего к поверхности равна нулю и с увеличением расстояния от поверхности X скорость теплоносителя равномерно увеличивается до V_m . Рассмотренный процесс



изменения скорости теплоносителя у поверхности определяется наличием поверхностного трения между параллельно движущимися слоями теплоносителя, между теплоносителем и поверхностью.

Сила поверхностного трения :

$$F[H] = \eta \cdot \frac{\Delta V}{\Delta x} \cdot S,$$

где

$S[m^2]$ – поверхность трения слоёв теплоносителя,

$\frac{\Delta V}{\Delta x} [1/c]$ - изменение скорости между слоями,

$\eta [кг / м \cdot с]$ - коэффициент внутреннего трения.

В этом движении теплоносителя вдоль поверхности происходит передача тепла от поверхности к теплоносителю и между слоями теплоносителя за счёт теплопроводности теплоносителя. При этом тепловой поток распространяется ортогонально к поверхности.

При тепловых расчетах используется понятие кинематической вязкости

$$\nu [м^2 / с] = \frac{\eta}{\rho},$$

где $\rho \left[\frac{кг}{м^3} \right]$ – удельный вес теплоносителя.

Для теплоносителя при вычислении тепловых процессов вводится теплофизическая величина теплоносителя – температуропроводность $a [м^2 / с]$:

$$a = \frac{\lambda}{C \cdot \rho},$$

где введённые ранее параметры теплоносителя :

λ – теплопроводность, C – теплоёмкость, ρ – удельный вес.

В общем виде мощность $P[\text{Вт}]$, отдаваемая некоторой твердой поверхностью площадью $S[\text{м}^2]$, в окружающую среду (теплоноситель) при разнице температур между поверхностью и окружающей средой $\Delta T[^\circ\text{C}]$ определяется согласно формуле:

$$P = \alpha \cdot S \cdot \Delta T,$$

где $\alpha[\frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{C}}]$ – коэффициент теплоотдачи, зависящий в частности от

теплофизических параметров теплоносителя.

4.1.3. Передача тепловой энергии теплоизлучением.

Пусть имеется твёрдое тело в виде шара, нагретое до температуры $T[^\circ\text{K}]$, помещённое в среду с температурой абсолютного нуля. Рассматриваемое тело будет излучать электромагнитное инфракрасное излучение с длинами волн $\lambda = 0,7 - 1400 \text{ мкм}$, которые примыкают к видимому свету с длинами волн $\lambda = 0,38 - 0,67 \text{ мкм}$.

Скорость распространения волн инфракрасного излучения имеют значение $3 \cdot 10^8 [\text{м/с}]$, как скорость распространения любого электромагнитного излучения.

Твёрдое тело имеет коэффициентом черноты (коэффициент безразмерный) ϵ , площадью $S[\text{м}^2]$. Коэффициент черноты принимает значение от 0 до 1. $\epsilon = 0$ соответствует абсолютно светлому телу, $\epsilon = 1$ соответствует абсолютно чёрному телу.

В этом случае твёрдое тело излучает тепловую энергию мощностью $P[\text{Вт}]$ согласно закону Стефана - Больцмана:

$$P = C \cdot \epsilon \cdot S \cdot T^4 \quad (4.7),$$

где $C = 5.67 \cdot 10^{-8} [\frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{K}}]$ – коэффициент инфракрасного излучения.

В таблице 4.1 приведены теплофизические параметры веществ при температуре 0°C , часто встречающихся в расчётах тепловых процессов в системах силовой электроники.

Таблица 4.1

вещества	Параметры					
	$\lambda[\frac{\text{Вт}}{\text{м} \cdot ^\circ\text{C}}]$	$C[\frac{\text{Дж}}{\text{кг} \cdot ^\circ\text{C}}]$	$a[\frac{\text{м}^2}{\text{с}}]$	$v[\frac{\text{м}^2}{\text{с}}]$	$\beta[\frac{1}{^\circ\text{C}}]$	$\rho[\frac{\text{кг}}{\text{м}^3}]$
Воздух	0,024	1000	$190 \cdot 10^{-7}$	$13 \cdot 10^{-6}$	$37 \cdot 10^{-4}$	1,25
Трансфор.масло	0,112	1550	$0,76 \cdot 10^{-7}$	$70 \cdot 10^{-6}$	$71 \cdot 10^{-4}$	850
Вода	0,62	4200	$1,5 \cdot 10^{-7}$	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$-0,5 \cdot 10^{-4}$	970
Алюминий	209	880				2700
Медь	385	380	$1125 \cdot 10^{-7}$			9000
Латунь	85	380				8500
Сталь	45	460				7800
вещества	Параметры					
	$\lambda[\frac{\text{Вт}}{\text{м} \cdot ^\circ\text{C}}]$	$C[\frac{\text{Дж}}{\text{кг} \cdot ^\circ\text{C}}]$	$a[\frac{\text{м}^2}{\text{с}}]$	$v[\frac{\text{м}^2}{\text{с}}]$	$\beta[\frac{1}{^\circ\text{C}}]$	$\rho[\frac{\text{кг}}{\text{м}^3}]$
Слюда	0,46					
Полихлорвинил	0,1					
Винипласт						

Фторопласт	0,23					
Стекло	0,74	850				2500
Стеклотекстолит	0,12 – 0,28					1600

Теплофизические параметры обладают температурной зависимостью. Ниже приводятся только те теплофизические параметры, которые зависят от температуры T_c [°C] данного вещества, и для наиболее часто встречающихся охладителей воздуха, воды и трансформаторного масла. В таблице 4.1 параметры, зависящие от температуры для данного вещества, выделены цветом

Для воздуха :

$$\lambda \left[\frac{\text{Вт}}{\text{м} \cdot ^\circ\text{C}} \right] = 0,024 + 8 \cdot 10^{-5} \cdot T_c,$$

$$a \left[\frac{\text{м}^2}{\text{с}} \right] = 190 \cdot 10^{-7} \cdot (1 + 0,007 \cdot T_c), \quad v \left[\frac{\text{м}^2}{\text{с}} \right] = (13 + 0,1 \cdot T_c) \cdot 10^{-6}$$

$$\rho \left[\frac{\text{кг}}{\text{м}^3} \right] = 1,25 - 3,1 \cdot 10^{-3} \cdot T_c$$

Для трансформаторного масла :

$$C \left[\frac{\text{Дж}}{\text{кг} \cdot ^\circ\text{C}} \right] = 1550 + 6 \cdot T_c, \quad a \left[\frac{\text{м}^2}{\text{с}} \right] = 0,76 \cdot 10^{-7} / (1 + 3,8 \cdot 10^{-3} \cdot T_c),$$

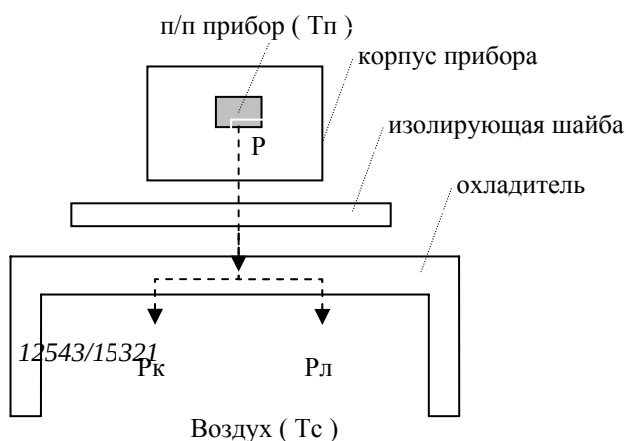
$$v \left[\frac{\text{м}^2}{\text{с}} \right] = 70 \cdot 10^{-6} \cdot e^{-0,035 T_c}.$$

Для воды :

$$v \left[\frac{\text{м}^2}{\text{с}} \right] = 1,8 \cdot 10^{-6} / (1 + 0,05 \cdot T_c),$$

$$\beta \left[\frac{1}{^\circ\text{C}} \right] = (-0,5 + 0,11 \cdot T_c) \cdot 10^{-4} \quad \text{при} \quad 0 \leq T_c \leq 40 ^\circ\text{C},$$

$$\beta \left[\frac{1}{^\circ\text{C}} \right] = [4 + 0,058 \cdot (T_c - 40)] \cdot 10^{-4} \quad \text{при} \quad 40 \leq T_c \leq 120 ^\circ\text{C}.$$



4.2. Тепловая модель полупроводникового прибора с охладителем.

На рис.4.3 показано типовое охлаждение полупроводникового прибора посредством охладителя (радиатора). Тепловая мощность P , выделяющаяся в

полупроводниковом приборе за счёт теплопроводности последовательно передаётся на корпус полупроводникового прибора и через изолирующую шайбу на корпус охладителя. С поверхности корпуса охладителя тепловой поток передаётся в окружающую среду (например, воздух) посредством конвективного теплообмена R_k и лучевым теплообменом R_l (инфракрасным излучением).

В этом случае перепад температуры между полупроводниковым прибором и окружающей средой $(T_p - T_c)[^{\circ}\text{C}]$ определится мощностью, выделяемой в полупроводниковом

Рис.4.3

приборе ($P[\text{Вт}]$) и суммарным тепловым сопротивлением $R_{\Sigma}[^{\circ}\text{C} / \text{Вт}]$ между полупроводниковым прибором и средой (воздухом):

$$T_p - T_c = P \cdot R_{\Sigma}.$$

При этом суммарное тепловое сопротивление:

$$R_{\Sigma} = R_{pk} + R_{ko} + R_o + (R_k \parallel R_l),$$

где R_{pk} – тепловое сопротивление полупроводниковый прибор – корпус,
 R_{ko} – тепловое сопротивление корпус полупроводникового прибора – контактная тепловая площадка охладителя под корпусом полупроводникового прибора,
 R_o – тепловое сопротивление при передаче тепловой мощности от контактной площадки к поверхности охладителя,
 R_k – тепловое сопротивление при передаче тепловой мощности от поверхности охладителя в окружающую среду посредством конвекции,
 R_l – тепловое сопротивление при передаче тепловой мощности от поверхности охладителя в окружающую среду посредством лучеиспускания.

Поскольку тепловые каналы конвекции и лучевой параллельны, то и общее тепловое сопротивление – рассчитывается, как параллельное сопротивление составляющих тепловых сопротивлений.

Составляющая суммарного теплового сопротивления R_{pk} задаётся справочными данными на прибор, остальные составляющие подлежат расчёту

Следует отметить, что наибольшим тепловым сопротивлением обладает составляющая $(R_k \parallel R_l)$. При этом наибольшую трудность расчёта представляет расчёт теплового сопротивления конвекционного теплообмена R_k .

4.2.1. Тепловое сопротивление корпус прибора – охладитель (R_{ko}).

Рассмотрим тепловое сопротивление R_{ko} без изолирующей шайбы. В этом случае величина теплового сопротивления определится качеством поверхностей корпуса прибора и охладителя, которое определяется их параллельностью, чистотой поверхностей и прижимным усилием поверхностей друг к другу. Чистота поверхностей должна быть выполнена по 5 – 6 классу, которые соответствует неровностям поверхностей от 1,5 мкм до 6 мкм. Прижимное усилие должно составлять 40 – 100 [кг / см²]. Дальнейшее увеличение прижимного усилия не приводит к заметному понижению теплового сопротивления. При выполнении этих требований перепад температур на тепловом сопротивлении R_{ko} может составить 1 – 10 [$^{\circ}\text{C}$].

Например, тепловое сопротивление между поверхностями медь – медь площадью 10 см² при стандартном прижимном усилии составляет 0,02 [$^{\circ}\text{C} / \text{Вт}$]. Приведённое тепловое сопротивление R_{ko} соответствует приблизительно полупроводниковому прибору, с мощностью выделения в нём 100 Вт. Тогда перепад температур на переходном сопротивлении R_{ko} составит $\Delta T = 0,02 \cdot 100 = 2^{\circ}\text{C}$.

Способом уменьшения переходного сопротивления $R_{ко}$ является применение контактных паст, заполняющие воздушные промежутки между контактируемыми поверхностями и повышающие таким образом теплопроводность между поверхностями. В качестве контактных паст используются: бериллиевая паста и полиметилсилоксановая жидкость с вязкостью 200 – 1000 сСт. Установлено, что их применение снижает $R_{ко}$ в 1,5 – 2 раза.

Изолирующая шайба применяется в случае установки нескольких полупроводниковых приборов на общий охладитель для гальванической развязки между ними. Это приводит к значительному повышению теплового сопротивления $R_{ко}$, поскольку в $R_{ко}$ войдет тепловое сопротивление изолирующей шайбы. В качестве изолирующей шайбы применяются материалы: слюда, керамика, фторопласт и другие высокотемпературные синтетические плёнки.

Например, шайба из слюды толщиной 0,1 мм, площадью 10 см², с учётом теплопроводности слюды $\lambda = 0,46 [Вт / м \cdot ^\circ C]$ и потока мощности 100 Вт, как и предыдущем примере, обусловит перепад температур на тепловом сопротивлении изолирующей шайбы 20 $^\circ C$. Это означает увеличение общего теплового сопротивления $R_{ко}$ почти на порядок.

4.2.2. Тепловое сопротивление тела охладителя (R_o).

Передача тепловой мощности от контактной площадки охладителя, находящейся под полупроводниковым прибором, к поверхности охладителя происходит за счёт теплопроводности материала охладителя. Поскольку в качестве материала охладителя используется медь или чаще всего алюминиевый сплав силумин, обладающие высокой теплопроводностью, то перепад температур между контактной площадкой и поверхностью охладителя составляет (1 – 3) $^\circ C$. Это означает, что составляющей R_o в общем, тепловом сопротивлении R_{Σ} , как правило, можно пренебречь.

4.3. Особенности конвективного теплообмена.

Особенностью конвективного теплообмена является движение теплоносителя относительно охлаждаемой поверхности. Движение теплоносителя может быть вынужденным или естественным. По этому признаку различают: вынужденное охлаждение или естественное охлаждение. В первом случае скорость движения теплоносителя определяет внешнее устройство, например, вентилятор, во втором случае движение теплоносителя определяет физический процесс – конвекция.

Независимо от источника движения теплоносителя характер движения теплоносителя относительно охлаждаемой поверхности может быть ламинарным или турбулентным.

При ламинарном потоке все слои теплоносителя движутся параллельно поверхности. В этом случае передача тепловой энергии от поверхности в толщу теплоносителя происходит за счёт теплопроводности вещества теплоносителя.

При турбулентном потоке движение теплоносителя вдоль поверхности имеет две составляющие. Основная составляющая движения направлена вдоль поверхности, другая составляющая – ортогонально поверхности. То есть, движение теплоносителя имеет вихревой характер. В этом случае эффективность теплоотдачи возрастает, поскольку передача тепловой энергии в толщу теплоносителя осуществляется более эффективным способом – массопереносом. То есть, передача тепловой энергии в прилегающие слои теплоносителя происходит теплопроводностью, а толщу теплоносителя – массопереносом.

Также различают движение теплоносителя в неограниченном объёме и в канале.

Под каналом принято движение теплоносителя между двумя параллельными охлаждаемыми поверхностями. Скорость движения теплоносителя в канале замедляется за счёт кинематической вязкости теплоносителя со стенками канала и между слоями теплоносителя, которые имеют различную скорость движения. Случай неограниченного

объёма соответствует наличию только одной охлаждаемой поверхности. К этому случаю примыкает и движение в канале, но при условии, что поверхности находятся на достаточном расстоянии друг от друга, при котором одна поверхность не оказывает существенного влияния на характер и скорость движения теплоносителя возле противоположной поверхности.

4.4. Теория подобия в конвективном теплообмене.

Известно уравнение конвективного теплообмена:

$$P = \alpha_k \cdot S \cdot \Delta T \quad (4.8),$$

где $P[\text{Вт}]$ – тепловая мощность,

$\alpha[\frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{C}}]$ – коэффициент теплоотдачи,

$S[\text{м}^2]$ – площадь охлаждаемой поверхности,

$\Delta T[^\circ\text{C}]$ – тепловой напор, как разница температуры поверхности охладителя и теплоносителя (окружающая среда).

Отсюда тепловое сопротивление конвективного теплообмена:

$$R_k = 1 / \alpha_k \cdot S.$$

Таким образом, ставится задача определения коэффициента теплоотдачи, который зависит от теплофизических параметров теплоносителя и вида движения теплоносителя около поверхности охлаждения и формы охладителя.

$\alpha_k(g, \beta, \nu, a, T_o, T_c, \lambda, C, \Phi)$ – коэффициент теплоотдачи, как функция ускорения свободного падения g , теплофизических параметров теплоносителя ($\beta, \nu, a, \lambda, C$), температуры охладителя T_o и теплоносителя T_c , а также формы Φ охладителя.

Для определения коэффициента теплоотдачи требуется решение системы дифференциальных уравнений. Альтернативным путём определения коэффициента теплоотдачи является применение теории подобия.

В теории подобия вводятся 4 безразмерных чисел: число Рейнольдса – Re , число Прандтля – Pr , число Грасгофа – Gr , число Нуссельта – Nu и две определяющие величины: определяющая температура $T_{оп}[^\circ\text{C}]$ и определяющий размер $l_{оп}[\text{м}]$.

Коэффициент теплоотдачи определяется числом Нуссельта, теплопроводностью теплоносителя $\lambda[\text{Вт} / \text{м} \cdot ^\circ\text{C}]$ и определяющим размером охладителя $l_{оп}[\text{м}]$:

$$\alpha_k = Nu \cdot \lambda / l_{оп} \quad (4.8).$$

В свою очередь число Нуссельта определяется остальными безразмерными числами Прандтля, Грасгофа и Рейнольдса:

$$Nu = D \cdot Re^k \cdot Pr^m \cdot Gr^n \quad (4.9),$$

где безразмерные коэффициенты D, k, m, n определяются конкретными условиями теплоотдачи, которые рассмотрены ниже.

Из формулы (4.8) следует, что теплоотдача с поверхности охладителя увеличивается с увеличением коэффициента теплопроводности теплоносителя. Это объясняется более интенсивной передачей тепла в прилегающие к поверхности слои теплоносителя. Уменьшение теплоотдачи с увеличением определяющего размера объясняется тем, что в качестве определяющего размера охладителя выступает длина охладителя вдоль движения потока теплоносителя. В этом случае при движении потока теплоносителя вдоль охлаждаемой поверхности теплоноситель нагревается и поэтому теплообмен в зоне выхода теплоносителя за охлаждаемую поверхность уменьшается.

Число Рейнольдса Re определяется для условия вынужденного охлаждения, когда скорость движения теплоносителя задаёт внешнее устройство (вентилятор):

$$Re = \frac{V}{\nu} \cdot l_{оп} \quad (4.10).$$

С увеличением числа Рейнольдса увеличивается теплоотдача. С увеличением скорости движения теплоносителя V теплоноситель нагревается меньше, тепловой напор увеличивается, следовательно, увеличивается теплопередача. К этому приводит увеличение длины охлаждаемой поверхности, то есть $l_{оп}$. Увеличение вязкости теплоносителя замедляет движение теплоносителя вдоль охлаждаемой поверхности и, следовательно, уменьшает теплоотдачу.

Число Грасгофа Gr определяется для условия естественного охлаждения:

$$Gr = g \cdot b \cdot l_{оп}^3 \cdot (T_o - T_c) / \nu^2 \quad (4.11),$$

где $g = 9,8 \text{ [м / с}^2 \text{]} - \text{ускорение свободного падения.}$

С увеличением числа Грасгофа увеличивается теплоотдача. Произведение $g \cdot b$ определяет подъёмную силу нагретого теплоносителя и, следовательно, скорость движения теплоносителя относительно поверхности охлаждения. Это приводит к увеличению теплоотдачи. Напротив, кинематическая вязкость ограничивает скорость движения теплоносителя в прилегающих к охладителю слоях и уменьшает эффект теплоотдачи.

Число Прандтля Pr определяется для условий естественного и вынужденного охлаждения:

$$Pr = \nu / a = C \rho \nu / \lambda \quad (4.12).$$

С увеличением числа Прандтля увеличивается теплоотдача. Число Прандтля увеличивается с увеличением теплоёмкости единицы объёма теплоносителя $C \rho$.

4.3. Естественное охлаждение в неограниченном объёме.

В рассматриваемом случае определяющая температура – температура среды (теплоносителя) $T_{оп} = T_c$.

Рассмотрим определяющий размер в часто встречающихся случаях: плоскость и цилиндр, которые установлены в горизонтальном или в вертикальном положении по отношению к поверхности земли. Определяющие размеры $l_{оп}$ и движение теплоносителя V приведены на рис. 4.4. В качестве определяющего размера на рис.4.4,б следует принимать наименьшую сторону прямоугольника поверхности, а на рис.4.4,г – диаметр цилиндра.

Определение числа Нуссельта зависит от характера потока теплоносителя: ламинарный, переходной и турбулентный потоки.

Условие ламинарного потока - $Gr \cdot Pr \leq 500$.

При этом число Нуссельта:

$$Nu = 1.18 \cdot (Gr \cdot Pr)^{0.125} \quad (4.13).$$

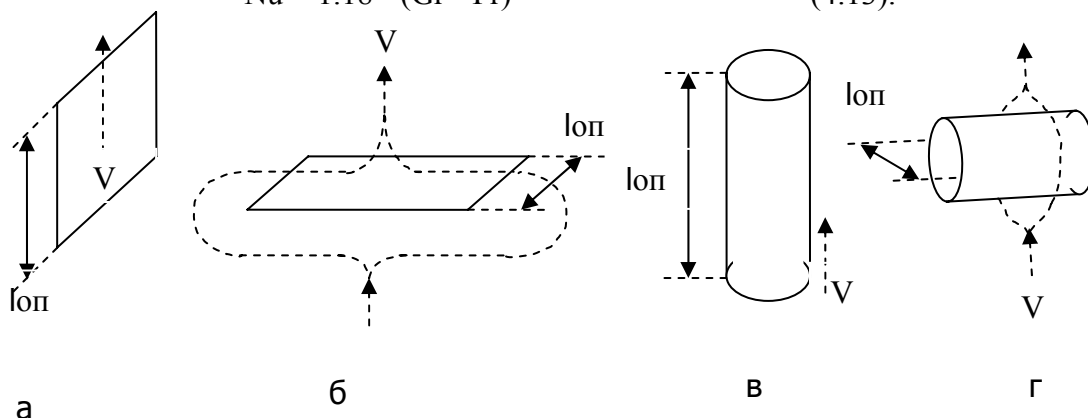


Рис.4.4

Условие переходного режима потока - $500 \leq Gr \cdot Pr \leq 2 \cdot 10^7$.
 При этом число Нуссельта:

$$Nu = 0,54 \cdot (Gr \cdot Pr)^{0.25} \quad (4.14).$$

Условие турбулентного потока - $500 \leq Gr \cdot Pr \leq 2 \cdot 10^7$.
 При этом число Нуссельта:

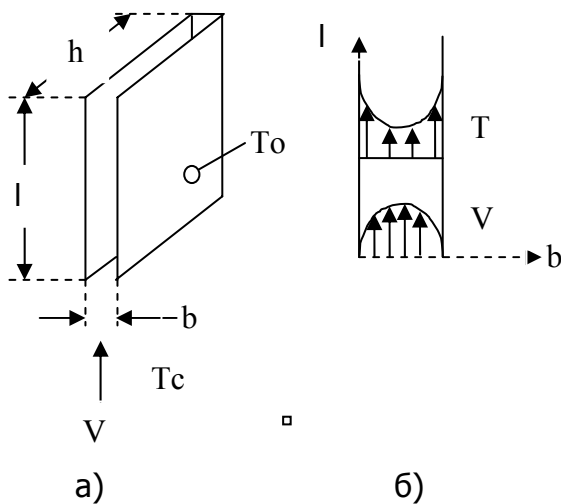
$$Nu = 0,135 \cdot (Gr \cdot Pr)^{0.33} \quad (4.15).$$

Из определения числа Нуссельта следует определение коэффициента теплоотдачи:

$$\alpha_k = Nu \cdot \frac{\lambda}{l_{оп}} \quad (4.16).$$

4.4. Естественное охлаждение в плоскопараллельном канале.

На рис.4.5 приведена геометрия канала, расположенного вертикально относительно поверхности земли. Дальняя стенка канала представляет собой основание охладителя, к которому крепятся рёбра охладителя. На приведённом рисунке 4.5,а показаны для упрощения только два ребра охладителя высотой h , длиной l которые образуют канал



шириной b . Движение теплоносителя происходит по длине канала. При этом изменение скорости движения V и температуры T теплоносителя по ширине канала показано на рис.4.5,б. Изменение скорости движения теплоносителя определяется его кинематической вязкостью, а изменение температуры – направлением теплового потока от рёбер вглубь теплоносителя. Также на рисунке 4.5,а обозначены температуры рёбер охладителя T_o и окружающей среды T_c (теплоносителя).

В рассматриваемом случае за определяющий размер принимается ширина канала $l_{оп} = b$, а за определяющую температуру принята

Рис.4.5

температура охладителя $T_{оп} = T_o$ для всех теплофизических параметров, за исключением коэффициента объёмного расширения β , для которого определяющей температурой принимается температура среды $T_{оп} = T_c$.

Определение числа Нуссельта для канала производится по формуле:

$$Nu = \frac{M}{24} \cdot \left[1 - e^{-\left(\frac{34.6}{M}\right)^{0.75}} \right] \quad (4.17),$$

где $M = Gr \cdot Pr \cdot \frac{b}{l}$.

При $M > 150$ расчёт числа Нуссельта можно проводить по приближённой формуле с погрешностью менее 15%:

$$Nu = 0,6 \cdot M^{0.25}$$

Определение числа Нуссельта позволяет определить коэффициент теплоотдачи:

$$\alpha_k = Nu \cdot \frac{\lambda}{b} \quad (4.18).$$

На рис.4.6 приведены зависимости числа Нуссельта, определённые по формуле (4.17) – Nu и по приближённой формуле (4.18) – Nu пр.

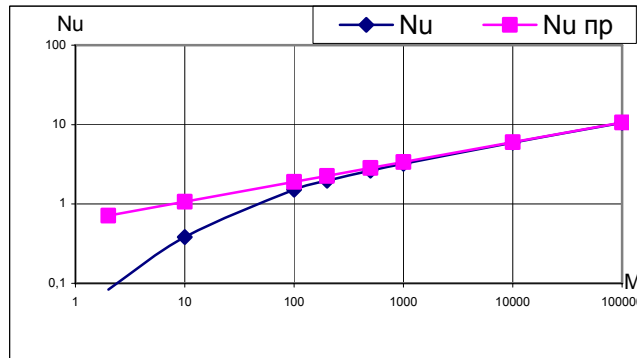


Рис.4.6

Следует отметить, что коэффициент M в формуле (4.17) пропорционален b^4 , что приводит к резкому уменьшению теплоотдачи с понижением ширины канала. С учётом приведённого замечания рассмотрим эффективность охладителя, которая пропорциональна площади охладителя и коэффициенту теплоотдачи. Предположим, что на основании охладителя имеется некоторое начальное число рёбер. При стремлении увеличить площадь охладителя за счёт оребрения при неизменном размере основания охладителя приходится уменьшать расстояние между рёбрами и, следовательно, происходит уменьшение коэффициента теплоотдачи.

Таким образом, для принятого размера основания охладителя существует оптимальное число рёбер, соответствующее наибольшей теплоотдачи.

Следует также отметить, что с увеличением ширины канала коэффициент теплоотдачи стремится к коэффициенту теплоотдачи в неограниченном объёме.

4.5. Вынужденное охлаждение в неограниченном объёме.

При вынужденном охлаждении расчёт числа Нуссельта и коэффициента теплоотдачи производят различным способом для неограниченного объёма и для канала.

В обоих случаях различают расчёт при ламинарном и турбулентном движении теплоносителя вдоль поверхности охлаждения.

При движении теплоносителя вдоль охлаждающей поверхности в неограниченном объёме за определяющую температуру, чтобы провести расчёт теплофизических параметров теплоносителя, принимается температура окружающей среды, то есть теплоносителя: $T_{оп} = T_c$, а за определяющую длину – длина поверхности охладителя вдоль движения теплоносителя $l_{оп} = l$. Примем температуру поверхности охладителя равной T_o .

Условие ламинарного потока при вынужденном охлаждении в неограниченном объёме определяется по величине числа Рейнольдса: $Re \leq 4 \cdot 10^4$.

Тогда значение числа Нуссельта для ламинарного потока:

$$Nu = 0,66 \cdot Re^{0,5} \cdot Pr^{0,43} \cdot \left[\frac{Pr}{Pr(o)} \right]^{0,25} \quad (4.19).$$

Здесь числа Прандтля без индекса Pr определены для определяющей температуры, то есть температуры среды T_c , а число Прандтля с индексом $Pr(o)$ определяется для температуры поверхности охладителя T_o .

Поскольку для воздуха число Прандтля мало зависит от температуры $Pr \approx Pr(o)$, определение числа Нуссельта упрощается:

$$Nu = 0,57 \cdot Re^{0.5} \quad (4.20).$$

Определение числа Рейнольдса проводится по формуле (4.10).

Тогда коэффициент теплоотдачи:

$$\alpha_k = Nu \cdot \frac{\lambda}{l} \quad (4.21).$$

Значение числа Нуссельта в общем случае для турбулентного потока $Re > 4 \cdot 10^4$:

$$Nu = 0,37 \cdot Re^{0.8} \cdot Pr^{0.43} \cdot \left[\frac{Pr}{Pr(o)} \right]^{0.25} \quad (4.22).$$

В частном случае для воздуха:

$$Nu = 0,32 \cdot Re^{0.8} \quad (4.23).$$

4.6. Вынужденное охлаждение в плоском канале.

При вынужденном охлаждении в плоском канале за определяющий размер приняты ширина канала b и длина поверхности вдоль движения теплоносителя l . В этой связи число Рейнольдса Re в приведённых ниже формулах имеют индекс b или l , которые означают, при каком определяющем размере проводятся его вычисления.

За определяющую температуру в данном случае принимается температура окружающей среды $T_{оп} = T_c$, то есть температура теплоносителя на входе в канал. Исключение составляет определение числа Прандтля при температуре охладителя. В этом случае число Прандтля указывается с индексом $Pr(o)$.

Интенсивность охлаждения также будет зависеть от характера потока: ламинарный или турбулентный.

Движение теплоносителя будет ламинарным при условии:

$$200 \leq Re \leq 10^5.$$

В этом случае число Нуссельта:

$$Nu = 1,35 \cdot \left[\frac{l}{b \cdot Re(b)} \right]^{0.1} \cdot Re(l)^{0.5} \cdot Pr^{0.33} \cdot \left[\frac{Pr}{Pr(o)} \right]^{0.25} \quad (4.24).$$

Для воздуха число Нуссельта:

$$Nu = 1,23 \cdot \left[\frac{l}{b \cdot Re(b)} \right]^{0.1} \cdot Re(l)^{0.5} \quad (4.25).$$

Критерием турбулентного потока является значение $Re(l) \leq 10^5$, тогда в общем случае число Нуссельта:

$$Nu = 0,037 \cdot \left[\frac{l}{b \cdot Re(b)} \right]^{0.1} \cdot Re(l)^{0.8} \cdot Pr^{0.33} \cdot \left[\frac{Pr}{Pr(o)} \right]^{0.25} \quad (4.26).$$

В частном случае для воздуха:

$$Nu = 0,033 \cdot \left[\frac{l}{b \cdot Re(b)} \right]^{0,1} \cdot Re(l)^{0,8} \quad (4.27).$$

4.7. Теплообмен излучением.

Предположим (см. рис.4.7), имеется твёрдое тело, например, охладитель, с площадью поверхности S_1 , чернотой поверхности ϵ_1 и температурой T_o . Это тело находится внутри поверхности с площадью S_2 , чернотой поверхности ϵ_2 и температурой T_c , температурой окружающей среды.

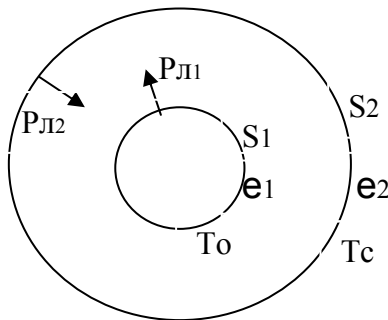


Рис.4.7.

Поверхность твёрдого тела излучает тепло $P_{Л1}$, окружающая поверхность излучает тепло $P_{Л2}$. То есть, имеет место обмен энергией излучения между двумя поверхностями. При условии $T_o = T_c$, $P_{из1} = P_{из2}$ и охлаждение поверхности S_1 за счёт теплового излучения не происходит.

В общем случае мощность излучения с поверхности S_1 определяется законом Стефана-Больцмана:

$$P_L = C \cdot \epsilon_{12} \cdot S_1 \cdot (T_1^4 - T_2^4) \quad (4.28),$$

где $C = 5.67 \cdot 10^{-8} \left[\frac{Вт}{м^2 \cdot ^\circ K} \right]$ – коэффициент теплового излучения,

$$\epsilon_{12} = \frac{1}{\frac{1}{\epsilon_1} + \left(\frac{1}{\epsilon_2} - 1 \right) \cdot \frac{S_1}{S_2}} - \text{приведённая степень черноты,}$$

T_1, T_2 – температура поверхностей в $[^\circ K]$.

При $S_2 \gg S_1$ имеем случай неограниченного пространства и $\epsilon_{12} = \epsilon_1$.

При $\epsilon_2 \approx 0$, $\epsilon_{12} \approx 0$. Это означает абсолютно светлую, зеркальную поверхность S_2 , при которой тепловое излучение поверхности S_1 полностью отражается от поверхности S_2 и, следовательно, результирующее тепловое излучение с поверхности S_1 отсутствует.

При $\epsilon_2 = 1$ – абсолютно чёрная поверхность S_2 , $\epsilon_{12} = \epsilon_1$. В этом случае обе поверхности излучают и поглощают тепловое излучение, а результат обмена энергией излучения определяется разностью температур обеих поверхностей.

При $\epsilon_1 \approx 0$ – абсолютно светлая поверхность S_1 , поверхность S_1 не излучает тепло и не поглощает его.

Имеется возможность формулу лучевого теплообмена привести к форме конвективного теплообмена, для этого преобразуем формулу (4.26):

$$P_L = \alpha_L \cdot S_o \cdot (T_o - T_c) \quad (4.29),$$

$$\text{где } \alpha_L = \frac{C \cdot (T_o^4 - T_c^4)}{T_o - T_c} \cdot \epsilon_{12} \quad (4.30).$$

В области температур $0 - 100^\circ C$ формулу (4.28) можно линейно аппроксимировать следующим образом:

$$\alpha_L = \epsilon_1 \cdot (5 [Вт / м^2 \cdot ^\circ C] + 0,03 [Вт / м^2 \cdot ^\circ C^2] \cdot (T_o - T_c) [^\circ C]).$$

Отметим определение расчётной поверхности охладителя S_o при лучевом теплообмене. Эта поверхность отличается от величины поверхности охладителя при конвективном теплообмене. Следует иметь ввиду, что тепловое излучение ортогонально к поверхности, поэтому сложную поверхность приводят к поверхности, охватывающую эту сложную поверхность, как показано на рис. 4.8.

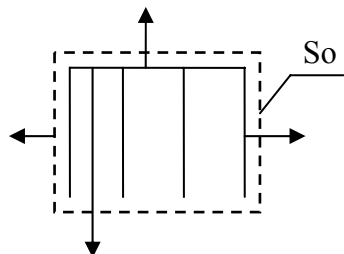


Рис.4.8.

4.8. Вентиляторы в системе охлаждения.

В системе вынужденного охлаждения несколько охладителей образуют канал площадью S_k для движения теплоносителя в канале со скоростью V , как показано на рис.4.9. Скорость движения теплоносителя в канале определяется воздушным напором ($P_v - P_c$) и сопротивлением канала движению теплоносителя.

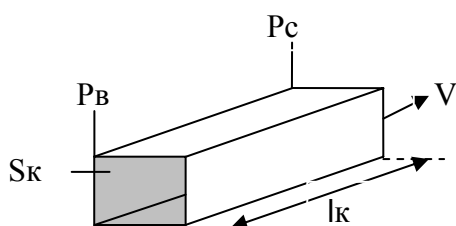


Рис.4.9.

$$P_v - P_c = \frac{f \cdot l_k \cdot \rho \cdot V^2}{2 \cdot d_{\text{э}} \cdot g}$$

Давление на входе канала P_v создаёт вентилятор, давление на выходе канала P_c определяется давлением окружающей среды.

f [м / с²] – коэффициент трения теплоносителя о поверхность канала,

l_k [м] – длина канала, ρ [кг / м³] – удельный вес теплоносителя, V [м / с] – скорость движения теплоносителя в канале, $d_{\text{э}}$ [м] – эквивалентный диаметр канала, g [м / с²] – ускорение свободного падения.

$d_{\text{э}}$ равен диаметру канала, если сечение канала круг, в случае прямоугольного сечения канала, как показано на рис.4.9 $d_{\text{э}} = 4 \cdot \frac{S}{\Pi}$, где S – площадь сечения канала, Π – периметр сечения канала.

f – коэффициент трения определяется, как: $f = \frac{64}{\text{Re}(l_k)}$, если движение

теплоносителя имеет ламинарный характер, а это выполняется при соблюдении условия $\text{Re}(l_k) \leq 2000$.

Рассмотрим необходимую мощность вентилятора для обеспечения скорости движения теплоносителя V .

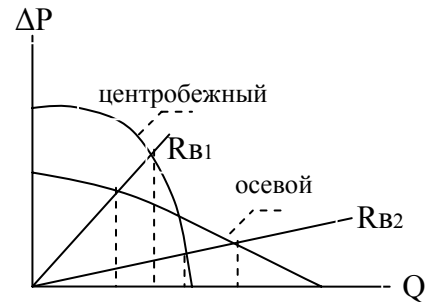
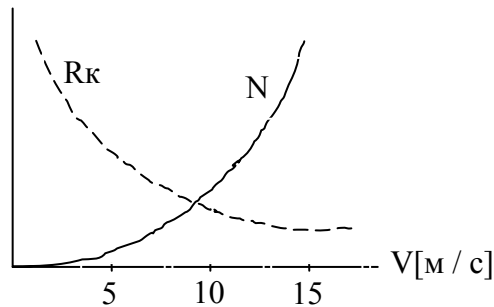
В общем случае мощность двигателя N пропорциональна произведению момента на валу двигателя M и скорости вращения вала n : $N \equiv M \cdot n$.

При вентиляторной нагрузке момент на валу двигателя пропорционален создаваемому давлению ($P_k - P_c$), а это давление пропорционально квадрату скорости вращения вала и, следовательно, $N \equiv n^3$.

В первом приближении можно принять скорость движения теплоносителя V пропорциональной скорости вращения вала. Из этого следует: $N \equiv V^3$.

С другой стороны известно, что конвективное тепловое сопротивление охладителя R_k при вынужденном охлаждении интенсивно уменьшается до значений скоростей $V = 5 - 10$ [м / с], а с дальнейшим повышением скорости движения теплоносителя интенсивность снижения R_k заметно падает.

На рис 4.10 представлены характер изменения мощности двигателя вентилятора



ротивления R_k в зависимости от скорости

движения теплоносителя.

В этой связи оптимальное использование вентилятора находится в зоне скоростей потока теплоносителя $5 - 10$ [м / с], а дальнейшее повышение скорости потока приводит к значительному повышению мощности двигателя и понижению эффективности вентиляторной системы.

В системах охлаждения используются два типа вентиляторов: центробежный и осевой. В центробежном вентиляторе движение потока происходит вдоль оси вращения лопастей. В центробежном вентиляторе поток поступает по оси вращения лопастей вентилятора, а выходит по касательной к оси вращения. На рис.4.11. приведены типовые характеристики вентиляторов одинаковой мощности указанных двух видов. Здесь

ΔP [Н / м²] = ($P_v - P_c$) – давление, создаваемое вентилятором, Q [м³ / с] – перемещаемый объем теплоносителя в единицу времени. Также приведены две характеристики сопротивления $R_{v1} > R_{v2}$ канала, по которому происходит движения теплоносителя.

Анализ этих характеристик позволяет оценить области использования рассматриваемых типов вентиляторов. Центробежный вентилятор применяется в каналах повышенного сопротивления, поскольку по перемещаемому объему воздуха имеет преимущество перед вентилятором осевого типа. С уменьшением сопротивления канала целесообразнее использование вентилятора осевого типа.

ис.1
0

ис.1
0
N и
теп
лов
ого
соп

P

5. Защитная и коммутационная аппаратура в системах силовой электроники.

В данном разделе рассматриваются автоматические выключатели (АВ), контакторы, пускатели, промежуточные реле и плавкие предохранители.

АВ предназначены для защиты электрических цепей от токов перегрузки и токов короткого замыкания.

Токи перегрузки превышают номинальный ток на 5 – 200%, срабатывание защиты происходит с выдержкой времени, которая уменьшается с увеличением тока перегрузки.

Токи короткого замыкания превышают номинальный ток в 5 и более раз, при этом защита срабатывает без выдержки времени, а время срабатывания защиты определяется инерционностью механизма отключения АВ.

АВ – сложное устройство, элементы которого частью входят в остальные, рассматриваемые устройства в этом разделе устройства.

АВ не предназначен для частых включений и выключений, поэтому число срабатываний за срок службы на 1 – 2 порядка меньше, чем у остальных коммутируемых устройств. АВ предназначены для защиты цепей на токи от единиц ампер до 1000А и на напряжения 100 – 1000В.

Контакторы предназначены для коммутации электрических цепей при токах, не превышающих номинальные, допустимое число коммутаций в час составляет несколько десятков. Контакторы предназначены для электрических цепей малой и средней мощности 1 – 100кВт и на токи 10 – 200А.

Пускатели предназначены для коммутации силовых цепей асинхронных двигателей, рассчитаны на средние токи и мощности и число коммутаций в час, как у контакторов. При этом пускатели допускают токи включения в 5 – 10 раз превышающие номинальный ток, тогда как выключение пускателя допустимо под током не превышающий номинальный ток.

Промежуточные реле применяются в цепях малой мощности, на токи менее 5А и напряжения до 380В.

Основными элементами АВ являются:

1. Силовые контакты,
2. Дугогасительная камера,
3. Электромеханический или ручной привод,
4. Расцепители.

Для всех контакторов и пускателей характерны элементы 1) и 3) из устройства АВ, а для мощных контакторов и пускателей добавляется элемент 2).

Ниже рассматриваются физические процессы в коммутационной аппаратуре.

5.1 Коммутирующие силовые контакты.

Коммутирующие силовые контакты имеют два рабочих состояния: замкнутое и разомкнутое. В разомкнутом состоянии контакты должны выдерживать приложенное напряжение без пробоя (электрическая прочность изоляции воздуха 3[кВ / мм]). В замкнутом состоянии протекающий ток и сопротивление контакта должны обеспечить перегрев медных контактов не более 60 °С, для серебряных контактов допустимый перегрев 200 °С. Разница в допустимом перегреве контактов обуславливается стойкостью контактов к окислению.

5.1.1. Замкнутое состояние контактов.

Сопротивление замкнутого контакта R_k содержит две составляющие: сопротивление стягивания $R_{ст}$ и сопротивление плёнки окисла на поверхности контакта $R_{пл}$. Как правило, основным сопротивлением является сопротивление стягивания, а сопротивление окисной плёнки удаляется механическим путём при замыкании контактов.

Физика сопротивления стягивания поясняется рис.5.1. Контакты имеют

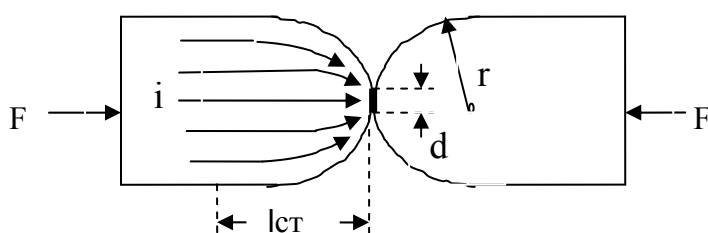


Рис.5.1.

сферическую форму поверхности с радиусом r и прижаты с силой F . При этом возникает упругая деформация поверхностей и образуется контактная площадка с диаметром d , пропорциональным

прижимному усилию:

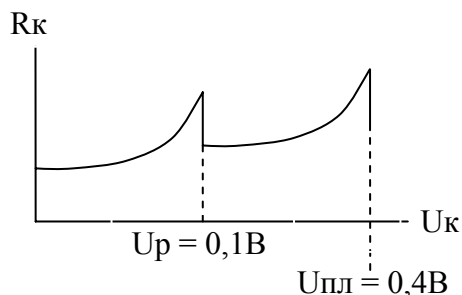
$$d \equiv F^{0.33}.$$

Линии элементарных токов i стягиваются к контактной площадке в области длины стягивания $l_{ст} \approx 1,5 r$. Увеличение плотности тока определяет сопротивление стягивания равное:

$$R_{ст} = \frac{\rho}{d} \approx \frac{\rho}{F^{0.33}},$$

где ρ – удельное сопротивление материала контакта.

С увеличением тока через контакт, увеличивается падение напряжение на контакте U_k и выделяемая на контакте мощность, и, как следствие, растёт температура контакта и удельное сопротивление материала контакта, что приводит к увеличению сопротивления



контакта R_k . На рис.5.2 приведена зависимость U_k (R_k). При достижении напряжения $U_k = 0,1В$ происходит размягчение контакта (пластическая деформация), приводящее к увеличению диаметра контактной площадки d и к уменьшению сопротивления контакта R_k . Дальнейшее увеличение тока через контакт приводит к ещё большему разогреву контакта и к повторному увеличению сопротивления

Рис.5.2.

контакта. При достижении напряжения контакта $0,4В$ происходит плавление контакта, понижение сопротивление контакта и его сваривание, в результате чего размыкание контакта становится невозможным.

В этой связи допустимое напряжение на контакте устанавливается ниже порога размягчения: $U_{к.доп} = 0,5 - 0,8 U_p$, что составляет $0,05 - 0,08В$.

В процессе замыкания контактов происходит "дребезг" контактов (повторное размыкание и замыкание) за счёт упругости контактной поверхности и массы контактов. Это приводит к возникновению электрической дуги между контактами и их изнашиванию. Для устранения "дребезга" применяют вспомогательную пружину, которая препятствует отскакиванию контактов.

5.1.2. Разомкнутое состояние контактов.

В процессе размыкания контактов возникает электрическая дуга, которая приводит к нагреву поверхности контактов и появлению расплавленных микрочастиц материала контактов. Это приводит к износу контактов.

Если перемещение электрической дуги по контактам мало, появляется большее число расплавленных микрочастиц и повышается износ контактов. Если перемещение электрической дуги по контактам велико, то число расплавленных микрочастиц меньше, но они выносятся электрической дугой за поверхность контактов и их износ возрастает.

Таким образом, существует оптимальная скорость перемещения дуги по контактам, при которой износ контактов минимальный. Но в любом случае износ контактов пропорционален $(I_k)^2$ - квадрату тока через контакты.

5.2. Электродинамические усилия (ЭДУ) в электромагнитных цепях.

ЭДУ определяют принцип действия электромагнитов с подвижным якорем, усилия между проводами с током, между витками катушек, принцип перемещения и растягивание дуги.

Рассмотрим два известных метода определения ЭДУ

Первый метод (см. рис.5.3) – сила взаимодействия $F[H]$ поля с магнитной индукцией $B[Tл]$ на проводник с током $I[A]$ и длиной $l[m]$:

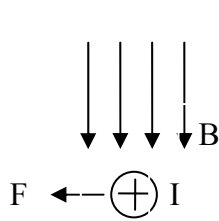


Рис.5.3.

$$F = B \cdot I \cdot l.$$

При этом направление силы взаимодействия определяется правилом "левой руки".

Второй метод определения ЭДУ $F[H]$ производится, как изменение энергии магнитной системы $W[Дж]$ при изменении геометрии магнитной системы, например, изменение линейного размера $x[м]$:

$$F = \frac{dW}{dx}.$$

5.2.1. Электродинамическое усилие (ЭДУ), действующее на перемычку с током.

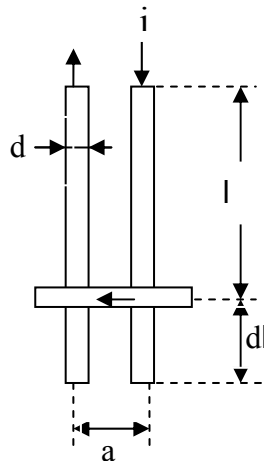


Рис.5.4.

$W = L \cdot i^2 / 2$, сила, действующая на перемычку $F[H]$:

$$F = \frac{dW}{dl} = \mu_0 \cdot \frac{i^2}{2} \cdot \frac{L_n \frac{2a}{d}}{\pi}.$$

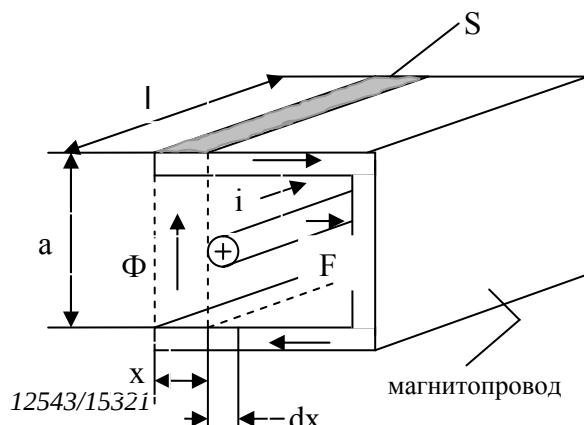
На рис.5.4 изображены два параллельных неподвижных проводника с током и подвижная перемычка, замыкающая эти проводники. Диаметр проводников – $d[м]$, расстояние между ними – $a[м]$, расстояние от начала двухпроводной линии до перемычки $l[м]$, возможное перемещение перемычки $dl[м]$, сила, действующая на перемычку – $F[H]$.

Индуктивность двухпроводной линии

$$L[Гн] = \mu_0 \cdot l \cdot \frac{L_n \frac{2a}{d}}{\pi}, \text{ энергия в системе}$$

5.2.2. Электродинамическое усилие (ЭДУ), действующее на проводник с током в разомкнутом магнитопроводе.

На рис.5.5 представлен разомкнутый магнитопровод, в который помещён проводник с током i . На проводник с током действует сила F , направленная внутрь магнитопровода. Действительно, поток Φ замыкается по магнитопроводу и воздушному промежутку длиной a и площадью $S = l \cdot x$. В общем магнитном сопротивлении системы определяющим является магнитное сопротивление воздушного зазора:



$$R_v = \frac{a}{\mu_0 \cdot l \cdot x}. \text{ Индуктивность}$$

проводника:

$$L = \frac{W^2}{R_v} = \frac{1}{R_v} = \frac{\mu_0 \cdot l \cdot x}{a}.$$

Энергия проводника:

$$W = \frac{i^2 \cdot L}{2}.$$

Рис.5.5

Тогда сила, действующая на проводник с током:

$$F = \frac{dW}{dx} = \frac{i^2 \cdot \mu_0 \cdot l}{2 \cdot a}$$

и направлена в сторону увеличения энергии магнитного поля,

то есть индуктивности. Увеличение индуктивности происходит с увеличением длины X , это и приводит к втягиванию проводника вглубь магнитной системы.

Если форма магнитопровода имеет треугольный вид, как показано на рис.5.6, то сила втягивания увеличивается и за счёт уменьшения размера a .

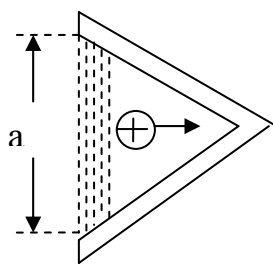


Рис.5.6.

5.2.3. Электродинамические усилия в электромагнитах.

Рассмотрим тяговые усилия в электромагнитах постоянного тока, применяемых в реле и контакторах. Имеется разомкнутый магнитопровод (рис. 5.7) с расстоянием X между якорем и магнитопроводом. Обмотка обладает индуктивностью L и внутренним сопротивлением R . Магнитопровод устанавливается жёстко на основание конструкции, якорь подвижен и связан с основанием через основную пружину. К якорю крепится вспомогательная пружина, передающая движение якоря на подвижный силовой контакт. Если якорь притянут к магнитопроводу, то неподвижный и подвижный силовые контакты замкнуты. Если ток обмотки $i = 0$, то сила притяжения якоря $F = 0$ и положение

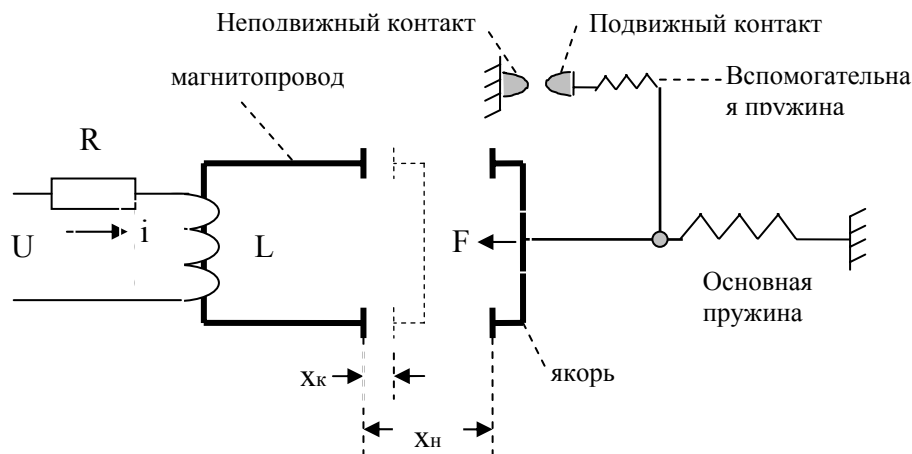
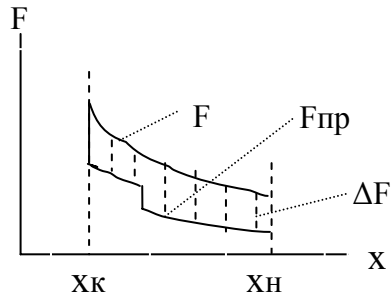


Рис.5.7.

якоря $x = x_H$ под действием основной пружины. Если к обмотке приложено номинальное напряжение U , то по обмотке протекает номинальный ток $i = U / R$ и устанавливается положение якоря $x = x_K$. В этом случае растянута основная пружина с силой F_0 и сжата



вспомогательная пружина с силой F_v . Это возможно, когда ЭДУ F превышает противодействие обеих пружин $F > F_{пр} = F_0 + F_v$. Напомним, что назначение вспомогательной пружины – устранение дребезга контактов.

Диаграмма усилия электромагнита F и основной и вспомогательной пружины приведена на рис.5.8. $F_{пр}$ имеет скачок при вступлении в работу вспомогательной пружины. Разница усилий $\Delta F = F - F_{пр}$ расходуется на перемещения массы якоря, то есть движение якоря

происходит с ускорением.

Оценим силу притяжения якоря F . Магнитное сопротивление системы определяется воздушным зазором $2x$:

$$R_B = \frac{2 \cdot x}{\mu_0 \cdot S}, \text{ где } S \text{ – площадь сечения воздушного зазора.}$$

Индуктивность магнитной системы:

$$L = \frac{W^2}{R_B}, \text{ где } W \text{ – число витков обмотки.}$$

Сила притяжения якоря:

$$F = \frac{dW}{dx} = \frac{i^2 \cdot W^2 \cdot \mu_0 \cdot S}{2 \cdot x^2}.$$

Сила притяжения возрастает с уменьшением расстояния между якорем и магнитопроводом по квадратичной зависимости, как показано на рис.5.8. Возможное минимальное расстояние x_K ограничено механически и предназначено для того, чтобы величина остаточного магнитного потока при $i = 0$ и его усилие были меньше усилий пружин и не препятствовали возврату якоря в начальное положение x_H .

Если электромагнит питается переменным напряжением U , то ток в обмотке и поток магнитной системы Φ переменный. При прохождении магнитного потока через нуль возникает дребезг контактов. Для исключения этого явления на части магнитопровода укладывается короткозамкнутый виток, как показано на рис. 5.9,а.

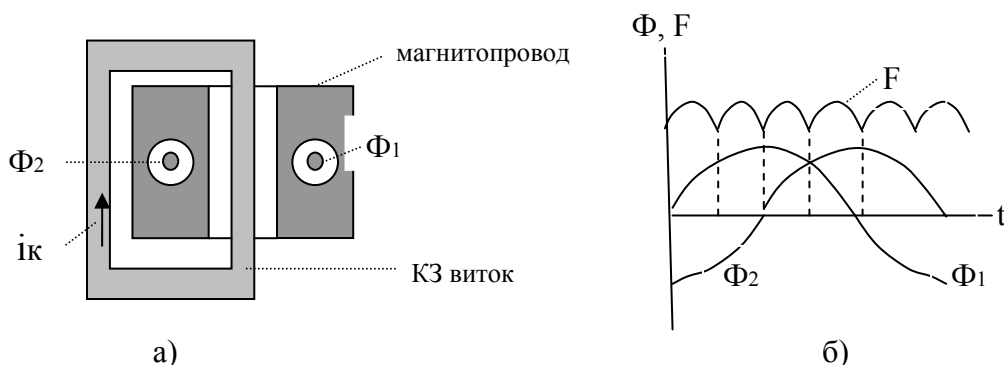


Рис.5.9.

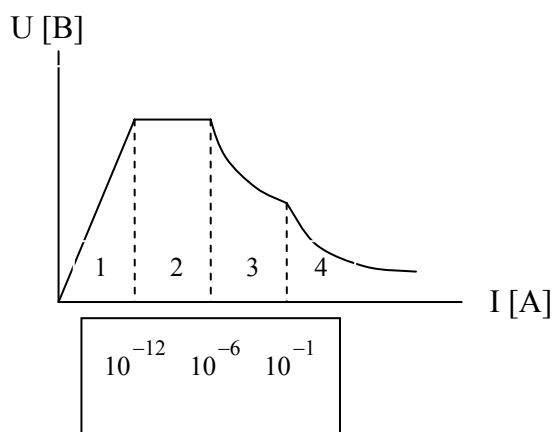
В этом случае ток обмотки создаёт основной поток Φ_1 а взаимодействие основного потока с током короткозамкнутого витка i_k создаёт сдвинутый на 90эл. гр. дополнительный поток Φ_2 , временные характеристики которых приведены на рис.5.9,б. Поскольку указанные магнитные потоки в зазоре не пересекаются, то каждый из потоков создаёт силы притяжения якоря F_1 и F_2 , которые пропорциональны величине потоков их вызывающие и имеют одно направление не зависящее от направления вызывающего их потока. Сумма указанных сил составляет общую силу притяжения якоря F , приведённую на рис. 5.9,б. Поскольку сила притяжения якоря не проходит через нуль, то дребезг контактов исключается.

5.3. Электрическая дуга между силовыми контактами и способы её гашения.

При размыкании силовых контактов возникает электрическая дуга в воздушном промежутке между контактами, определяемая индуктивностью размыкаемой цепи.

Проводимость воздуха имеет несколько характерных зон, заканчивающихся дуговым разрядом (рис.5.10).

В первой зоне (1) проводимость определяется наличием свободных зарядов за счёт внешней ионизации.



Вторая зона (2) – зона темного разряда, проводимость которой определяется ионизацией воздуха за счёт свободных зарядов и внешнего приложенного напряжения U .

Третья зона (3) – зона тлеющего разряда, проводимость в которой определяется автоэлектронной эмиссией в прикатодной области. Она характеризуется

Рис.5.10.

свечением в прикатодной области и падающей внешней характеристикой.

Четвёртая зона (4) – зона дугового разряда. Она характеризуется появлением дугового шнура между анодом и катодом с интенсивным свечением, чёткой границей дугового шнура по длине, высокой температурой газа ($10\,000\text{ }^{\circ}\text{C}$) плотностью тока более $10[\text{A} / \text{мм}^2]$.

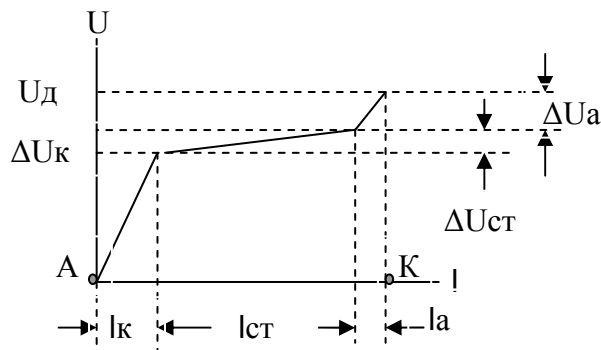


Рис.5.11.

электроды и в зону дугового столба и поэтому имеют повышенное значение напряжённостей по сравнению с напряжённостью в зоне дугового столба. Из них прианодная зона пассивна в образовании подвижных зарядов, напротив прикатодная зона активна. Падение напряжения в прикатодной зоне при длине $l_k \approx 1 \text{ мм}$ составляет $\Delta U_k \approx 20 \text{ В}$, что создаёт напряжённость в этой зоне порядка $20 [\text{кВ} / \text{мм}]$. С поверхности катода имитируются электроны за счёт термоэмиссии, так как температура поверхности составляет $2500 [^\circ\text{C}]$, а также за счёт автоэлектронной эмиссии, поскольку велика напряжённость электрического поля.

Столб дуги представляет собой плазму, в которой наблюдается динамическое равновесие между рекомбинацией (захват свободных электронов ионами газа) и ионизацией нейтральных молекул газа за счёт высокой температуры газа ($5000 = 10000 [^\circ\text{C}]$).

Падение напряжения на дуге зависит от длины дуги и может быть меньше прикатодного падения напряжения при короткой дуге и больше при длинной дуге.

Динамическое равновесие в столбе дуги соответствует равенству выделяемой мощности $P_d = U_d \cdot I_d$ и мощности охлаждения $P_{ох}$, состоящей из конвективного теплообмена (80%) и лучевого теплообмена (20%): $P_d = P_{ох}$.

Если $P_{ох} > P_d$, то ток в дуге падает, но возрастает падение напряжения в дуге, и может возникнуть новое равновесие в дуге, при котором вновь $P_d = P_{ох}$.

Условие горения дуги зависит от вида вольтамперных характеристик (ВАХ) источника питания и дуги. Примем внутреннее сопротивление источника питания, как последовательное соединение активного сопротивления R и индуктивности L , а сопротивление дуги R_d , как активное нелинейное сопротивление. Эквивалентная схема цепи представлена на рис.5.12,а, а внешние характеристики источника питания и дуги – на рисунках 5.12,б и 5.12,в.

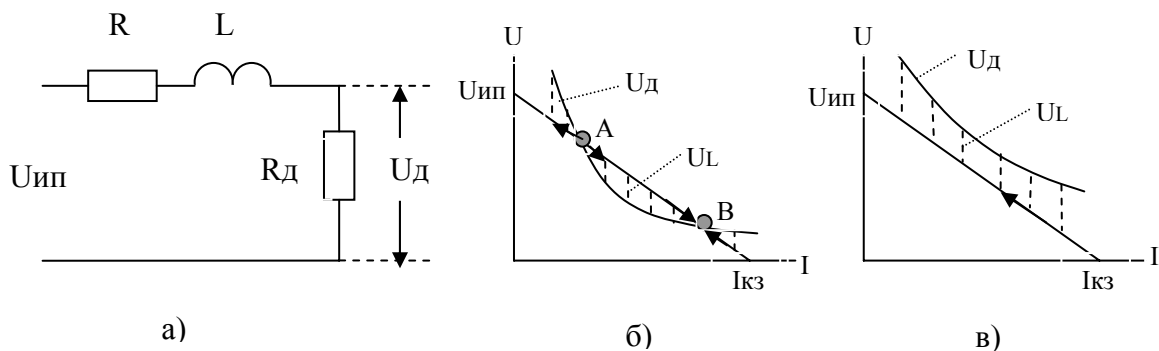


Рис.5.12.

Если внешняя характеристика источника питания больше напряжения на дуге $U_{ип} - IR > U_d$, то ток в дуге увеличивается, в противном случае – уменьшается. Поэтому на рис.5.12,б точка (В) – точка устойчивого горения дуги, а точка (А) – точка неустойчивого горения дуги. Ординаты между ВАХ источника питания и дуги – падение напряжения на индуктивности U_L . Здесь стрелки указывают направления движения процесса в дуге при отклонениях от положений равновесия. С увеличением индуктивности цепи L скорость изменения тока в дуге уменьшается, и процесс установления в цепи протекает медленнее.

Для гашения дуги необходимо выполнения условия $U_d < U_{ип} - IR$. Это условие на рис.5.12,б выполняется левее точки (А) и при любых возможных токах на рис.5.12,в.

Таким образом, для гашения дуги необходимо повышать напряжение на дуге.

Это возможно тремя способами: путём охлаждения дуги, путём увеличения длины дуги, путём разбиения дуги на ряд последовательных дуг. При охлаждении дуги происходит уменьшение диаметра столба дуги, возрастает сопротивление дуги и, следовательно, падение напряжения на дуге. При разбиении дуги на ряд последовательных дуг возрастает число прикатодных и прианодных падений напряжений, что приводит к возрастанию напряжения на дуге.

Как правило, эти рекомендации выполняются одновременно. Поясним способы реализации этих положений. На рис.5.13,а показано размыкание контактов и первоначальное положение дуги. В этом случае дуга представляет собой перемычку, на которую действует сила F , которое приводит к растяжению дуги. При растяжении дуги одновременно увеличивается интенсивность её охлаждения. Оба эти фактора повышают падение напряжения на дуге и способствуют её гашению.

Более интенсивное растяжение дуги возникает за счёт создания внешнего магнитного поля с индукцией B , воздействующего на дугу. При этом внешнее магнитное поле должно быть ортогонально плоскости дуги (рис.5.13,б).

Третий способ растяжения дуги заключается в применении разомкнутого магнитопровода, в который втягивается дуга. Как правило, используется несколько гальванически развязанных магнитопроводов, образующих магнитную решётку, как показано на рис.5.13,в. Элемент магнитной решётки приведён на рис.5.13,г.

Первоначально дуга возникает в воздухе, но под действием магнитных сил втягивается в решётку и переходит на пластину решётки, как показано на рис.5.13,г. При этом происходит растяжение дуги, разбиение дуги на несколько последовательных дуг и охлаждение дуги не только воздухом, но и теплоёмкостью решётки. Все эти факторы способствуют гашению дуги.

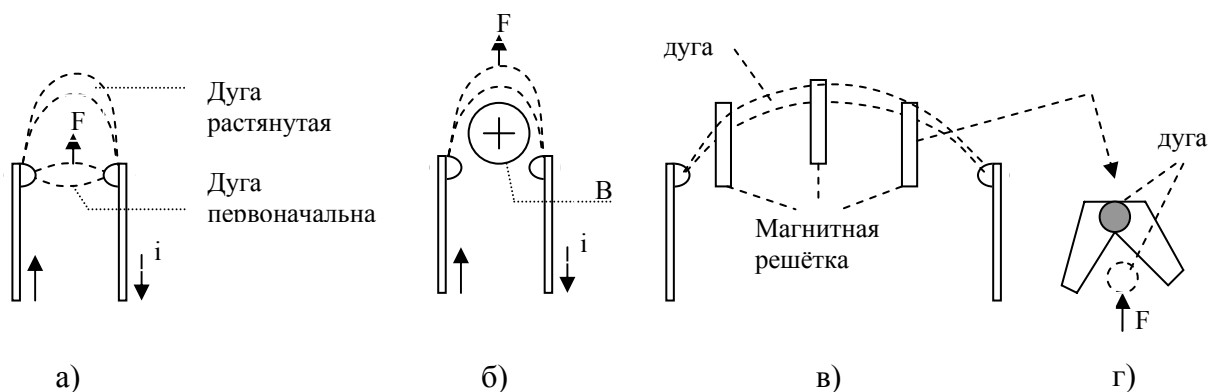


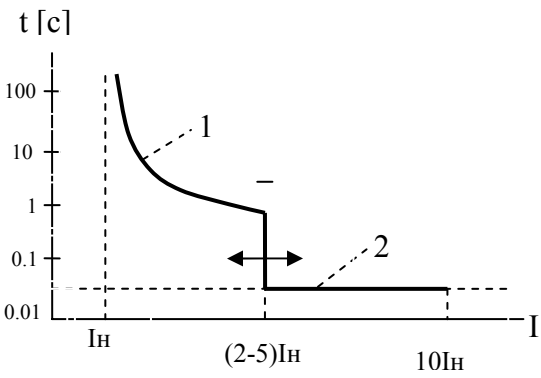
Рис.5.13.

Следует отметить, что гашение дуги в цепях переменного тока осуществляется перечисленными выше способами и облегчается тем, что переменный ток регулярно переходит через нуль.

5.4. Автоматические выключатели.

Отключение автоматического выключателя происходит согласно ампер-секундной (АС) характеристики, представленной на рис.5.14. АС характеристика имеет две зоны.

В зоне 1 осуществляется защита электрической цепи от токов перегрузки в диапазоне от номинального тока I_n до $(2-5)I_n$. В этой зоне отключение происходит с выдержкой времени обратно пропорционально току перегрузки согласно приведённой ниже таблице 5.1.



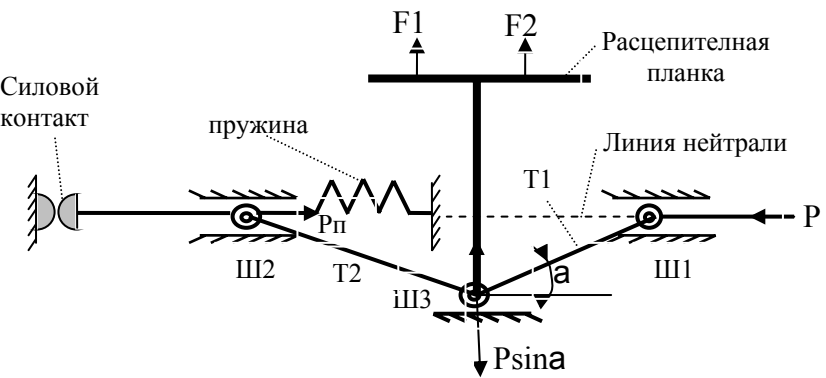
В зоне 2 осуществляется защита электрической цепи от токов короткого замыкания. Возможны два варианта защиты от токов короткого замыкания: регулируемая и не регулируемая. В первом случае возможно изменение уставки защиты в пределах от $2 I_n$ до $10 I_n$. Во втором случае

Рис.5.14.

защита устанавливается, как правило, со значением $10 I_n$.

Если в зоне 1 инерционность механизма отключения незначительно сказывается в общем времени отключения, то в зоне 2 время отключения определяется инерционностью механизма отключения и временем горения дуги. Время отключения в зоне 2 составляет 10мс – 30мс для быстродействующих автоматических выключателей и составляет 40мс – 100мс для остальных типов автоматических выключателей.

Механизм отключения автоматических выключателей основывается на механизме ломающегося рычага и воздействии на него одного или нескольких расцепителей параллельно. Упрощенная конструкция ломающегося рычага с расцепительной планкой



приведена на рис.5.15. Прижимное усилие P через два рычага $T1$ и $T2$, соединённых шарниром $Ш3$ замыкает силовые контакты. Прижимное усилие в статике уравнивается усилием основной пружины и усилием пластической

Рис.5.15.

деформации силовых контактов.

Движение шарнира ШЗ вниз ограничено опорной поверхностью. Прижимное усилие шарнира ШЗ равно $P\sin(\alpha)$. Движение шарниров Ш1, Ш2 возможно только вдоль направляющих.

Если к расцепительной планке приложить усилие $F1 > P\sin(\alpha)$, то шарнир ШЗ будет двигаться вверх и, перейдя линию нейтрали, рычаги Т1 и Т2 сложатся под действием основной пружины и силовые контакты разомкнутся. Чем меньше угол α , тем меньшее значение силы, действующее на расцепительную планку, приведёт к размыканию силовых контактов.

Усилия на расцепительную в общем случае могут создавать несколько независимых расцепителей, причём усилия любого из расцепителей достаточно для размыкания силовых контактов. Рассмотрим принцип действия часто встречающихся расцепителей.

РН – расцепитель независимый позволяет дистанционно, с пульта управления осуществить выключение автоматического выключателя. РН представляет собой электромагнит, тяговое усилие которого приложено к расцепительной планке.

РТ – расцепитель тепловой на основе биметаллической пластины. При нагреве пластины происходит её изгиб за счёт разных коэффициентов расширения составных частей. Усилие изгиба пластины воздействует на расцепительную планку. Нагрев биметаллической пластины осуществляется контролируемым током силовой цепи, который протекает по длине биметаллической пластины или за счёт его протекание по спирали, намотанной на биметаллическую пластину. Поскольку процесс нагрева биметаллической пластины инерционный за счёт теплоёмкости биметаллической пластины, то РТ обеспечивает отключение автоматического выключателя с выдержкой времени, то есть реализует зону 1 ампер-секундной характеристики автоматического выключателя.

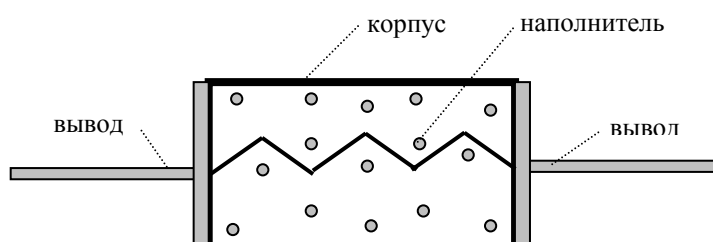
РЭ – расцепитель электромагнитный представляет собой электромагнит, через катушку которого протекает электрический ток контролируемой силовой цепи, и якорь которого воздействует на расцепительную планку. РЭ производит отключение автоматического выключателя при возникновении токов короткого замыкания в электрической цепи и, таким образом реализует зону 2 ампер-секундной характеристики автоматического выключателя. Усилие срабатывания защиты соответствует току короткого замыкания составляющего $10I_n$ и эта уставка в РЭ не регулируется.

РП – расцепитель полупроводниковый применяется в мощных автоматических выключателях и реализует зоны 1 и 2 ампер-секундной характеристики автоматического выключателя. РП содержит датчики тока по фазам коммутации автоматического выключателя на основе трансформаторов тока и полупроводниковую схему управления, которая воздействует на независимый расцепитель. В РП предусмотрены регулировки порогов срабатывания в обеих зонах ампер-секундной характеристики автоматического выключателя.

5.5. Плавкие предохранители.

Предохранители предназначены для защиты электрических цепей от токов перегрузки и токов короткого замыкания.

Конструкция плавкого предохранителя приведена на рис.5.16 и содержит корпус из изолирующего материала, наполнитель, плавкую вставку и выводы. Корпус должен



выдерживать давление газов, возникающих при горении дуги. На малые токи до 20А корпус выполняется из стекла, на средние токи до 100А корпус выполняется из пластмассы, на большие токи более 100А корпус выполняется из керамики.

Рис. 5.16.

Наполнитель применяется в плавких предохранителях на большие токи и представляет собой кварцевый песок, обладающий высокой температурой плавления.

В качестве плавкой вставки используется материал с низкой температурой плавления, менее $1000\text{ }^{\circ}\text{C}$. На малые токи используется круглая проволока из свинца или цинка, или их сплавов. На средние и большие токи плавкая вставка имеет прямоугольное сечение с перфорированием по длине вставки (рис.5.17,б,в) или без перфорирования (рис.5.17,а).

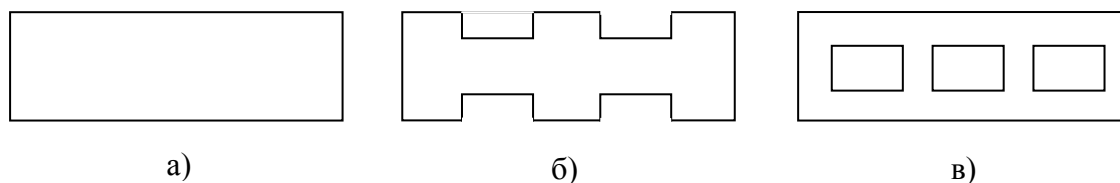


Рис.5.17.

Плавкие вставки выполняются из серебра для повышения стабильности параметров плавкого предохранителя.

Если профиль плавкой вставки неизменный по длине, то плавление плавкой вставки происходит в середине её длины, где и возникает электрическая дуга после плавления (рис.5.18,а). Перфорирование приводит к возникновению нескольких последовательных

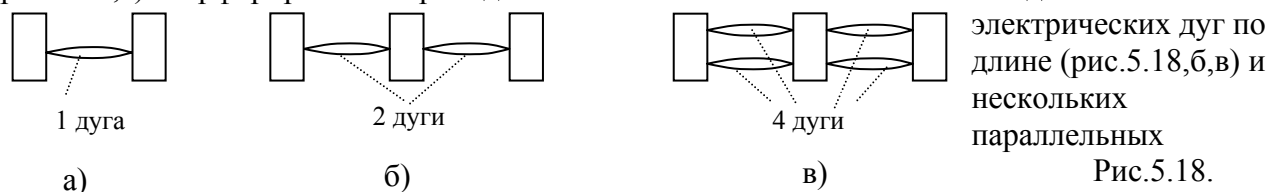


Рис.5.18.

электрических дуг по ширине плавкой вставки (рис.5.18,в). Множественность последовательных электрических дуг повышает падение напряжения на этих электрических дугах и их охлаждение, а наличие параллельных электрических дуг повышает эффективность их охлаждения. Использование наполнителя повышает интенсивность охлаждения по сравнению с воздушной средой за счёт более высокой теплопроводности и теплоёмкости его по сравнению с воздухом.

Все перечисленные технологические приёмы уменьшают время отключения силовой цепи и повышают величину отключаемого тока и, следовательно, отключаемую мощность.

Рассмотрим основные параметры предохранителя.

- Номинальный ток I_n – действующее значение тока, который выдерживает плавкая вставка без изменения параметров. В этом режиме температура плавкой вставки может достигать значений $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ и падения напряжения на ней – $30\text{ мВ} - 60\text{ мВ}$. По этой причине мощные предохранители выполняются с охладителем и с использованием принудительного охлаждения.

- Номинальное напряжение U_n . Амплитудное напряжение силовой цепи, в которой устанавливается предохранитель не должно превышать значение U_n для предохранителя.

- Напряжение отключения $U_{от}$ – амплитудное значение напряжения, возникающее на предохранителе в момент отключения. $U_{от}$ может составлять $1,5 - 1,8 U_n$ и параметры силовой цепи должны быть рассчитаны таким образом, чтобы при срабатывании предохранителя возможные напряжения на нём не должны превышать $U_{от}$.

- Ампер-секундная характеристика отключения предохранителя имеет вид, представленный на рис.5.19.

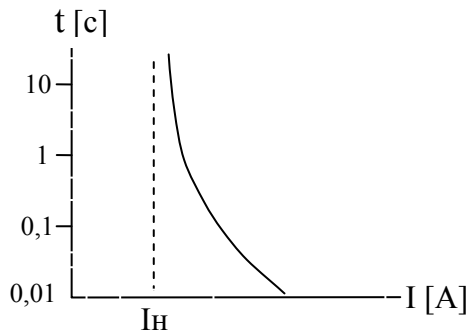


Рис.5.19

- Полный интеграл отключения плавкого предохранителя $\int_0^{t_{\text{откл}}} i_{\text{пр}}^2 dt$ состоит из интеграла плавления $\int_0^{t_{\text{пл}}} i_{\text{пр}}^2 dt$ и интеграла горения электрической дуги $\int_{t_{\text{пл}}}^{t_{\text{откл}}} i_{\text{пр}}^2 dt$:

$$\int_0^{t_{\text{откл}}} i_{\text{пр}}^2 dt = \int_0^{t_{\text{пл}}} i_{\text{пр}}^2 dt + \int_{t_{\text{пл}}}^{t_{\text{откл}}} i_{\text{пр}}^2 dt.$$

Для защиты полупроводникового прибора плавким предохранителем необходимо, чтобы джоулевый интеграл полупроводникового прибора $\int_0^{t_{\text{откл}}} i_{\text{пп}}^2 dt$ был больше полного интеграла отключения плавкого предохранителя

$$\int_0^{t_{\text{откл}}} i_{\text{пп}}^2 dt > \int_0^{t_{\text{откл}}} i_{\text{пр}}^2 dt.$$

Ниже приводится таблица 5.2, в которой приведены джоулевые интегралы некоторых полупроводниковых приборов и полные интегралы отключения некоторых плавких предохранителей, при одинаковых значениях допустимых постоянных токов для обоих типов приборов

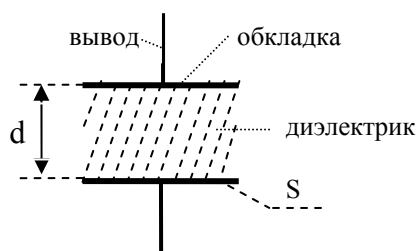
Таблица 5.2.

Тиристоры	T171-250	ТБ133-250	ТС171-250	T2-250
$\int_0^{t_{\text{откл}}} i_{\text{пп}}^2 dt$	$180 \cdot 10^3$	$150 \cdot 10^3$	$45 \cdot 10^3$	$80 \cdot 10^3$
Плавкие предохранители	Россия ПНБ5-250	Дания LK-250	Сименс 3NC2-250	Чехия РС-250
$\int_0^{t_{\text{откл}}} i_{\text{пр}}^2 dt$	$200 \cdot 10^3$	$58 \cdot 10^3$	$149 \cdot 10^3$	$50 \cdot 10^3$

Из приведённой таблицы 5.2 следует, что защита тиристора T171-250 не выполняется при использовании плавкого предохранителя типа ПНБ5-250 и напротив защита выполняется с использованием остальных типов плавких предохранителей, приведённых в таблице.

6. Конденсаторы.

Конструкция конденсатора содержит три элемента: выводы, металлические обкладки и диэлектрик, как представлено на рис 6.1. Энергия заряженного конденсатора:



$$W = \frac{C \cdot U^2}{2} = \frac{Q \cdot U}{2} [\text{Дж}],$$

где $C[\text{Ф}]$ – ёмкость конденсатора, $U[\text{В}]$ – напряжение на конденсаторе, $Q[\text{Кл}] = CU$ – величина заряда конденсатора.

Рис.6.1

Диэлектрическая проницаемость диэлектрика:

$$\epsilon \left[\frac{\Phi}{\text{м}} \right] = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r.$$

где $\epsilon_0 = 8.88 \cdot 10^{-12} \left[\frac{\Phi}{\text{м}} \right]$ – абсолютная диэлектрическая проницаемость,

соответствующая вакууму,

ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость, которая для вакуума равна 1.

В большинстве случаев конструкция конденсатора плоскопараллельная с расстоянием между обкладками d [м] и площадью обкладок S [м²]. В этом случае ёмкость плоскопараллельного конденсатора:

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{d} [\text{Ф}].$$

Для примера примем $d = 1 \text{ мм}$, $S = 1 \text{ см}^2$ и для воздуха $\epsilon_r \approx 1$.

В этом случае $C = 1 \text{ пФ}$.

Основными факторами, которые ограничивают применение конденсатора, являются допустимое напряжение на обкладках конденсатора и электрические потери в конденсаторе,

приводящие к его нагреву. Названные ограничения в основном определяются диэлектриком конденсатора, который также определяет частотные свойства конденсатора, его габариты, устойчивость к климатическим и механическим воздействиям.

В качестве диэлектриков используют: газообразные диэлектрики (воздух, инертные газы и также вакуум), жидкие диэлектрики (нефтяные масла, касторовое масло, трихлордифенил), твёрдые диэлектрики (органические и неорганические). Наиболее распространенный класс диэлектриков – твёрдые диэлектрики.

6.1. Сопротивление изоляции.

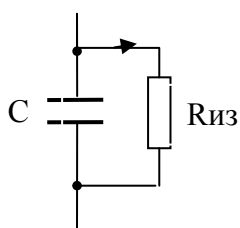


Рис.6.2

Диэлектрик не является идеальным изолятором и характеризуется током утечки $i_{ут}$ или сопротивлением изоляции $R_{из}$, как показано на рис.6.2. Если $R_{из}$ не зависит от напряжения на конденсаторе, то параметром может быть $R_{из}$ или постоянная времени конденсатора $\tau = R_{из} \cdot C$, из которой также легко

определяется $R_{из}$. В электролитических конденсаторах неизменной величиной от напряжения на конденсаторе является ток утечки $i_{ут}$, который приводится как параметр изоляции конденсатора.

При использовании конденсатора, как элемента памяти, в первую очередь необходимо учитывать параметр $R_{из}$. Наибольшим значением $R_{из}$ обладают плёночные диэлектрики на основе синтетических плёнок (полистирол) и слюды.

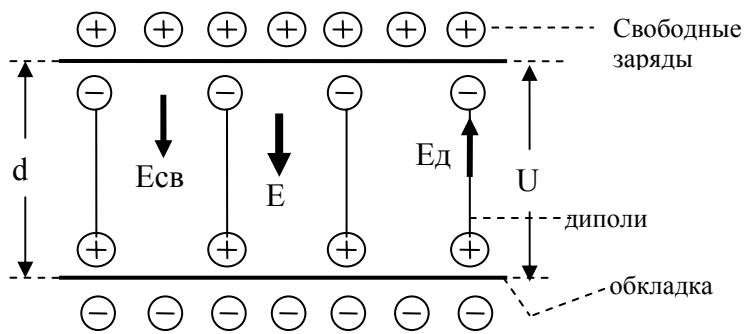
6.2. Диэлектрическая проницаемость и тангенс угла потерь.

Электрическое поле между обкладками конденсатора создают два типа зарядов: свободные заряды и связанные заряды. Свободные заряды накапливаются на проводящих обкладках конденсатора. Связанные заряды представляют собой диполи диэлектрика, которые поворачиваются, ориентируются вдоль внешнего поля, которое создают свободные заряды. Природа диполей может быть различной, в зависимости от типа диэлектрика. Имеются диэлектрики, изначально обладающие дипольной структурой, но тепловое движение молекул или атомов диэлектрика дезориентирует диполи и общее поле диэлектрика равно нулю. И только под действием внешнего поля происходит ориентация диполей, которые создают поле, направленное встречно к внешнему полю. Такие диэлектрики называются полярными.

В неполярных диэлектриках диполи возникают под действием внешнего поля, за счёт смещения зарядов в атомах или молекулах данного диэлектрика.

Возникающее внутреннее поле полярных диэлектриков значительно интенсивнее, чем в неполярных диэлектриках при равных внешних полях.

На рис.6.3 показаны составляющие поля в диэлектрике конденсатора и результирующее поле. E_d – напряжённость электрического в диэлектрике, создаваемое



диполями. $E_{св}$ – напряжённость электрического поля в диэлектрике, создаваемая свободными зарядами.

$E = E_{св} - E_d$ – результирующая напряжённость электрического поля в диэлектрике. Тогда

$$U = E \cdot d.$$

Рис.6.3

Величина свободного заряда на обкладке $Q_{св}$, площадь обкладки – S , тогда плотность заряда на обкладке $D = Q_{св} / S$.

D – вектор электрической индукции:

$$D = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot E = \epsilon_0 \cdot E + \epsilon_0 \cdot (\epsilon_r - 1) \cdot E = \epsilon_0 \cdot E + P.$$

Здесь P – вектор поляризации, то есть плотность связанных зарядов под обкладкой. Всегда $P < D$, то есть нет полной компенсации свободных зарядов связанными зарядами, но при $\epsilon_r \gg 1$, основная величина свободных зарядов скомпенсирована связанными зарядами и, поэтому, результирующая напряжённость электрического поля конденсатора E мала. Это означает малую величину напряжения на обкладках конденсатора $U = d \cdot E$ и большую ёмкость конденсатора: $C = Q_{св} / U$.

Поворот диполей происходит под воздействием результирующего электрического поля E , при этом преодолеваются внутренние силы упругости и трения.

В результате имеем уравнение поляризации:

$$b \cdot \frac{dP}{dt} + a \cdot P = E, \quad (6.1)$$

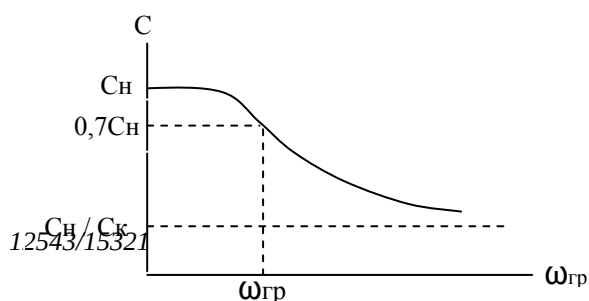
где b и a – соответственно коэффициенты упругости и трения молекул диэлектрика.

Решение уравнения 6.1 при гармоническом воздействии $E = E_m \cdot \sin(\omega t)$ имеет вид:

$$P = \frac{E_m}{a} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{гр}}},$$

где $\omega_{гр} = a / b$ граничная частота диэлектрика.

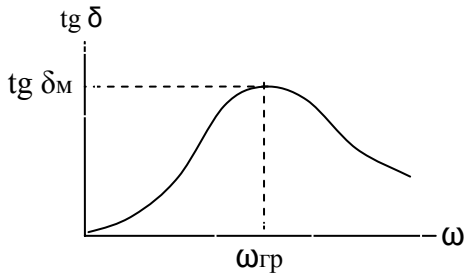
Следовательно, с увеличением частоты ω вектор поляризации уменьшается и следом за ним уменьшается относительная диэлектрическая постоянная ϵ_r до предельного значения $\epsilon_r = 1$ и пропорционально уменьшается ёмкость конденсатора, как показано на рис.6.4. Здесь C_H и C_K – значение ёмкости конденсатора соответственно на низких и высоких частотах,



С повышением частоты возрастает число поворотов диполей в единицу времени и активные потери в конденсаторе P_a , поскольку поворот диполя связан с силами внутреннего трения.

Это приводит к возрастанию активной составляющей тока i_a .

Рис.6.4



С учётом основного реактивного тока конденсатора i_p и основной реактивной мощности конденсатора P_p определяется тангенс угла потерь $\text{tg} \delta$.

$$\text{tg} \delta = i_a / i_p = P_a / P_p.$$

При этом:

$$P_p = U \omega C,$$

$$P_a = P_p \cdot \text{tg} \delta.$$

Зависимость тангенса угла потерь от частоты

Рис.6.5

приведена на рис.6.5. Возрастающий участок тангенса угла потерь связан с повышением интенсивности поворота диполей. С повышением частоты выше граничной сказывается инерционность поворота диполя. В этом режиме происходит неполный поворот диполя, и потери на внутреннее трение уменьшаются.

6.3. Виды старения диэлектрика.

Под старением диэлектрика понимают снижение электрической прочности, диэлектрической проницаемости и увеличение потерь в диэлектрике.

Различают три вида старения диэлектрика: электрическое, тепловое и химическое старение.

Электрическое старение вызывает частичные разряды, которые приводят к разложению диэлектрика, выделению химически активных веществ и местному перегреву. По сути электрическое старение в качестве побочного эффекта вызывает также тепловое и химическое старение.

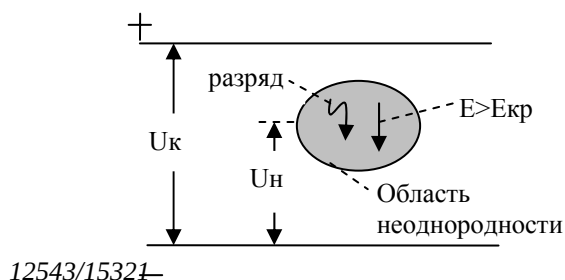
Тепловое старение вызвано нагревом диэлектрика, при котором повышается интенсивность окислительных и других видов химических реакций, приводящих к разрушению диэлектрика.

Химическое старение вызвано появлением в диэлектрике ионов под действием электрического поля и химической реакции, приводящей к разрушению диэлектрика.

Рассмотрим более подробно частичные разряды в диэлектрике. Они вызваны неоднородностью диэлектрика, в результате которой в некоторой части диэлектрика напряжённость поля превышает критическое значение напряжённости электрического поля $E > E_{кр}$ и в этой части диэлектрика возникает электрический разряд с выделением тепла, химически активных веществ и разложение диэлектрика.

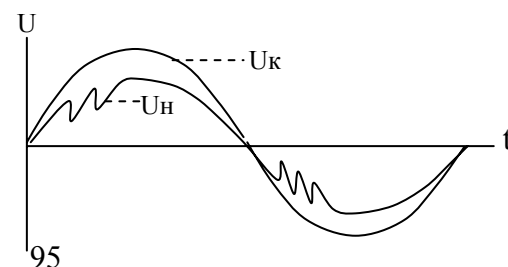
Диэлектрик, окружающий неоднородность, обладает большим сопротивлением. Возникший разряд приводит к появлению свободных носителей зарядов, к повышению проводимости и к понижению напряжённости электрического поля этой в этой области. Названные причины обуславливают прекращение разряда.

На рис.6.6,а показано напряжение на обкладках конденсатора U_k , область



12543/15321—

а)



б)

неоднородности в диэлектрике, потенциал которой – U_n и напряжённость электрического поля в указанной неоднородности превышает критическое значение, при котором возникает и прекращается частичный разряд. Дальнейшее повышение напряжения конденсатора U_k в указанной области или иной на этом уровне потенциала в диэлектрике

Рис.6.6.

снова может вызвать частичный разряд. То есть на нарастающем фронте напряжения U_k возникают повторные частичные разряды, как показано на рис.6.6,б. На спадающем фронте напряжения U_k возникновение частичных разрядов становится невозможным.

Число разрядов на нарастающем участке U_k не зависит от частоты, но их число в единицу времени пропорционально частоте.

Вводится понятие критические частичные разряды, то есть такое число разрядов в единицу времени, которое приводит к заметному старению диэлектрика и к заметному уменьшению срока службы конденсатора.

Таким образом, с повышением частоты необходимо снижать амплитуду напряжения на конденсаторе, чтобы не превысить число критических частичных разрядов и не уменьшить срок службы конденсатора.

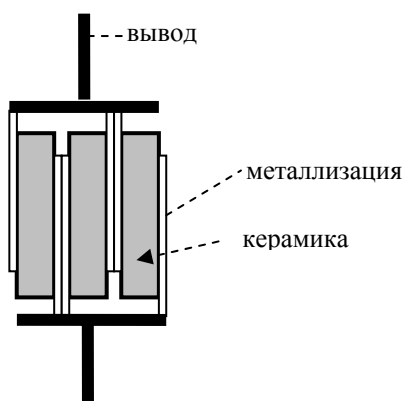
6.4. Характеристика твёрдых диэлектриков и их частотные свойства.

Твёрдые диэлектрики – наиболее распространенный тип диэлектриков, применяемых в конденсаторах. Следует заметить, что тип диэлектрика определяет конструкцию и электрические параметры конденсатора.

Наиболее распространёнными типами твёрдых диэлектриков являются: керамические, плёночные и оксидные диэлектрики.

6.4.1. Керамические конденсаторы.

Керамика – материал, допускающий малые деформации, поэтому конденсаторы выполняются пакетом из керамических пластин с двухсторонней металлизацией, как показано на рис.6.7. Торцы металлизации соединены общей пайкой с оформлением выводов. В данном случае 3 керамические пластины образуют 3 конденсатора, соединённые параллельно. Увеличение ёмкости такой конструкции достигается увеличением числа керамических пластин и уменьшением их толщины.



Низкочастотная керамика выполняется на основе титанита бария $BaTiO_3$. Материал имеет высокую

относительную магнитную проницаемость $\epsilon_r = (5-10) \cdot 10^3$, но сравнительно большие частотные потери ($\text{tg} \delta = 0.035$)/

Высокочастотная керамика имеет относительную магнитную проницаемость $\epsilon_r = 30-200$, но обладает малыми потерями ($\text{tg} \delta = 6 \cdot 10^{-4}$) и высоким значением напряжённости электрического поля, соответствующей пробое диэлектрика $E_{пр} = 8 \text{ [кВ / мм]}$.

Частотный диапазон, перекрываемый керамическими конденсаторами, составляет 10^{10} Гц.

Рис.6.7

6.4.2. Плёночные конденсаторы.

Плёночные диэлектрики выполняются из органических диэлектриков, например, конденсаторная бумага, и синтетических плёнок на основе фторопласта, полистирола, полиэтилтерефтората (лавсан), поликарбоната, полипропилена.

Конденсаторная бумага обладает сравнительно высокой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon_r = 5 - 7$) и электрической прочностью (напряжённость электрического поля в диэлектрике, при которой происходит пробой, $E_{пр} = 100 - 200 \text{ кВ/мм}$), но сравнительно большим значением диэлектрических потерь ($\text{tg}\delta = 10^{-2}$), которые ограничивают частотный диапазон бумажных конденсаторов на уровне 10^6 Гц. Кроме того, минимальная толщина конденсаторной бумаги составляет 10 мкм, а это приводит к завышению габаритов бумажных конденсаторов при пониженных напряжениях, менее 100 В, при которых толщина диэлектрика определяется не электрической прочностью, а технологическими ограничениями. Также конденсаторная бумага обладает более низким сопротивлением изоляции по сравнению с синтетическими плёнками.

Плёночные диэлектрики из синтетических материалов имеют пониженное значение диэлектрической проницаемости ($\epsilon_r = 2 - 3$), высокую электрическую прочность ($E_{пр} = 160 \text{ кВ/мм}$) и величину сопротивления изоляции, малую достижимую толщину плёнок (1,5 мкм). Высокая стабильность электрических параметров синтетических плёнок позволяет на их основе выполнять конденсаторы с точностью до 0,03%. Конденсаторы на основе синтетических плёнок обладают малыми диэлектрическими потерями ($\text{tg}\delta = 10^{-3}$), что позволяет использовать их до частот 10^9 Гц.

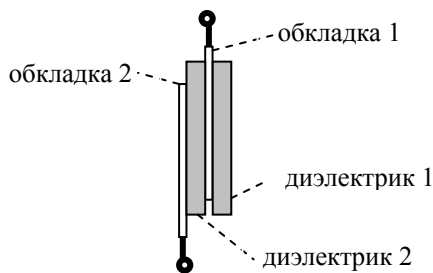


Рис.6.6.

Конструкция плёночных конденсаторов содержит два слоя металлических обкладок и два слоя диэлектрика, как показано на рис.6.8. Металлические обкладки выполняются из металлической фольги, чаще всего алюминиевой, или односторонним напылением металла на соответствующие слои диэлектрика.

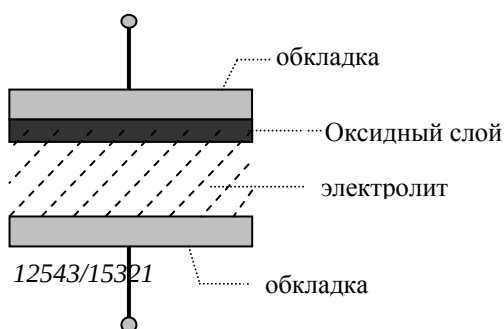
Также выполняются два металлических вывода, соединённых с соответствующими обкладками, для присоединения конденсатора к внешним электрическим цепям.

На рис.6.8 показана проекция развёрнутого конденсатора в торец. Если свернуть конденсатор в рулон, как это обычно выполняется для уменьшения линейных размеров, обкладка 2 примыкает к внешнему слою диэлектрика 1 и образуется два конденсатора, соединённых параллельно.

6.4.3. Конденсаторы оксидные.

Оксидные диэлектрики выполняются на основе окиси металлов: алюминия, тантала, ниобия. Толщина плёнки окиси алюминия может составлять 0,01 – 1 мкм, относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 10$, электрическая прочность $E_{пр} = 600 \text{ кВ/мм}$, тангенс угла потерь $\text{tg}\delta = 0,15$.

В этом случае удельная ёмкость конденсаторов на основе оксидных диэлектриков значительно выше, чем у остальных типов конденсаторов, но высокий уровень потерь в диэлектрике позволяет их использовать в диапазоне частот до десятков килогерц. Схема



выполнения оксидных конденсаторов приведена на рис.6.9. Нижний слой верхней обкладки представляет собой, например, окись алюминия. Для выполнения качественного электрического соединения оксидного слоя с нижней обкладкой используется проводящая жидкость – электролит.

По этой причине подобные конденсаторы получили название электролитические.

Оксид тантала обладает относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 25$ и Рис.6.9.

тангенсом угла потерь $\operatorname{tg} \delta = 0,1$, остальные характеристики аналогичны окиси алюминия.

Основные потери в электролитическом конденсаторе определяются слоем электролита.

Слой электролита может быть заменён полупроводниковым слоем окиси марганца, которая также позволяет обеспечить качественный контакт с оксидным слоем. Такие конденсаторы получили название оксидно-полупроводниковые.

Особенностью оксидных конденсаторов является их полярность, то есть плюс источника питания прикладывается к верхней обкладке рис.6.7, а минус – к нижней обкладке. Переход оксид-металл имеет свойство полупроводника, то при приложении обратного напряжения резко возрастают токи утечки диэлектрика. Для получения неполярного конденсатора необходимо оксидировать и нижнюю обкладку, что приводит к уменьшению удельной ёмкости конденсатора и удорожанию конденсатора.

Выполнение толщины оксидной плёнки более 1мкм ограничено технологическими особенностями выращивания окиси на металле. С учётом диэлектрической прочности такого слоя окиси получить единичный конденсатор на напряжение более 600В не удаётся.

Относительно большие значения $\operatorname{tg} \delta$ не позволяют использовать оксидные конденсаторы на частоты выше 100кГц.

6.5. Условия работы конденсаторов и виды нагрузок.

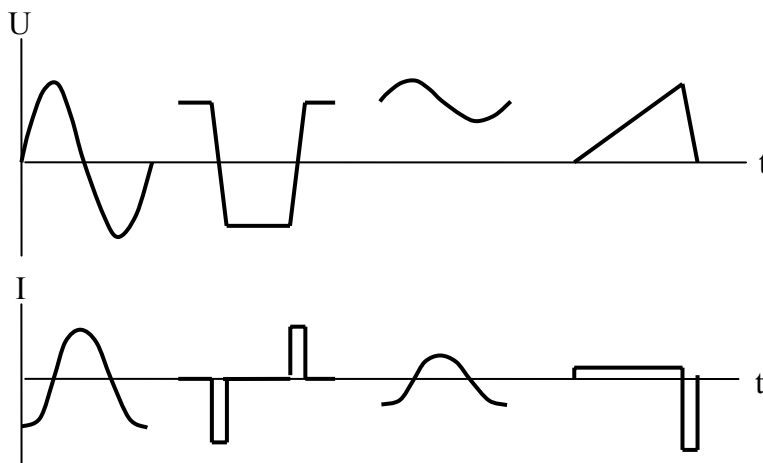
Условия работы конденсаторов зависят от выполняемых конденсаторов функций и определяют форму и частоту напряжения на конденсаторе.

Косинусные конденсаторы устанавливаются для компенсации реактивной мощности в питающей промышленной сети. В этом случае на конденсаторе действует синусоидальное напряжение с частотой 50Гц и ток, протекающий через конденсатор, - синусоидальный.

Коммутирующие конденсаторы применяются в тиристорных инверторах. В этом случае на конденсаторе действует переменное напряжение сложной формы и через конденсатор протекает импульсный ток с частотой несколько кГц.

Использование конденсаторов в резонансных цепях инверторов и в высокочастотных нагревательных установках определяет синусоидальное напряжение и ток в конденсаторах с частотой несколько кГц.

Конденсаторы, используемые как фильтровые на выходе выпрямителей, имеют



форму напряжения, которая содержит сумму постоянной и переменного составляющих.

Конденсаторы в накопителях энергии имеют сравнительно малый зарядный ток и длительное время заряда, при этом разрядный ток имеет импульсный характер, при котором амплитуда тока в десятки и сотни раз превышает зарядный ток.

Рис.6.10.

Перечисленные виды условий работы конденсаторов иллюстрируются рис.6.10, где верхние графики – форма напряжения, нижние – форма тока.

6.6. Эквивалентная схема конденсатора.

Эквивалентная схема конденсатора определяется двумя характерными составляющими его конструкции: выводами и обкладками с одной стороны, диэлектриком с другой стороны.

Металлические части конденсатора эквивалентируются последовательным соединением индуктивности и активного сопротивления, как показано на рис.6.11.

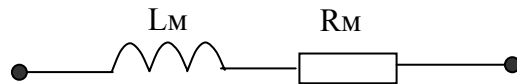


Рис.6.11.

Диэлектрик конденсатора эквивалентируется последовательным соединением ёмкости и активным сопротивлением потерь в диэлектрике, как показано на рис.6.12.

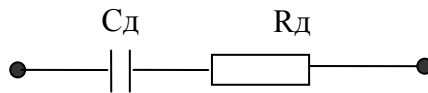


Рис.6.12.

Тогда общая эквивалентная схема конденсатора – последовательное соединение индуктивности, ёмкости и активного сопротивления, как показано на рис.6.13.

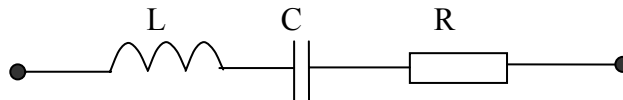


Рис.6.13.

Здесь $C = C_d$, $L = L_d$, $R = R_M + R_d$.

Зависимость общего сопротивления конденсатора Z от частоты приведена на

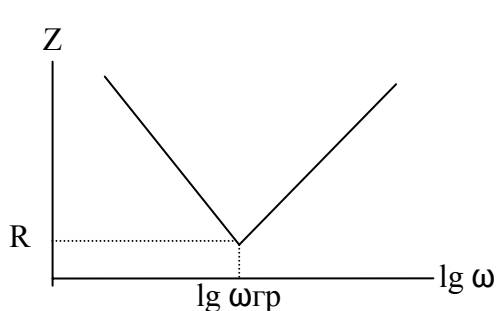


рис.6.14, где $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Рис.6.14.

При $\omega < \omega_{гр}$ сопротивление цепи носит ёмкостной характер, при $\omega > \omega_{гр}$ сопротивление цепи носит индуктивный характер. Таким образом, применение конденсатора возможно только до граничной частоты.

6.7. Методика выбора конденсатора.

6.7.1. Для керамического конденсатора в справочных данных приводятся: допустимая амплитуда напряжения U_m , уровень активных потерь по $\tan \delta$ и допустимая рассеиваемая мощность P_m .

При синусоидальном напряжении на конденсаторе мощность активных потерь определяется:

$$P = U^2 \cdot \omega C \cdot \tan \delta < P_m,$$

где U – действующее напряжение на конденсаторе.

При несинусоидальном напряжении определяется спектр гармоник напряжения и

$$P = \sum_{k=1}^{\infty} U_k^2 \cdot \omega C \cdot \tan \delta \leq P_m.$$

6.7.2. В случае бумажных и плёночных конденсаторов выбор конденсаторов проводится по приведённой в справочных данных вольт-частотной характеристике, представленной на рис.6.15.

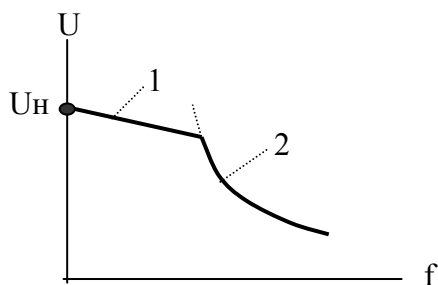
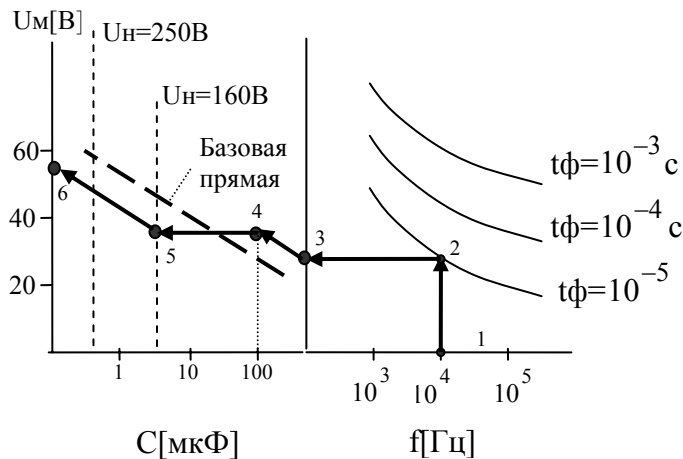


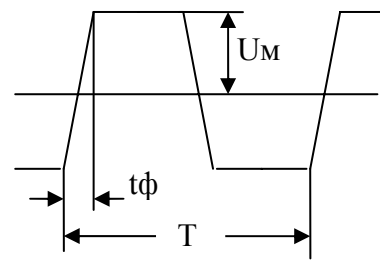
Рис.6.15.

Область 1 характеризуется снижением приложенного напряжения для ограничения интенсивности частичных разрядов.

Область 2 определяется допустимой мощностью рассеяния P_m , определяемой активными потерями в конденсаторе. При приложении гармонического напряжения или напряжения, содержащего спектр гармоник можно рассчитать мощность потерь в конденсаторе аналогично предыдущему случаю. В справочных данных часто приводится диаграмма выбора конденсатора, приведённая на рис.6.16,а, для часто встречающейся формы приложенного напряжения, которая приведена на рис.6.16,б.



а)



б)

ис.6.16.

редп
олож
им, к
конд
енса
тору
с
номи
наль
ной
ёмко

стью 100 мкФ и номинальным напряжением 160 В приложено напряжение трапецеидальной формы, представленной на рис.6.14,б, с известными фронтом $t_f = 10 \text{ мкс}$ и частотой $f = 1 / T = 10 \text{ кГц}$. Требуется определить допустимую амплитуду приложенного напряжения U_m .

Правый график рис.6.14,а ставит в соответствие частоту сигнала $f = 1 / T$ (точка 1) и длительность фронта t_f (точка 2). Далее следует параллельный перенос ординаты точки 2 на левую половину графика (точка 3). Далее строится прямая от точки 3 параллельно базовой прямой до пересечения с ординатой номинальной ёмкости (точка 4). Следующий шаг - параллельный перенос точки 4 до пересечения с ординатой номинального напряжения (точка 5). Последним шагом от точки 5 проводят прямую, параллельную базовой до пересечения с осью напряжения и получают результат (точка 6) $U_m = 55 \text{ В}$.

6.7.3. В случае электролитических конденсаторов приложенное напряжение – однополярное и должно выполняться условие:

$$U_{\text{п}} + U_{\sim \text{м}} \leq U_{\text{н}},$$

где $U_{\text{н}}$ – номинальное напряжение конденсатора.

$U_{\text{п}}$ – уровень постоянной составляющей,

$U_{\sim \text{м}}$ – амплитуда переменной составляющей.

Допустимая амплитуда переменной составляющей определяется по графику, прилагаемому к данному конденсатору и имеющему вид, представленный на рис.6.17,

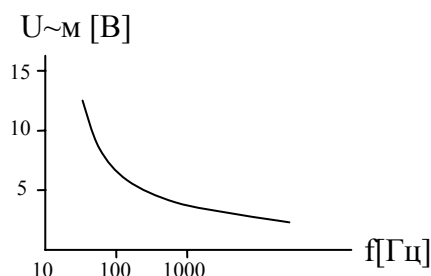


Рис.6.17.

где f – частота пульсаций переменной составляющей.

импульсный ток потребления i . Остальные потребители П1 и П3 по сравнению с П2
Рис.7.2.

потребляют значительно меньший ток. На рис.7.2 приведены сопротивления проводов $R1 = R2$ между ИП потребителем П2. Предположим сначала, что $R_{вн}$ значительно меньше сопротивления проводов $R1$ и $R2$. Падение напряжения на сопротивлениях проводов $R1$ и $R2$ от тока потребителя П2 представляет собой кондуктивную помеху для потребителей П1 и П2. Снижение кондуктивной помехи до приемлемого уровня для потребителя П1 может быть достигнута применением решений, приведённых на рис.7.1. то есть постановкой фильтра и стабилизатора или постановкой одного из упомянутых устройств. Следует заметить, что приведённое подключение потребителя П3 исключает воздействия описанной кондуктивной помехи за счёт идеального источника питания ИП. Показанное решение исключение возможной кондуктивной за счёт импульсного потребителя П2 является часто применяемым приёмом.

Таким образом, для существенного уменьшения кондуктивных помех между потребителями энергии от общего источника питания рекомендуется осуществлять соединение потребителей с источником питания отдельными проводами.

При значениях внутреннего сопротивления источника питания $R_{вн}$ соизмеримого с сопротивлением проводов $R1$ и $R2$, на клеммах источника питания присутствует кондуктивная помеха и для потребителя П3. Тогда борьба с кондуктивной помехой для потребителя П3 осуществляется описанным выше способом. Но и в этом случае уровень кондуктивных помех для потребителя П1 всё равно будет выше, чем для потребителя П3.

7.2. Электростатические помехи через паразитную ёмкость.

Электростатические помехи являются наиболее распространённым видом помех. Действие помехи рассмотрим с использованием рис.7.3. Имеется источник импульсной помехи, соединённый с общей точкой и с точкой А. Имеется приёмник помех, соединённый

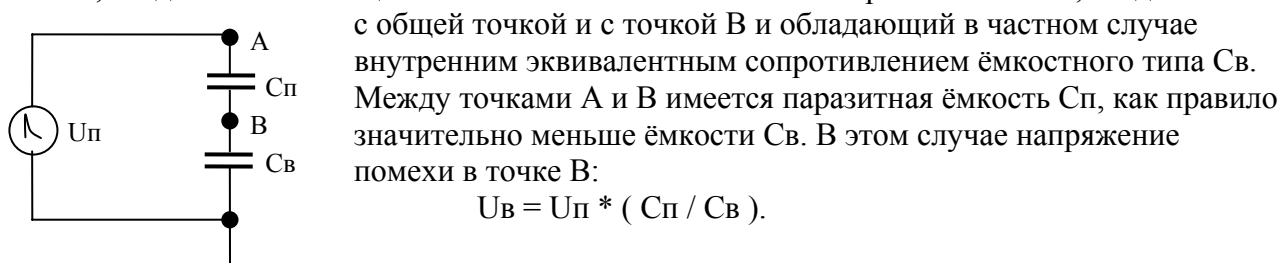
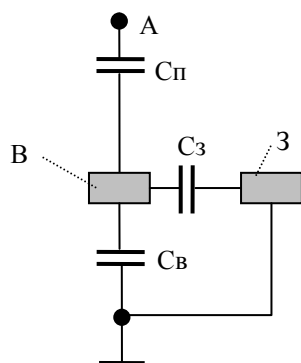


Рис.7.3.

Для уменьшения помехи в точке В необходимо удалить пространственно точки А и В, то есть уменьшить ёмкость $Cп$, или уменьшить внутреннее сопротивление приёмника помех, то есть увеличить, например, ёмкость между точкой В и общей точкой. Последнее



Предположим, имеется провод В, как приёмник помех, который имеет ёмкость $Cв$ на общую точку и ёмкость $Cп$ на источник помех (точка А). Если провод В приблизить к проводу общей точки (провод 3), то появится дополнительная ёмкость провода В на общую точку $Cз$, которая приведёт к уменьшению помехи на провод В. В качестве провода 3 можно использовать потенциальную шину источника питания, так как эта шина для переменного сигнала имеет хорошую связь с

Рис.7.4.

общей шиной.

Наиболее кардинальным решением проблемы является экранирование провода В, при этом экран должен быть соединён с общей точкой, как показано на рис.7.5

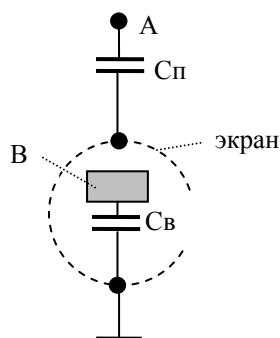
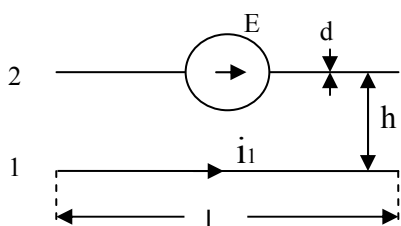


Рис.7.5.

7.3. Паразитная связь через взаимную индуктивность.

На рис. 7.6 приведены два проводника 1 и 2 диаметром d , длиной l и расстоянием между ними h . При протекании переменного тока i_1 по проводнику 1 в проводнике 2 за счёт взаимной индуктивности M наводится ЭДС E , которая выступает помехой в цепи второго проводника и может быть определена:



$$E = M \cdot \frac{di_1}{dt},$$

$$\text{где } M = \mu_0 \cdot l \cdot K_{\text{фм}}. \quad (7.1)$$

Рис. 7.6.

$K_{\text{фм}}$ – коэффициент формы взаимной индуктивности.

Для наиболее часто встречающихся случаев диаметр проводов d значительно меньше длины проводников и расстояния между ними. В этом случае при условии, что отношение $l/h \geq 1$:

$$K_{\text{фм}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\ln \left(\frac{2 \cdot l}{h} \right) - 1 + \frac{h}{l} \right],$$

в случае $l/h \leq 1$ коэффициент формы определяется по упрощенному выражению:

$$K_{\text{фм}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{l}{2 \cdot h}.$$

Ниже приведена таблица 7.1 и график на рис.7.7, в которых приведены значения $K_{\text{фм}}$ в зависимости от отношения l/h .

Таблица 7.1

l/h	0	1	3	5	10	20
$K_{\text{фм}}$	0	0,07	0,17	0,24	0,33	0,43

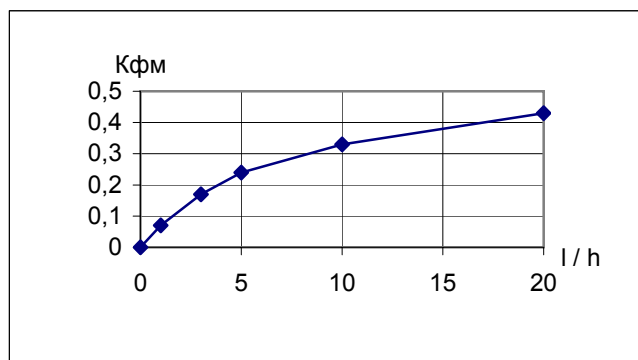


Рис. 7.7

Для печатного монтажа характерная форма проводников приведена на рис.7.8.

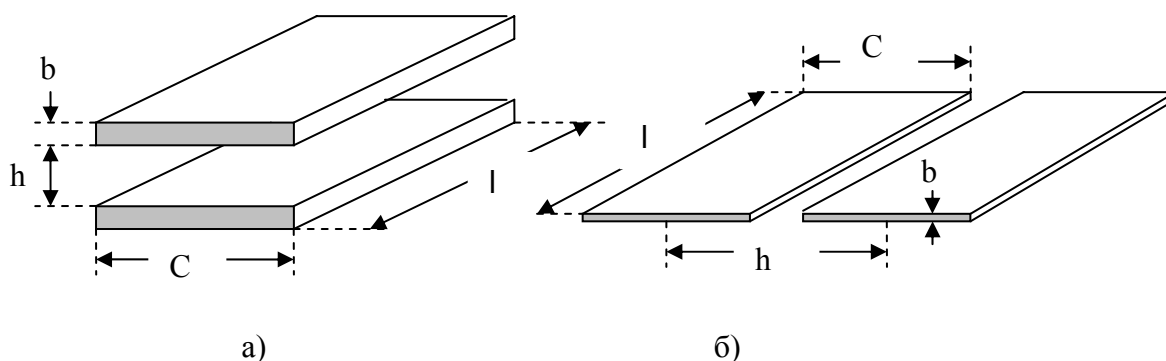


Рис.7.8.

На рис.7.8 показаны два часто встречающихся варианта выполнения печатных проводников: на противоположных сторонах печатной платы (рис. 7.8,а) и на одной стороне печатной платы (рис. 7.8,б)

Как правило, толщина печатного проводника b значительно меньше остальных геометрических размеров h , c , l . В этом случае расчёт взаимной индуктивности проводится по формуле (7.1) с подстановкой коэффициента формы равного:

$$K_{fm} = \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\ln \left(\frac{2 \cdot l}{h} \right) - 1 \pm 0.1 \left(\frac{c}{h} \right) \right],$$

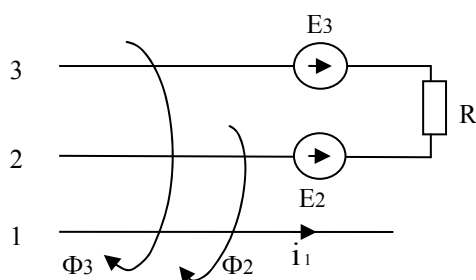
В приведённом выражении знак (-) относится к варианту, приведённому на рис.7.8,а, а знак (+) – к варианту, приведённому на рис.7.8,б.

7.4. Способы уменьшения паразитной индуктивной связи.

Способ 1 является очевидным и заключается в увеличении расстояния между проводниками, но он не всегда выполним в связи с необходимостью уменьшения габаритов устройства.

Способ 2. Рассматривается способ подавления электромагнитных помех в двухпроводной линии (рис.7.9). По проводнику 1 протекает ток i_1 и создаёт потоки Φ_2 и Φ_3 . Потоки Φ_2 и Φ_3 охватывают проводник 2 и индуцирует в нём ЭДС E_2 . Проводник 3 охватывает поток только Φ_3 и индуцирует ЭДС E_3 . Приведённый на рисунке резистор R является приёмником помех. Величина помехи E_p на резисторе R :

$$E_{\Pi} = E_2 - E_3 = \frac{d(\Phi_2 + \Phi_3)}{dt} - \frac{d\Phi_3}{dt} = \frac{d\Phi_2}{dt}$$



Таким образом, в контуре двухпроводной линии наводится ЭДС E_{Π} , которая определяется суммарным потоком Φ_2 , пронизывающим площадь между проводниками 2 и 3. Из этого следует способ уменьшения электромагнитной помехи, который заключается в уменьшении расстояния между проводниками 2 и 3,

Рис.7.9

поскольку в этом случае уменьшается поток Φ_2 . Так же уменьшает помеху совместное удаление проводников 2 и 3 от источника помехи, проводника 1.

Способ 3. Этот способ также применим к двухпроводной линии, которая выступает приёмником помех, как и в предыдущем случае. Он заключается в том, что для уменьшения помехи эти провода скручивают, как показано на рис.7.10.

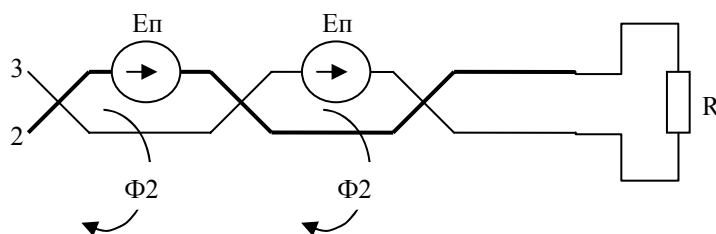
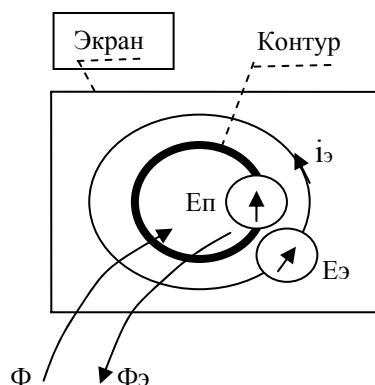


Рис. 7.10.

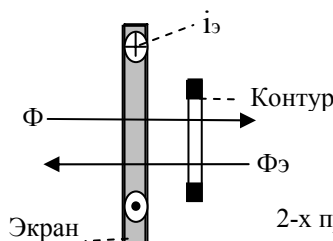
Скрученную двухпроводную линию можно разделить на элементарные участки, для которых аналогично предыдущему случаю можно определить результирующие

помехи E_{Π} , приведённые к верхнему проводу. Поскольку провода 2 и 3 пространственно меняются местами, то происходит компенсация помехи в двухпроводной, скрученной линии. В идеальном случае при равенстве потоков, пронизывающих контура, и при равенстве геометрии контуров приведённая к приёмнику R помеха равна нулю.

Способ 4. Этот способ применим к двухпроводной линии или для замкнутого контура. Способ основан на применении электромагнитного экрана, в котором возникают токи Фуко и ослабляют внешнее магнитное поле, которое и является источником помех в контуре. Принцип электромагнитного экранирования поясняет рис.7.11.



а)



б)

ис.7.1
1.

а рис.
7.11,а

) показ
ан

предс

ставляющий собой металлическую пластину, и приёмник помехи, представляющий собой

виток проводника. На рис.7.11,б) представлена проекция предыдущего 7.11,а). Внешний поток Φ – поток источника помехи, который в экране наводит ЭДС $E_{\text{э}}$, под действием которой по замкнутому контуру в экране протекает ток $i_{\text{э}}$ и создаёт встречный поток $\Phi_{\text{э}}$, который в свою очередь компенсирует внешний поток. ЭДС помехи, наводимая в витке $E_{\text{п}}$, определяется разностью потоков:

$$E_{\text{п}} = \frac{d(\Phi - \Phi_{\text{э}})}{dt}$$

Компенсация внешнего поля экраном будет тем полнее, чем меньше удельное сопротивление экрана, поскольку это приводит к увеличению тока экрана при всех остальных равных условиях.

На рис.7.11,б) рассмотрен витая двухпроводная линия, помещённая в металлическую оплётку, которая представляет собой по отношению к линии электромагнитный экран. Физика уменьшения электромагнитной помехи в двухпроводной линии аналогична рассмотренному ранее случаю. Здесь также Φ – внешний поток помехи, $\Phi_{\text{э}}$ – поток экрана (оплётки), в результате чего результирующий поток в частичном контуре двухпроводной линии уменьшается.

Следует заметить, что оплётка одновременно выполняет функцию и электростатического экрана, как было рассмотрено ранее.

Список литературы.

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы : Учебник для вузов по спец. "Радиотехника". - М., 2003. - 462 с. : ил.
2. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов по специальности "Радиотехника" / С. И. Баскаков. - М., 2005. - 462 с. : ил.
3. Электрические и электронные аппараты. В 2 т.. Т. 2 : учебник [для вузов по направлению "Электротехника, электромеханика и электротехнологии" / А. П. Бурман и др.] ; под ред. Ю. К. Розанова. - М., 2010. - 314, [1] с. : ил., схемы, табл.
4. Теплопередача. [В 2 ч.]. Ч. 2 : [учебное пособие / В. С. Чередниченко и др.] ; под общ. ред.: В. С. Чередниченко и А. И. Алиферова ; Новосиб. гос. техн. ун-т. - Новосибирск, 2007. - 378 с. : ил., табл.. - Инновационная образовательная программа НГТУ «Высокие технологии».
5. Буль О. Б. Методы расчета магнитных систем электрических аппаратов : программа ANSYS : [учебное пособие по специальности "Электрические

- и электронные аппараты" направления "Электротехника, электромеханика и электротехнология"] / О. Б. Буль. - М., 2006. - 284, [2] с. : ил., табл.
6. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки : справочник / [В. П. Берзан и др.] ; под. общ. ред. Г. С. Кучинского. - М., 1987. - 655, [1] с. : табл., граф., схемы
 7. Вдовин С. С. Проектирование импульсных трансформаторов / С. С. Вдовин. - Л., 1991. - 207, [1] с. : схемы, табл., граф.
 8. Калантаров П. Л. Расчет индуктивностей : справочная книга / П. Л. Калантаров, Л. А. Цейтлин. - Л., 1986. - 487, [1] с. : ил., табл.
 3. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчёт индуктивностей. – М. : Госэнергоиздат, 1955. -368 с.
 4. Расчёт электромагнитных элементов источников вторичного электропитания / А. Н. Горский, Ю. С. Русин, Н. Р. Иванов, Л. А. Сергеева. – М.: Радио и связь, 1988. – 176с.
 5. Рабинерсон А. А., Ашкинази Г. А. Режимы нагрузки силовых полупроводниковых приборов. М. , Энергия, 1976. – 296 с.
 6. Ануфриев Ю. А. и др. Эксплуатационные характеристики и надёжность электрических конденсаторов. М. , Энергия, 1976. – 224 с.