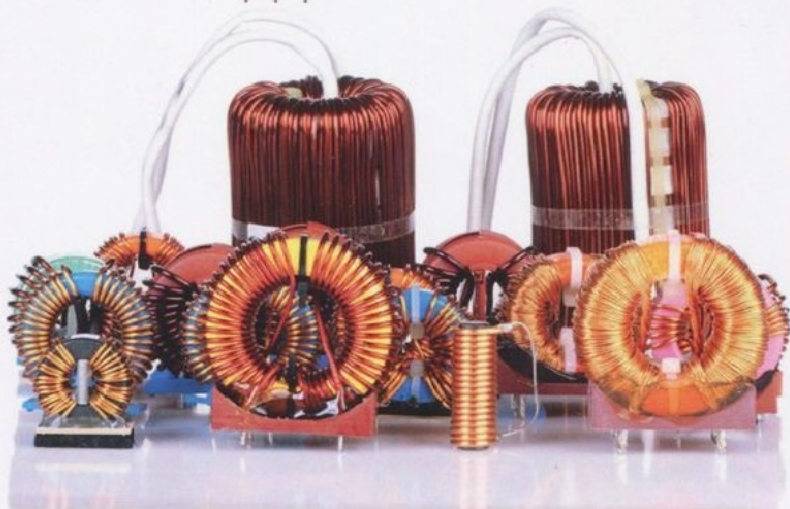
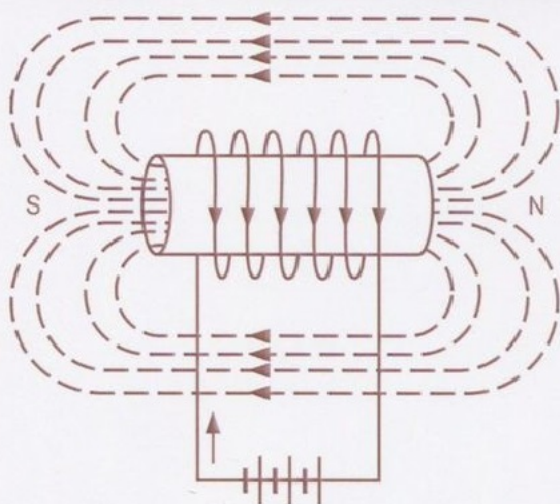


# Проектирование трансформаторов и дросселей



ОМК  
ИЗДАТЕЛЬСТВО

ОДЭКА

Вильям Маклиман

Вильям Маклиман

# **ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ И ДРОССЕЛЕЙ**

Справочник

# **TRANSFORMER AND INDUCTOR DESIGN**

## **HANDBOOK**

***Third Edition, Revised and Expanded***

COLONEL WM. T. MCLYMAN

*Kg Magnetics, Inc.  
Idyllwild, California, U.S.A.*



New York • Basel

# **ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ И ДРОССЕЛЕЙ**

## **СПРАВОЧНИК**

***Издание третье, пересмотренное  
и дополненное***

**Вильям Маклиман**

*Kg Magnetics, Inc.  
Idyllwild, California, U.S.A.*



**Москва, 2016**



**УДК 621.314**  
**ББК 31.261.8**  
**М15**

**Вильям Маклиман**

**М15** Проектирование трансформаторов и дросселей. Справочник. 3-е изд., пересм. и доп. / Перевод с англ. Попов В. В. – М.: ДМК Пресс, 2016. – 476 с.

**ISBN 978-5-97060-165-5**

Книга представляет собой справочник по проектированию и расчету трансформаторов и дросселей. Рассмотрены все ключевые компоненты для проектирования лёгких, высокочастотных трансформаторов аэрокосмических объектов или низкочастотных коммерческих трансформаторов. Включены разделы, связанные с маломощным преобразователем, проектированием роторного трансформатора, планарного трансформатора. Представлена обширная информация о магнитных материалах и характеристиках сердечников. Дается много характеристик материалов в виде таблиц, помогающих быстрее найти удачное проектное решение. Материал организован так, что инженер или техник в процессе чтения книги получают полное понятие об искусстве проектирования трансформатора и дросселя.

Издание предназначено для инженеров и разработчиков силовой электроники, а также может быть полезно студентам вузов и радиолюбителям.

**УДК 621.314**  
**ББК 31.261.8**

Все права защищены. Любая часть этой книги не может быть воспроизведена в какой бы то ни было форме и какими бы то ни было средствами без письменного разрешения владельцев авторских прав.

Материал, изложенный в данной книге, многократно проверен. Но, поскольку вероятность технических ошибок все равно существует, издательство не может гарантировать абсолютную точность и правильность приводимых сведений. В связи с этим издательство не несет ответственности за возможные ошибки, связанные с использованием книги.

ISBN 978-0-82475-393-3 (англ.)  
ISBN 978-5-97060-165-5 (рус.)

© 2015, CRC Press, Taylor&Francis Group  
© Оформление, ДМК Пресс, 2016

# СОДЕРЖАНИЕ

---

Введение.....	15
---------------	----

Предисловие .....	16
Благодарность .....	17
Об авторе.....	17
О книге.....	18

<b>1</b> Фундаментальные понятия магнетизма .....	<b>19</b>
1.1. Введение .....	20
1.2. Магнитные свойства в свободном пространстве .....	20
1.3. Усиление магнитного поля.....	21
1.4. Простейший трансформатор.....	24
1.5. Магнитный сердечник .....	24
1.6. Фундаментальные характеристики магнитного сердечника .....	26
1.7. Зависимость $B(H)$ при повторном перемагничивании сердечника.....	28
1.8. Магнитная проницаемость.....	28
1.9. Магнитодвижущая сила (МДС) и намагничивающая сила ( $H$ ).....	32
1.10. Магнитное сопротивление.....	34
1.11. Воздушный зазор.....	35
1.12. Управление величиной постоянного магнитного потока с помощью воздушного зазора.....	38
1.13. Типы воздушных зазоров .....	39
1.14. Краевой магнитный поток .....	40
1.15. Магнитная проницаемость материала.....	41
1.16. Воздушные зазоры .....	42
1.17. Краевой магнитный поток, фактор $F$ .....	42
1.18. Расчёт длины зазора в дросселе постоянного тока .....	43
1.19. Краевой магнитный поток и способ намотки катушки .....	45
1.20. Краевой магнитный поток в уплотнённой среде .....	45
1.21. Краевой магнитный поток в порошковых сердечниках .....	46

<b>2</b> Магнитные материалы и их характеристики .....	<b>48</b>
2.1. Введение .....	49
2.2. Насыщение.....	49
2.3. Остаточная индукция $B_r$ и коэрцитивная сила $H_c$ .....	50
2.4. Магнитная проницаемость $\mu$ .....	50
2.5. Потери на гистерезис, сопротивление потерь $\rho$ в сердечнике .....	50
2.6. Кремниевая сталь .....	51
2.7. Тонкая лента из никелевого сплава.....	51
2.8. Металлическое стекло .....	55

2.9. Магнито-мягкие ферриты .....	59
2.10. Марганец-цинковые ферриты .....	61
2.11. Никель-цинковые ферриты .....	61
2.12. Ферриты: обзор .....	62
2.13. Порошковые сердечники из молибденового пермаллоя .....	63
2.14. Железные порошковые сердечники .....	64
2.15. Потери в сердечнике .....	70
2.16. Уравнения для потерь в сердечнике .....	71
2.17. Отбор магнитных материалов .....	74
2.18. Несимметричное намагничивание .....	74
2.19. Характеристики материала .....	75
2.20. Уточнение границ области насыщения магнитного материала .....	77
2.21. Условия и результаты измерений .....	80
2.22. Теория насыщения магнитного материала .....	84
2.23. Влияние воздушного зазора .....	85
2.24. Эффект введения зазора .....	86
2.25. Составной сердечник .....	93
2.26. Заключение .....	96

---

<b>3 Магнитные сердечники .....</b>	<b>98</b>
3.1. Введение .....	99
3.2. Типы и конструкции сердечников .....	100
3.3. Типы материалов сердечника .....	101
3.4. Вихревые токи и изоляция .....	101
3.5. Стальные пластины .....	102
3.6. Отжиг и снятие стресса .....	104
3.7. Сборка пакета пластин и их взаимная ориентация .....	104
3.8. Уплотнение потока .....	105
3.9. Ток возбуждения .....	106
3.10. Ленточные С-, ЕЕ- и тороидальные сердечники .....	107
3.11. Ленточные тороидальные сердечники .....	109
3.12. Порошковый тороидальный сердечник .....	109
3.13. Коэффициент заполнения сталью .....	110
3.14. Данные для проектирования сердечников из ЕІ-пластин .....	111
3.15. Данные для проектирования сердечников из UІ-пластин .....	112
3.16. Данные для проектирования сердечников из LL-пластин .....	113
3.17. Данные для проектирования сердечников из DU-пластин .....	115
3.18. Данные для проектирования трёхфазных трансформаторов на основе стальных пластин .....	116
3.19. Данные для проектирования ленточных витых С-сердечников .....	117
3.20. Очертания ленточных намотанных ЕЕ-сердечников .....	118
3.21. Параметры ленточных витых тороидальных сердечников .....	119
3.22. Параметры ЕЕ-сердечников из феррита .....	121
3.23. Параметры планарных ферритовых ЕЕ- и ЕІ-сердечников .....	122

3.24. Параметры ферритовых ЕС-сердечников .....	123
3.25. Параметры ферритовых ETD-сердечников.....	124
3.26. Параметры ферритовых ETD-сердечников.....	125
3.27. Параметры ферритовых ER-сердечников .....	126
3.28. Параметры ферритовых EFD-сердечников .....	127
3.29. Параметры ферритовых EPC-сердечников .....	128
3.30. Параметры ферритовых PC-сердечников .....	129
3.31. Параметры ферритовых EP-сердечников .....	130
3.32. Параметры ферритовых PQ-сердечников.....	131
3.33. Параметры низкопрофильных ферритовых PQ-сердечников.....	133
3.34. Параметры ферритовых RM-сердечников.....	134
3.35. Параметры низкопрофильных ферритовых RM-сердечников.....	135
3.36. Параметры ферритовых DS-сердечников .....	136
3.37. Параметры ферритовых UUR-сердечников .....	137
3.38. Параметры ферритовых UUS-сердечников .....	138
3.39. Параметры тороидальных ферритовых сердечников.....	139
3.40. Параметры тороидальных порошковых MPP-сердечников.....	140
3.41. Параметры порошковых железных тороидальных сердечников .....	142
3.42. Параметры тороидальных сендастовых порошковых сердечников.....	143
3.43. Параметры тороидальных порошковых сердечников High Flux .....	145
3.44. Параметры железных порошковых EE-сердечников .....	146
3.45. Параметры сендастовых порошковых EE-сердечников.....	148

---

<b>4</b>	<b>Использование окна сердечника, обмоточный провод и изоляция .....</b>	<b>149</b>
4.1.	Коэффициент заполнения окна.....	150
4.2.	Изоляция провода, $S_1$ .....	151
4.3.	Коэффициент заполнения обмоткой.....	152
4.4.	Эффективная площадь окна.....	155
4.5.	Коэффициент влияния изоляции.....	157
4.6.	Заключение.....	158
4.7.	Коэффициент заполнения окна для ферритовых сердечников с катушкой .....	159
4.8.	Провод круглого и квадратного сечения с диаметром и стороной 0.0254 мм .....	161
4.9.	Обмоточный провод .....	161
4.10.	Плёночная изоляция обмоточного провода .....	162
4.11.	Таблица проводов.....	163
4.12.	Изоляция, которую можно паять .....	166
4.13.	Укреплённый обмоточный провод.....	167
4.14.	Базовая плёночная изоляция.....	167
4.15.	Методы нанесения укрепляющего покрытия .....	168
4.16.	Миниатюрный обмоточный провод прямоугольного сечения .....	168
4.17.	Многожильный провод и поверхностный эффект.....	169
4.18.	Уменьшение скин-эффекта в трансформаторах.....	170

4.19. Расчёт скин-эффекта в дросселе постоянного тока .....	171
4.20. Многожильный провод типа литцендрат .....	174
4.21. Эффект близости .....	175
4.22. Эффект близости в трансформаторах .....	176
4.23. Высокочастотные трансформаторы с многослойными обмотками .....	176
4.24. Анализ эффекта близости при помощи кривых Доула .....	179
4.25. Специальные провода .....	180
4.26. Провод с тройной изоляцией .....	181
4.27. Литцендрат с тройной изоляцией .....	182
4.28. Многожильный обмоточный провод .....	182
4.29. Стандартная фольга .....	183
4.30. Использование фольги .....	184
4.31. Расчёт средней длины витка .....	187
4.32. Расчёт средней длины витка тороидального сердечника .....	188
4.33. Расчёт сопротивления меди обмотки .....	188
4.34. Расчёт веса меди .....	188
4.35. Электрический изоляционный материал .....	189
4.36. Источники .....	189

---

<b>5 Этапы проектирования трансформатора .....</b>	<b>190</b>
5.1. Введение .....	191
5.2. Общие проблемы проектирования .....	191
5.3. Способность передавать мощность .....	192
5.4. Взаимосвязь $A_p$ и способности сердечника передавать мощность .....	193
5.5. Взаимосвязь $K_g$ с диапазоном регулирования нагрузки и способностью передавать мощность .....	193
5.6. Произведение площадей трансформатора $A_p$ .....	194
5.7. Объём трансформатора и произведение площадей $A_p$ .....	194
5.8. Вес трансформатора и произведение площадей $A_p$ .....	197
5.9. Площадь поверхности трансформатора в зависимости от произведения площадей $A_p$ .....	198
5.10. Плотность тока трансформатора $J$ и произведение площадей сердечника $A_p$ .....	202
5.11. Геометрия сердечника трансформатора и произведение площадей сердечника .....	204
5.12. Вес трансформатора в зависимости от диапазона регулирования нагрузки .....	206
5.13. Источники .....	208

---

<b>6 Эффективность трансформаторов и дросселей, влияние изменения нагрузки и температуры .....</b>	<b>209</b>
6.1. Введение .....	210
6.2. Эффективность трансформатора .....	210

6.3. Максимальная эффективность.....	210
6.4. Рассеивание мощности трансформатором посредством радиации и конвекции.....	212
6.5. Рост температуры в зависимости от площади рассеивающей поверхности $A_c$ .....	213
6.6. Площадь поверхности, необходимая для рассеивания выделяющегося тепла.....	214
6.7. Требуемая площадь поверхности $A_c$ .....	215
6.8. Зависимость напряжения от нагрузки .....	216
6.9. Источники.....	218

<b>7 Проектирование силового трансформатора .....</b>	<b>219</b>
7.1. Введение .....	220
7.2. Общие проблемы проектирования.....	220
7.3. Способность передавать мощность .....	221
7.4. Связь выходной мощности $P_o$ и расчётной мощности $P_t$ .....	222
7.5. Многообмоточные трансформаторы .....	224
7.6. Зависимость напряжения от нагрузки.....	226
7.7. Взаимосвязь $K_g$ и способности трансформатора поддерживать стабильное напряжение на выходе при изменении нагрузки .....	227
7.8. Взаимосвязь $A_p$ и способности трансформатора передавать мощность.....	228
7.9. Сердечники с одинаковым произведением площадей .....	229
7.10. Проектирование 250 Вт изолирующего трансформатора с использованием коэффициента, характеризующего геометрию сердечника $K_g$ .....	230
7.11. Проектирование трансформатора на 38 Вт и 100 кГц с использованием коэффициента $K_g$ , характеризующего геометрию сердечника .....	234

<b>8 Проектирование дросселей постоянного тока с зазором в магнитопроводе .....</b>	<b>243</b>
8.1. Введение .....	244
8.2. Критическая индуктивность для дросселя выпрямителя синусоидального напряжения .....	244
8.3. Критическая индуктивность дросселя для регулятора напряжения понижающего типа .....	245
8.4. Материалы сердечников, используемых в преобразователях с широтно-импульсным регулированием.....	248
8.5. Основополагающие положения .....	249
8.6. Краевой поток.....	251
8.7. Дроссели .....	252
8.8. Связь произведения площадей сердечника и способности дросселя передавать энергию .....	253

8.9. Связь коэффициента геометрии $K_g$ и способности дросселя передавать энергию .....	253
8.10. Пример проектирования дросселя с зазором с использованием коэффициента геометрии сердечника $K_g$ .....	254
8.11. Пример проектирования дросселя с зазором с использованием метода произведения площадей сердечника $A_p$ .....	259

---

<b>9 Проектирование дросселей постоянного тока с порошковыми сердечниками .....</b>	<b>265</b>
9.1. Введение .....	266
9.2. Порошковые сердечники из молибденового пермаллоя (МРР) .....	266
9.3. Порошковые сердечники типа High Flux (HF) .....	266
9.4. Сендастовые порошковые сердечники (Magnetics Kool Mu) .....	267
9.5. Железные порошковые сердечники .....	267
9.6. Дроссели .....	268
9.7. Отношение произведения площадей $A_p$ к способности дросселя передавать энергию .....	268
9.8. Отношение коэффициента геометрии $K_g$ к способности дросселя передавать энергию .....	269
9.9. Фундаментальные положения .....	270
9.10. Проектирование тороидального порошкового сердечника с использованием коэффициента геометрии $K_g$ .....	272
9.11. Проектирование тороидального порошкового сердечника с использованием произведения площадей $A_p$ .....	277

---

<b>10 Проектирование дросселей переменного тока .....</b>	<b>282</b>
10.1. Введение .....	283
10.2. Требования .....	283
10.3. Связь произведения площадей $A_p$ сердечника с вольт-амперами дросселя .....	283
10.4. Связь коэффициента геометрии $K_g$ с вольт-амперами дросселя .....	284
10.5. Фундаментальные соотношения .....	284
10.6. Краевой поток .....	285
10.7. Пример проектирования дросселя переменного тока .....	288
10.8. Источники .....	292

---

<b>11 Трансформаторные стабилизаторы переменного напряжения .....</b>	<b>293</b>
11.1. Введение .....	294
11.2. Регулировочные характеристики .....	294
11.3. Электрические параметры .....	294
11.4. Уравнения для проектирования .....	296
11.5. Пример проектирования .....	299



11.6. Пример проектирования дросселя переменного тока.....	304
11.7. Источники .....	307

---

<b>12</b> Проектирование трёхфазного трансформатора .....	<b>308</b>
12.1. Введение .....	309
12.2. Основные схемы соединения обмоток трансформатора .....	309
12.3. Сравнение физических размеров трансформаторов.....	309
12.4. Фазный и линейный ток в треугольнике .....	311
12.5. Фазное, линейное напряжение и ток в схеме трёхфазной звезды.....	312
12.6. Сравнение мощностей в однофазной и многофазной системах .....	312
12.7. Многофазные выпрямительные схемы.....	313
12.8. Произведение площадей $A_p$ и коэффициент геометрии $K_g$ для трёхфазных трансформаторов .....	316
12.9. Связь выходной и расчётной мощности.....	317
12.10. Связь коэффициента геометрии с зависимостью выходного напряжения силового трансформатора от нагрузки .....	318
12.11. Связь произведения площадей сердечника $A_p$ со способностью трансформатора передавать мощность .....	319
12.12. Пример проектирования трёхфазного трансформатора .....	319

---

<b>13</b> Проектирование трансформатора обратного преобразователя напряжения.....	<b>324</b>
13.1. Введение .....	325
13.2. Передача энергии.....	325
13.3. Режим разрывного тока.....	326
13.4. Режим непрерывного тока.....	326
13.5. Граничный режим тока дросселя .....	327
13.6. Понижающий регулятор напряжения.....	327
13.7. Повышающий преобразователь напряжения .....	330
13.8. Инвертирующий повышающе-понижающий преобразователь.....	333
13.9. Повышающе-понижающий преобразователь с трансформаторным выходом.....	335
13.10. Поверхностный эффект .....	339
13.11. Пример расчёта повышающего преобразователя, работающего в режиме разрывного тока .....	346
13.12. Поверхностный эффект .....	347
13.13. Проектирование дросселя для повышающего корректора коэффициента мощности.....	352
13.14. Стандартная схема повышающего преобразователя .....	353
13.15. Корректор коэффициента мощности на основе повышающего преобразователя .....	353
13.16. Пример проектирования дросселя с непрерывным током для ККМ на основе повышающего преобразователя .....	354

13.17. Поверхностный эффект .....	355
13.18. Источники.....	359

<b>14</b> Проектирование трансформатора и выходного дросселя прямоугольного преобразователя .....	<b>360</b>
14.1. Введение .....	361
14.2. Описание работы схемы.....	361
14.3. Сравнение траекторий перемагничивания сердечника в координатах $B-H$ .....	362
14.4. Проектирование трансформатора с использованием коэффициента геометрии $K_g$ .....	365
14.5. Расчёт дросселя фильтра прямоугольного преобразователя .....	370
14.6. Проектирование выходного дросселя с использованием коэффициента геометрии $K_g$ .....	372

<b>15</b> Проектирование входного фильтра .....	<b>378</b>
15.1. Введение .....	379
15.2. Конденсатор.....	379
15.3. Дроссель.....	380
15.4. Осцилляция.....	381
15.5. Подключение первичного источника мощности.....	382
15.6. Резонансный заряд.....	383
15.7. Процедура проектирования дросселя входного фильтра.....	385
15.8. Данные для проектирования входного фильтра.....	386
15.9. Источники.....	389

<b>16</b> Проектирование трансформатора тока.....	<b>390</b>
16.1. Введение .....	391
16.2. Анализ составляющих входного тока.....	391
16.3. Уникальность трансформатора тока.....	393
16.4. Примеры схем, использующих трансформатор тока.....	394
16.5. Пример проектирования трансформатора тока.....	396
16.6. Результаты проектирования .....	398

<b>17</b> Ёмкость обмотки и индуктивность рассеивания .....	<b>400</b>
17.1. Введение .....	401
17.2. Паразитные эффекты .....	401
17.3. Поток рассеивания .....	402
17.4. Минимизация индуктивности рассеивания .....	405
17.5. Ёмкость обмотки.....	406
17.6. Межвитковая ёмкость обмотки .....	408

17.7. Межслойная ёмкость обмотки трансформатора .....	408
17.8. Межобмоточная ёмкость.....	409
17.9. Паразитная ёмкость.....	410
17.10. Источники.....	411

---

<b>18</b> Проектирование маломощного преобразователя .....	<b>412</b>
18.1. Введение .....	413
18.2. Преобразователь напряжения.....	413
18.3. Регулирование и фильтрация.....	414
18.4. Преобразователь тока.....	415
18.5. Маломощный преобразователь .....	415
18.6. Регулирование и фильтрация.....	416
18.7. Временные диаграммы токов и напряжений маломощного преобразователя .....	416
18.8. Технология на марше.....	419
18.9. Коэффициент использования окна .....	419
18.10. Температурная стабильность .....	420
18.11. Определение расчётной мощности .....	420
18.12. Расчётные соотношения маломощного преобразователя .....	421
18.13. Проектирование трансформатора на основе рассчитанного коэффициента геометрии $K_g$ .....	425
18.14. Обзор результатов проектирования .....	429
18.15. Источники.....	432

---

<b>19</b> Проектирование роторного трансформатора .....	<b>434</b>
19.1. Введение .....	435
19.2. Базовая конструкция роторного трансформатора.....	435
19.3. Особенности работы с кривой напряжения прямоугольной формы.....	436
19.4. Индуктивность рассеивания роторного трансформатора.....	437
19.5. Двухтактный резонансный преобразователь тока .....	439
19.6. Трудности при проектировании роторного трансформатора .....	440
19.7. Источники.....	442

---

<b>20</b> Планарные трансформаторы .....	<b>443</b>
20.1. Введение .....	444
20.2. Базовая конструкция планарного трансформатора .....	444
20.3. Планарные интегральные магнетики с печатными обмотками .....	446
20.4. Геометрия сердечника .....	447
20.5. Уравнения для проектирования планарного трансформатора и дросселя.....	448
20.6. Коэффициент использования окна сердечника.....	449
20.7. Плотность тока $J$ .....	450

20.8. Печатные обмотки .....	453
20.9. Расчёт средней длины витка .....	454
20.10. Сопротивление обмотки и рассеиваемая мощность .....	454
20.11. Ёмкость печатной обмотки .....	455
20.12. Проектирование планарного дросселя .....	456
20.13. Внешний вывод обмотки .....	457
20.14. Базовые материалы для печатных плат .....	458
20.15. Сборка и монтаж сердечника .....	459
20.16. Источники .....	460

---

<b>21</b>	<b>Истоки уравнений проектирования .....</b>	<b>461</b>
21.1.	Связь выходной мощности $P_o$ с расчётной мощностью $P_t$ .....	462
21.2.	Проектирование трансформатора на основе коэффициента геометрии $K_g$ .....	463
21.3.	Проектирование трансформатора на основе произведения площадей сердечника $A_p$ .....	466
21.4.	Проектирование дросселя на основе коэффициента геометрии сердечника $K_g$ .....	467
21.5.	Проектирование дросселя на основе произведения площадей сердечника .....	470
21.6.	Зависимость выходного напряжения трансформатора от нагрузки .....	473

# ВВЕДЕНИЕ

---

Вильям Маклиман (Mc Luman) – известный автор, лектор и разработчик магнитных устройств. Его предыдущие книги, посвящённые проектированию трансформаторов и дросселей, характеристикам магнитных сердечников, методам проектирования преобразовательных схем, широко используются работчиками. В этой книге автор собрал и обработал содержащуюся в них информацию, а также добавил разделы, посвящённые роторному трансформатору, проектированию планарного трансформатора и планарной конструкции. Автор связал все вопросы проектирования магнитных устройств соответствующими расчётными соотношениями наряду с полной информацией о свойствах магнитных материалов и характеристиках сердечников. В дополнение ко всему, рассмотрен шаг за шагом процесс проектирования.

Эта книга полезна в первую очередь инженерам – проектировщикам магнитных устройств. Если Ваша цель – проектирование первоклассных изделий низкой стоимости – эта книга для Вас. Спасибо, Маклиман, за хорошо сделанную полезную книгу.

*Роберт Дж. Ноач*

# ПРЕДИСЛОВИЕ

Ко мне поступило много обращений с просьбой издать справочную книгу по проектированию трансформаторов и дросселей в связи с тенденциями развития силовой электроники за последние несколько лет. Это издание содержит 21 главу, среди которых есть абсолютно новые: «Прямоходовой преобразователь», «Обратноходовой преобразователь», «Малощумящий преобразователь», «Роторные трансформаторы» и «Планарные трансформаторы». Рассмотрено много примеров проектирования.

Эта книга предлагает инженерам, работающим в электронной и аэрокосмической отраслях промышленности, пути практических решений с примерами проектирования. Трансформаторы можно найти во всех электронных системах. Эта книга может быть использована при ручном проектировании малогабаритных высокочастотных и низкочастотных трансформаторов для коммерческого и специального использования.

Процесс преобразования энергии в устройствах силовой электроники требует использования трансформаторов, которые часто являются наиболее габаритными и тяжёлыми элементами всего устройства. Трансформаторы также оказывают существенное влияние на весь процесс преобразования и его эффективность, а так же определяют вес и цену устройства. В связи с сильной взаимозависимостью этих показателей необходима оптимизация процесса проектирования.

Производители в течение многих лет вырабатывали специальный код, характеризующий способность сердечников передавать мощность. Для каждого сердечника указывается коэффициент  $A_p$  равный произведению площадей окна сердечника  $W_a$  и площади поперечного сечения среднего стержня  $A_c$ . Эти данные используются для суммирования размеров и электрических характеристик.

Произведение площадей  $A_p$  измеряется в см<sup>4</sup>. Я ввёл в практику новый коэффициент, характеризующий способность сердечника передавать мощность, – это коэффициент геометрии  $K_g$ , измеряемый в см<sup>5</sup>. Этот коэффициент позволяет инженеру более жёстко контролировать процесс проектирования. Это относительно новая концепция и производители сердечников начинают включать коэффициент в свои каталоги.

Ввиду своей значительности коэффициенты  $K_g$  и  $A_p$  интенсивно используются в этой книге. Разработчику также предоставляется значительное количество другой информации; многие данные сведены в таблицы, что позволяет быстрее достичь желаемого результата.

Инженеры используют разные подходы к процессу проектирования. Часто используются чисто эмпирические соотношения. Так, например, плотность тока не рассчитывается, а принимается равной  $200 \text{ А/см}^2$ . Это во многих случаях допустимо, но часто при такой плотности тока трансформатор получается неоправданно большим и тяжёлым. Информация, содержащаяся в этой книге, позволяет избежать использования этого и других чисто эмпирических соотношений. Материал организован так, что инженер или техник от начала и до конца книги получают понятие об искусстве проектирования трансформатора или дросселя.

Автор и издатель не несут никакой ответственности за использование данных, схем или процессов, описанных в этой книге.

## Благодарность

В процессе подготовки материала для книги я имел счастье сотрудничать со многими компаниями и коллегами. Всем им я хочу выразить благодарность. Однако некоторым людям и компаниям, чей вклад был особенно значительным, я выразил благодарность поимённо перед каждой главой, в написании которой они принимали участие.

## Об авторе

Вильям Маклиман (Mc Lyman) недавно ушёл в отставку с должности руководителя секции авиационного оборудования лаборатории реактивного движения (Jet Propulsion Laboratory), которая является филиалом Калифорнийского технологического института в Пасадене. У него 47-летний стаж работы в области магнитных материалов и он является держателем 14 патентов США, связанных с этой областью. За 30 лет работы в JPL им было выпущено более 70 технических меморандумов, отчётов по новой технологии и краткой технической информации, касающейся магнетиков и схемотехнических решений в области силовых преобразователей. Он принимал участие в работах по проектам NASA, включая Pathfinder Mission to Mars, Cassini, Galileo, Magellan, Viking, Voyager, MVM, Hubble Space Telescope и многих других.

Более 20 лет он читал лекции в США, Канаде, Мексике и в Европе по теме проектирования и изготовления магнитных компонентов. В этой области он является признанным авторитетом. Он президент собственной компании Kg Magnetics Inc, которая специализируется в области проектирования магнитных элементов силовой электроники.

Недавно вышла новая книга «Высоконадёжные магнитные приборы. Проектирование и производство» (Marcel Dekker Inc.). Он является одним из авторов



компьютерной программы «Titan», посвящённой проектированию трансформаторов и дросселей. Программа используется в Windows 95, 98, 2000 и NT.

## О книге

Это третье издание существенно пересмотрено и дополнено, чтобы максимально полно представить ситуацию в искусстве проектирования магнетиков. Оно представляет собой практический подход к вопросам проектирования трансформаторов и дросселей. Широко используются понятия произведения площадей сердечника  $A_p$  и коэффициент геометрии  $K_g$ .

Читателю представляется обширная информация о магнитных материалах и характеристиках сердечников. Рассмотрены примеры проектирования, где шаг за шагом рассчитываются все свойства трансформатора или дросселя.

Книга характеризует все ключевые компоненты для проектирования лёгких, высокочастотных трансформаторов аэрокосмических объектов или низкочастотных коммерческих трансформаторов.

В это издание включены новые разделы, связанные с малошумящим преобразователем, проектированием роторного трансформатора, проектированием планарного трансформатора, включая перечень процедур, имеющих большое значение для инженеров, работающих в электронной и аэрокосмической областях.

Даётся много характеристик материалов в виде таблиц, помогающих быстрее найти удачное проектное решение.

# 1

## Фундаментальные понятия магнетизма

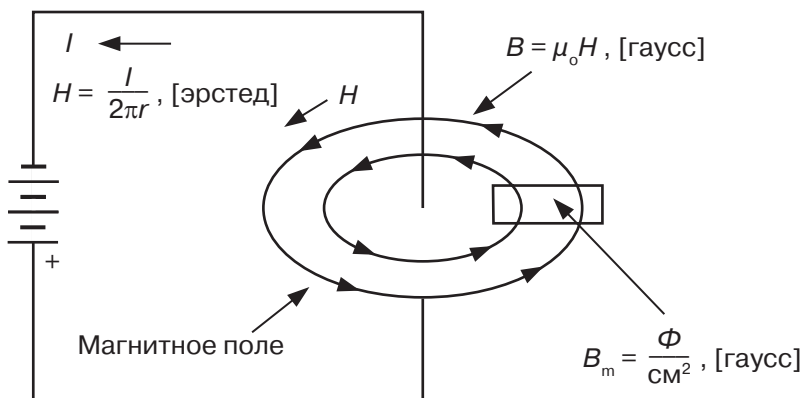
1	Введение	20
2	Магнитные свойства в свободном пространстве	20
3	Усиление магнитного поля	21
4	Простейший трансформатор	24
5	Магнитный сердечник	24
6	Фундаментальные характеристики магнитного сердечника	26
7	Зависимость $B(H)$ при повторном перемагничивании сердечника	28
8	Магнитная проницаемость	28
9	Магнитодвижущая сила (МДС) и намагничивающая сила ( $H$ )	32
10	Магнитное сопротивление	34
11	Воздушный зазор	35
12	Управление величиной постоянного магнитного потока с помощью воздушного зазора	38
13	Типы воздушных зазоров	39
14	Краевой магнитный поток	40
15	Магнитная проницаемость материала	41
16	Воздушные зазоры	42
17	Краевой магнитный поток, фактор $F$	42
18	Расчёт длины зазора в дросселе постоянного тока	43
19	Краевой магнитный поток и способ намотки катушки	45
20	Краевой магнитный поток в уплотнённой среде	45
21	Краевой магнитный поток в порошковых сердечниках	46

## 1.1. Введение

При анализе свойств магнитного поля встречаются значительные трудности из-за использования большого количества различных систем единиц, как-то СГС (сантиметр–грамм–секунда), МКС (метр–килограмм–секунда) или смешанной английской системы. Можно было бы договориться использовать систему СГС, но всегда есть по крайней мере одно исключение из правила – это магнитная проницаемость.

## 1.2. Магнитные свойства в свободном пространстве

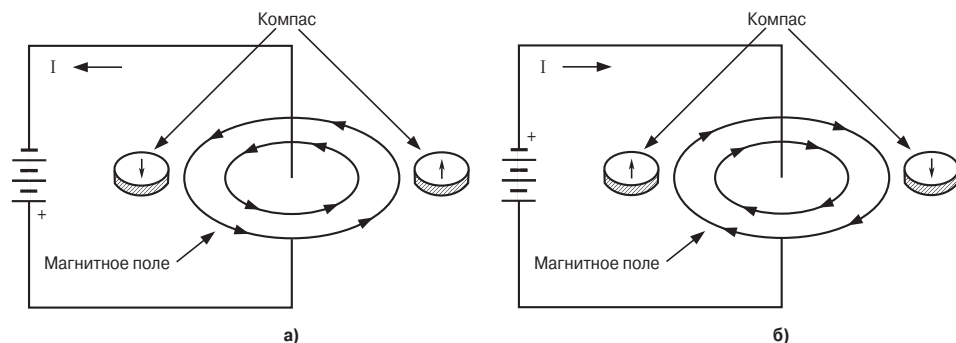
Длинный провод с текущим по нему постоянным током генерирует круговое магнитное поле напряжённостью  $H$  и индукцией  $B$ , которое создаётся вокруг проводника (рис. 1.1).



**Рис. 1.1.** Магнитное поле, созданное проводником с током

Направление вектора магнитного потока вокруг проводника может быть определено с помощью «правила правой руки»: если проводник зажать кистью правой руки так, чтобы большой палец показывал направление тока, то пальцы покажут направление силовых линий магнитного поля. Здесь имеется в виду техническое направление тока, а не потока электронов.

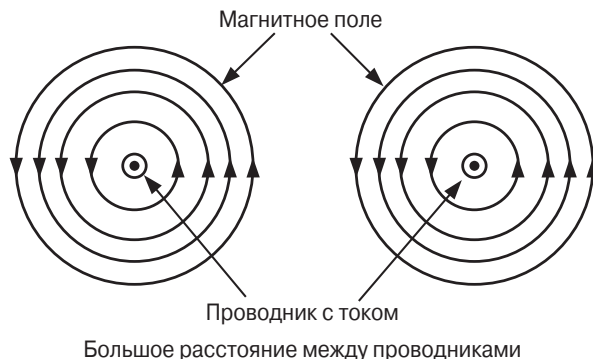
Когда ток в проводнике течёт в одном направлении, как показано на рис. 1.2а, стрелка компаса отклоняется в одну сторону. Если изменить направление тока, стрелка будет отклоняться в другую сторону (рис. 1.2б). Это доказывает, что магнитное поле полярно. Когда ток меняет направление, магнитодвижущая сила тоже меняет направление.



**Рис. 1.2.** Компас иллюстрирует изменение полярности магнитного поля

## 1.3. Усиление магнитного поля

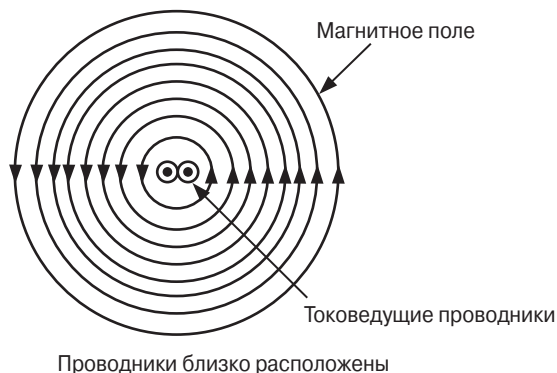
Когда ток течёт по проводнику, магнитное поле возникает вокруг провода. Если два проводника проводят ток в одном направлении, но они расположены относительно далеко друг от друга, как показано на **рис. 1.3**, генерируемые ими магнитные поля не взаимодействуют.



**Рис. 1.3.** Магнитные поля, возникающие вокруг свободных токоведущих проводников

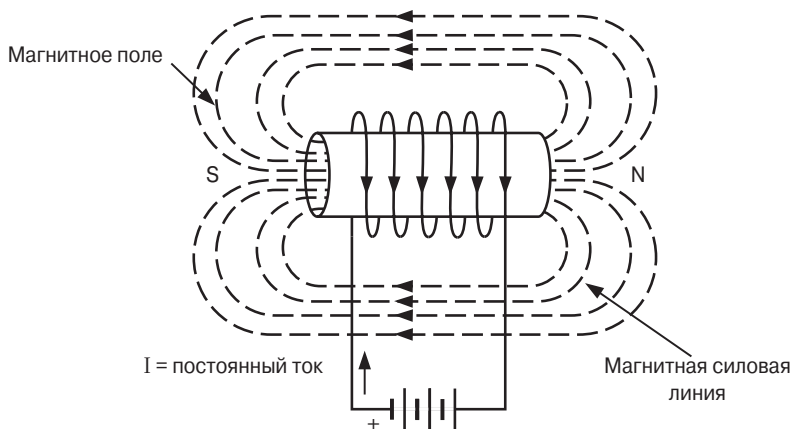
Если же проводники расположены рядом, как показано на **рис. 1.4**, магнитные поля складываются и интенсивность поля удваивается.

$$\text{Плотность энергии } \gamma = \frac{B^2}{8\pi\epsilon}. \quad (1.1)$$



**Рис. 1.4.** Магнитные поля, возникающие вокруг близко расположенных проводников с током

Если провод намотан на каркас, то его магнитное поле значительно усиливается. Катушка фактически имеет такое же поле, как у стержневого магнита, как показано на **рис. 1.5**. Как и стержневой магнит, катушка имеет северный полюс и нейтральную центральную область. Более того, полярность может быть изменена при реверсировании тока катушки  $I$ . Это опять-таки демонстрирует зависимость магнитного поля от направления тока.

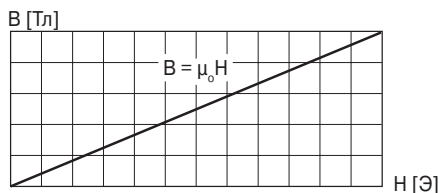


**Рис. 1.5.** Воздушная катушка с постоянным током обмотки

Магнитной цепью является пространство, в котором замыкается магнитный поток вокруг катушки. Величина потока определяется величиной тока  $I$  и числом витков катушки. Произведение  $N \cdot I$ , где  $N$  — число витков катушки, называется магнитодвижущей силой (МДС). Связь между плотностью потока  $B$  и напряжённостью магнитного поля  $H$  для воздушной катушки дана на **рис. 1.6**. Отношение  $B/H$  называется магнитной проницаемостью  $\mu_0$ . Для воздушной катушки  $\mu = 1$  в системе СГС.

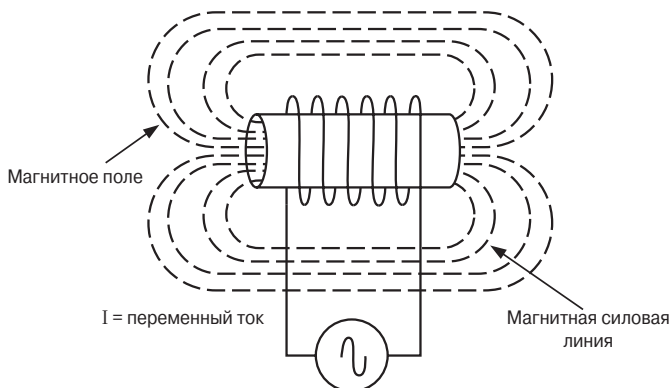
$$\mu_0 = 1. \quad (1.2.)$$

$$B = \mu_0 H \text{ [Гс/Э]}.$$

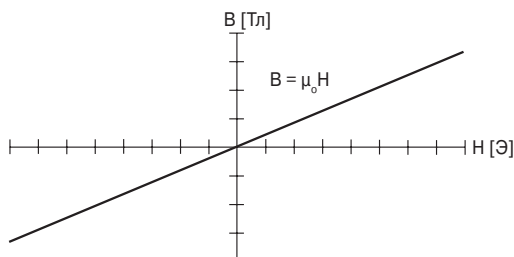


**Рис. 1.6.** Характеристика намагничивания катушки постоянным током

Если батарею, изображённую на **рис. 1.5**, заменить источником переменного напряжения, что проиллюстрировано на **рис. 1.7**, то зависимость  $B(H)$  будет иметь вид, показанный на **рис. 1.8**. Линейность зависимости  $B(H)$  – главное достоинство воздушной катушки. Ввиду линейности этой зависимости, рост  $H$  приводит к возрастанию  $B$ , и поэтому очень сильные магнитные поля могут быть получены при больших токах. Очевидно, что предельная величина тока определяется сечением провода обмотки.



**Рис. 1.7.** Воздушная катушка с возбуждением от источника переменного напряжения

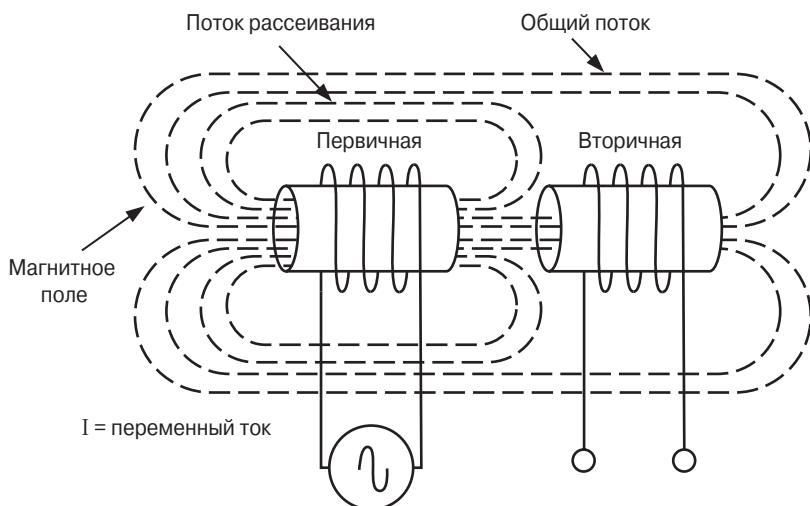


**Рис. 1.8.** Характеристика намагничивания катушки переменным током

Магнитное поле с индукцией порядка 0.1 Тл достижимо при перегреве 40 °С сверх комнатной температуры. При суперинтенсивном охлаждении можно получить поле с индукцией порядка 10 Тл.

## 1.4. Простейший трансформатор

Схема простейшего трансформатора представлена на **рис. 1.9**. Он состоит из двух воздушных катушек, охваченных общим магнитным потоком. Магнитный поток исходит из концов первичной катушки во все стороны. Обмотка первичной катушки соединена с источником переменного напряжения. Цепь обмотки вторичной катушки не замкнута. Отметим, что не все силовые линии магнитного поля являются общими для обеих катушек. Магнитный поток, не являющийся общим для обеих катушек, называется потоком рассеивания.



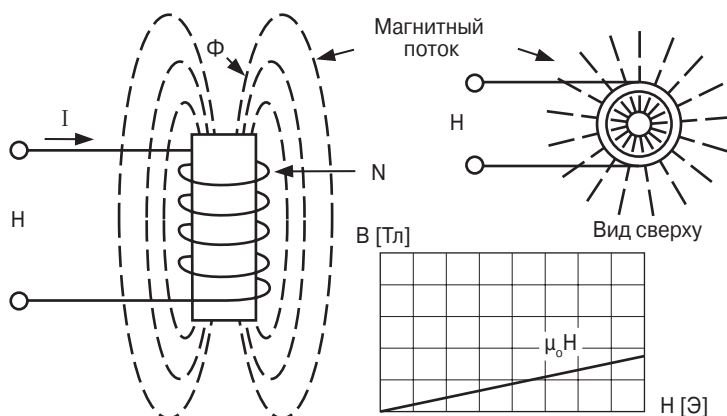
**Рис. 1.9.** Простейшая схема трансформатора

## 1.5. Магнитный сердечник

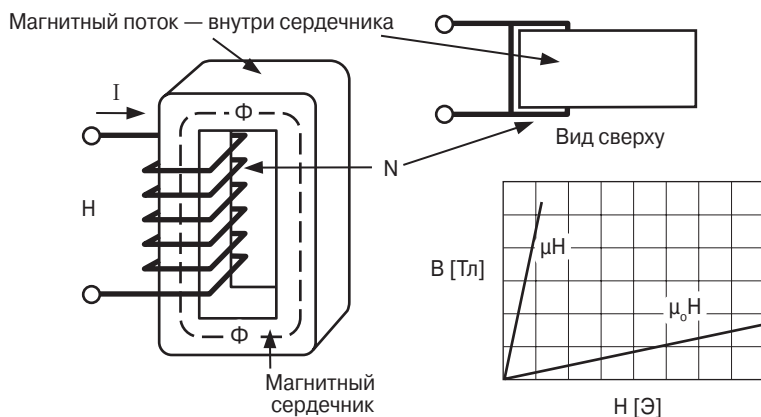
Большинство материалов — плохие проводники магнитного потока, потому что у них невысокая магнитная проницаемость. Вакуум имеет магнитную проницаемость равную 1.0, и другие немагнитные материалы, такие как воздух, бумага и медь, характеризуются проницаемостью такого же порядка. Магнитные материалы, такие как железо, никель, кобальт и их сплавы, могут иметь



магнитную проницаемость величиной до сотен тысяч. Для достижения более высоких показателей по сравнению с воздушной катушкой, показанной на **рис. 1.10**, следует ввести в катушку магнитный сердечник, как показано на **рис. 1.11**. В этом случае магнитные силовые линии распространяются по пути наименьшего сопротивления и концентрируются внутри сердечника. Существует предельная возможная величина магнитного потока, который может быть создан в данном сердечнике. Эта величина определяется насыщением сердечника. После насыщения сердечник теряет свои магнитные свойства, и катушка фактически превращается в воздушную (**рис. 1.12**).



**Рис. 1.10.** Магнитное поле воздушной катушки



**Рис. 1.11.** Магнитное поле катушки с ферромагнитным сердечником

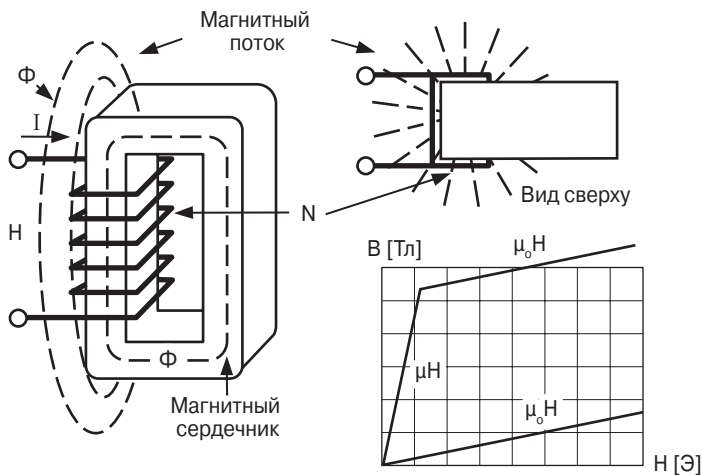


Рис. 1.12. Катушка с насыщенным сердечником

## 1.6. Фундаментальные характеристики магнитного сердечника

На рис. 1.13 представлена кривая первоначального намагничивания ферромагнитного материала. Заметно, что вначале плотность потока  $B$  растёт очень медленно до точки  $A$ , затем – очень быстро до точки  $B$  и затем перестаёт расти. Участок кривой после точки  $B$  называется «коленом» характеристики. В точке  $C$  наступает насыщение материала сердечника. В режиме насыщения справедливо соотношение (1.3).

$$\frac{\Delta B}{\Delta H} = 0. \quad (1.3)$$

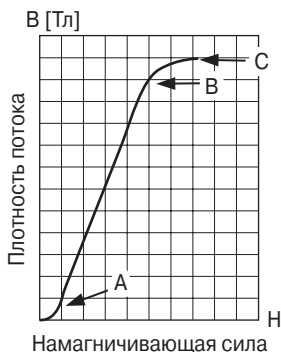
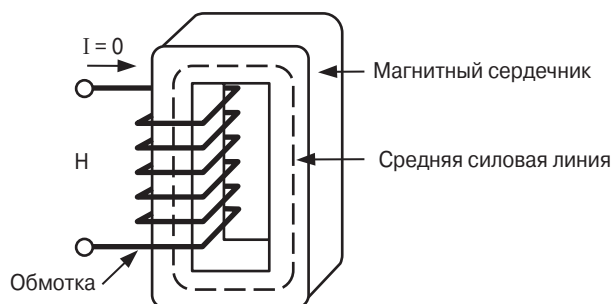


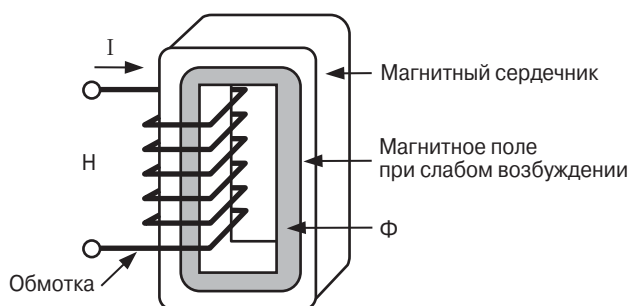
Рис. 1.13. Типичная кривая первоначального намагничивания ферромагнитного материала.

В режиме насыщения магнитная проницаемость сердечника равна магнитной проницаемости воздуха.

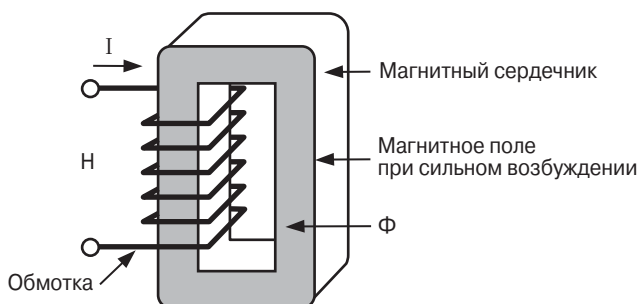
На рис. 1.14, 1.15 и 1.16 показано, как распространяется магнитный поток в сердечнике от его внутренних областей к внешним.



**Рис. 1.14.** Не возбуждённый магнитный сердечник



**Рис. 1.15.** Слабо возбуждённый магнитный сердечник



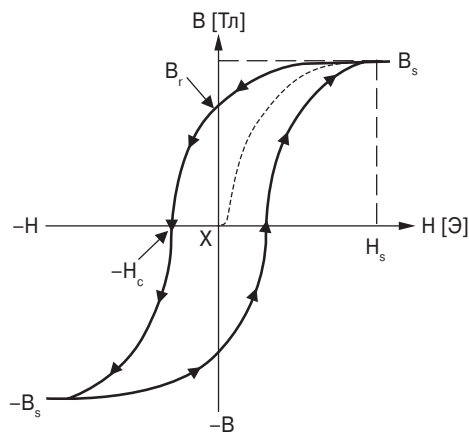
**Рис. 1.1.6.** Магнитный сердечник на грани насыщения

## 1.7. Зависимость $B(H)$ при повторном перемагничивании сердечника

Опытный инженер, взглянув на петлю гистерезиса, сразу же получает вполне определённое представление о свойствах магнитного материала. Результат полного цикла перемагничивания магнитного материала представлен на **рис. 1.17**. С ростом  $H$  растёт плотность потока  $B$  в соответствии с пунктирной линией вплоть до индукции насыщения  $B_s$ . При уменьшении  $H$  индукция уменьшается по другому пути до величины  $B_r$ , когда  $H = 0$ . Величина  $B_r$  называется остаточной индукцией. Намагничивающая сила, при которой  $B = 0$ , называется коэрцитивной силой  $H_c$ .

Сердечник трансформатора практически никогда не намагничивается в соответствии с пунктирной кривой на рис. 1.17, потому что в нём всегда есть некоторая остаточная намагниченность.

Петля гистерезиса характеризует энергию, выделяющуюся в сердечнике. Измерение петли гистерезиса следует осуществлять на постоянном токе, так как при этом удаётся избежать появления вихревых токов. Площадь петли гистерезиса зависит от частоты перемагничивания. Чем выше частота, тем шире петля. Только статическая петля гистерезиса характеризует потери энергии на перемагничивание данного магнитного материала.



**Рис. 1.17.** Типичная петля гистерезиса магнитного материала

## 1.8. Магнитная проницаемость

Магнитная проницаемость характеризует способность материала проводить магнитный поток. Величина магнитной проницаемости при данной индукции есть мера лёгкости, с которой материал сердечника может быть намагничён

до данной индукции. Она определяется как отношение плотности потока  $B$  к намагничивающей силе  $H$ .

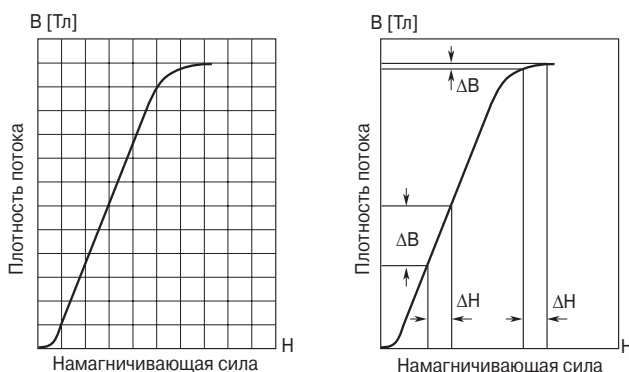
$$\text{Магнитная проницаемость} = \frac{B}{H} \left[ \frac{\text{Гс}}{\text{Э}} \right]. \quad (1.4)$$

Магнитная проницаемость вакуума в системе единиц СГС равна 1.

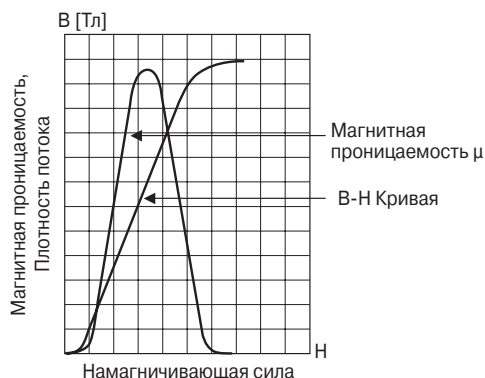
$$\text{СГС: } \mu_0 = 1 \left[ \frac{\text{Гс}}{\text{Э}} \right] = \left[ \frac{\text{Тл}}{\text{Э}} 10^4 \right]. \quad (1.5)$$

$$\text{МКС: } \mu_0 = 0.4\pi(10^{-8}) \left[ \frac{\text{Гн}}{\text{м}} \right].$$

На **рис. 1.18** представлены кривые первоначального намагничивания. Наклон кривой в каждой данной точке даёт значение магнитной проницаемости в данной точке. Магнитная проницаемость – величина непостоянная. На **рис. 1.19** показана её зависимость от  $B$  и  $H$ .



**Рис. 1.18.** Кривая первоначального намагничивания

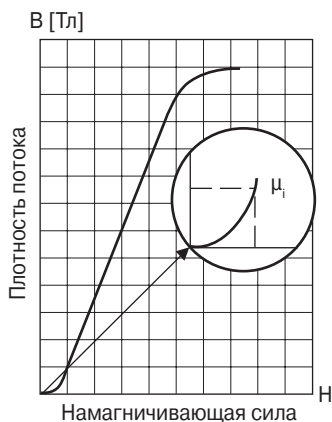


**Рис. 1.19.** Зависимость величины магнитной проницаемости от  $B$  и  $H$

Существует много способов определения магнитной проницаемости, обозначенной буквой  $\mu$  с соответствующим индексом:

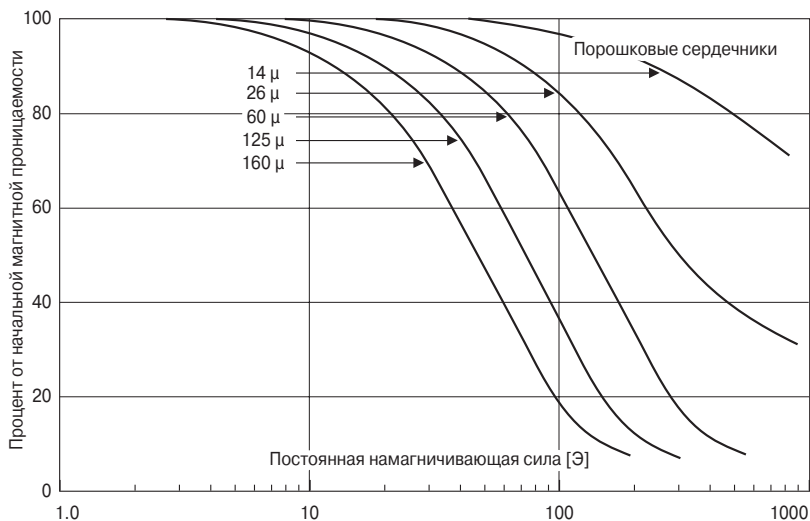
$\mu_0$  – абсолютная магнитная проницаемость. Проницаемость вакуума.

$\mu_i$  – начальная магнитная проницаемость. Определяется в начале кривой первоначального намагничивания. Измеряется при очень малой индукции, как показано на **рис. 1.20**.



**Рис. 1.20.** Начальная магнитная проницаемость

$\mu_\Delta$  – дифференциальная магнитная проницаемость, определяющая наклон кривой намагничивания при  $B > B_r$  и максимально возможном приращении  $\Delta H$ , как показано на **рис. 1.21**.

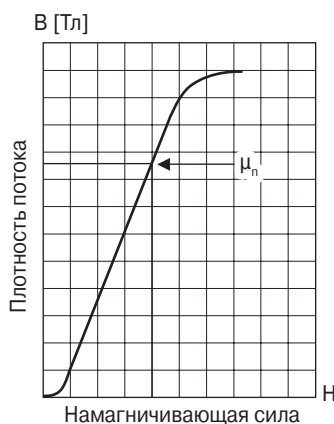


**Рис. 1.21.** Дифференциальная магнитная проницаемость  $\mu_\Delta = \Delta B / \Delta H$

$\mu_e$  – эффективная магнитная проницаемость. Если магнитная цепь неоднородна (имеется воздушный зазор), то эффективная магнитная проницаемость – это проницаемость гипотетической однородной структуры той же формы, размера и магнитного сопротивления, которая имеет индукцию эквивалентную структуре с зазором.

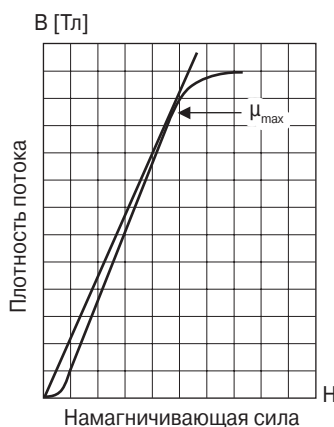
$\mu_r$  – относительная магнитная проницаемость – это проницаемость материала относительно свободного пространства.

$\mu_n$  – нормальная магнитная проницаемость. Это отношение  $B/H$  в любой точке кривой, как показано на **рис. 1.22**.



**Рис. 1.22.** Нормальная магнитная проницаемость

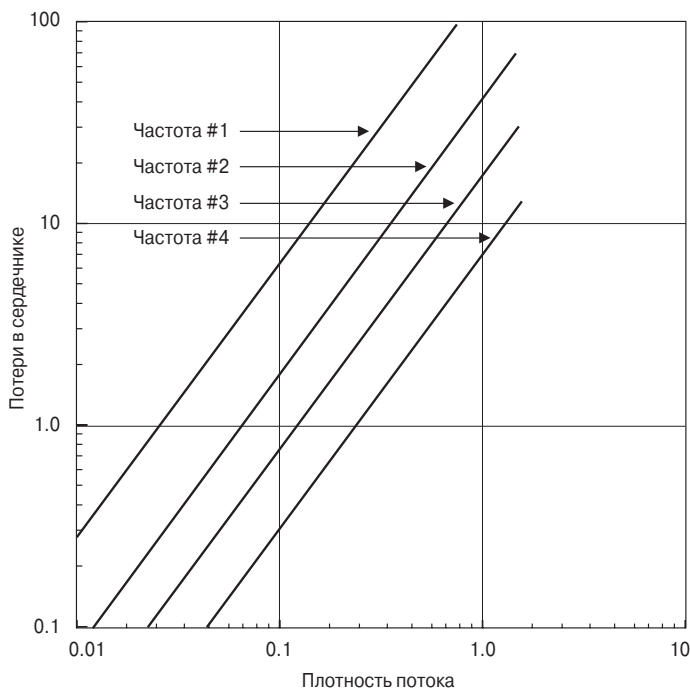
$\mu_{\max}$  – максимальная магнитная проницаемость – это наклон касательной, проведённой из начала координат к колену кривой первоначального намагничивания (**рис. 1.23**).



**Рис. 1.23.** Максимальная магнитная проницаемость



$\mu_p$  – импульсная магнитная проницаемость – это отношение пикового значения  $B$  к пиковому значению  $H$  при однополярном возбуждении.  
 $\mu_m$  – магнитная проницаемость материала. Измеряется, как показано на рис. 1.24 (при  $B \leq 50$  Гс).



**Рис. 1.24.** Магнитная проницаемость материала

## 1.9. Магнитодвижущая сила (МДС) и намагничивающая сила (Н)

В магнетизме существуют две силы, действующие одновременно: магнитодвижущая сила (МДС) и намагничивающая сила  $H$ . Их не следует путать, ибо они различны по воздействию и эффекту. МДС определяется уравнением (1.6).

$$\text{МДС} = 0.4\pi NI \text{ [Гильберт]}, \quad (1.6)$$

где  $N$  – число витков обмотки, а  $I$  – ток в А.

Намагничивающая сила – это сила на единицу длины.

$$H = \frac{\text{МДС}}{l_c} \left[ \frac{\text{Гильберт}}{\text{см}} = \Theta \right], \quad (1.7)$$

где  $l_c$  – длина средней силовой линии, выраженная в [см].

$$H = \frac{0.4\pi NI}{l_c} [\text{Э}]. \quad (1.8)$$

Если магнитный поток  $\Phi$  разделить на площадь поперечного сечения магнитопровода  $A_c$ , то результатом будет индукция  $B$ .

$$B = \frac{\Phi}{A_c} [\text{Гс}]. \quad (1.9)$$

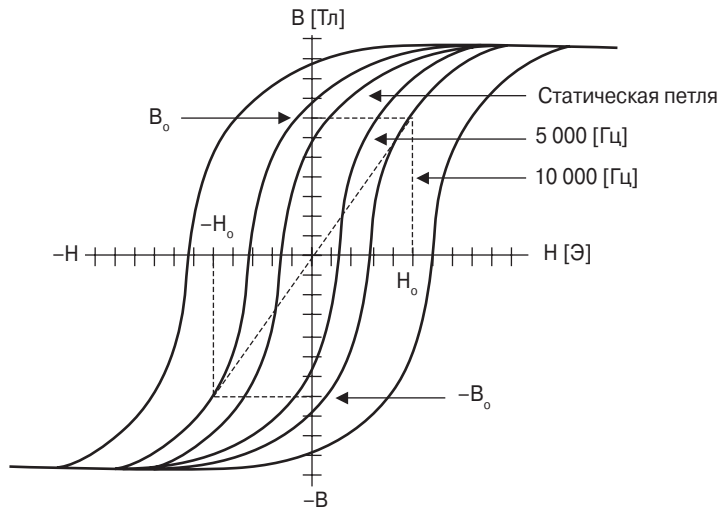
Плотность потока  $B$  в магнитной среде при наличии намагничивающей силы  $H$  зависит от магнитной проницаемости среды и интенсивности магнитного поля.

$$B = \mu H [\text{Гс}]. \quad (1.10)$$

Величина намагничивающего тока  $I_m$  для сердечника с обмоткой может быть найдена по следующему уравнению:

$$I_m = \frac{H_0 l_c}{0.4\pi N} [\text{А}], \quad (1.11)$$

где  $H_0$  – максимальное значение для данного режима. Чтобы определить  $H_0$ , нужно воспользоваться справочными характеристиками потерь в сердечнике при подходящей частоте и рабочем значении индукции  $B_0$ , как показано на **рис. 1.25**.



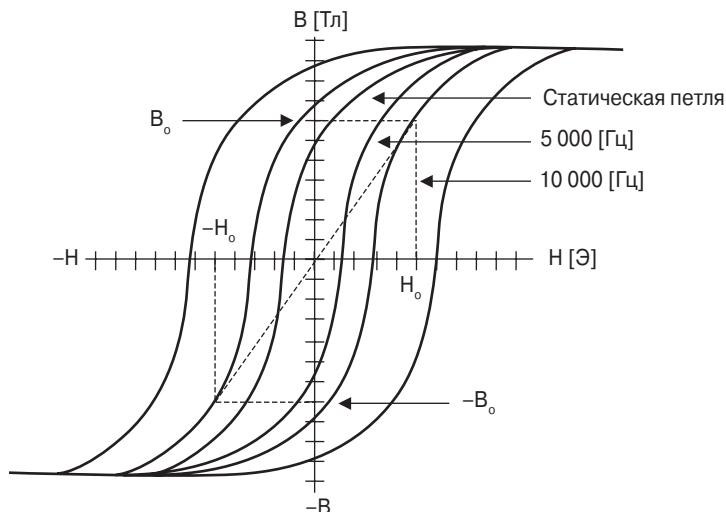
**Рис. 1.25.** Типовые зависимости  $B(H)$  для магнитного материала при разных частотах

## 1.10. Магнитное сопротивление

Магнитный поток, возникающий в данном материале посредством М.Д.С., зависит от сопротивления материала потоку, которое называется магнитным сопротивлением  $R_m$ . Магнитное сопротивление сердечника зависит от материала сердечника и его размеров. Магнитное сопротивление аналогично электрическому сопротивлению. Соотношения между МДС, потоком и магнитным сопротивлением аналогичны соотношениям между ЭДС, током и сопротивлением.

$$\text{ЕДС}(E) = IR = \text{ток} \times \text{сопротивление}. \quad (1.12)$$

Плохой проводник магнитного потока имеет большое магнитное сопротивление  $R_m$ . Чем больше магнитное сопротивление, тем большая МДС требуется для создания заданной величины магнитного поля (см. **рис. 1.26**).



**Рис. 1.26.** Сравнение магнитного и электрического сопротивлений

Электрическое сопротивление проводника зависит от его длины  $L$ , площади поперечного сечения  $A_w$  и удельного сопротивления  $\rho$  которое определяет сопротивление единицы длины. Для нахождения сопротивления медного провода следует использовать следующее соотношение:

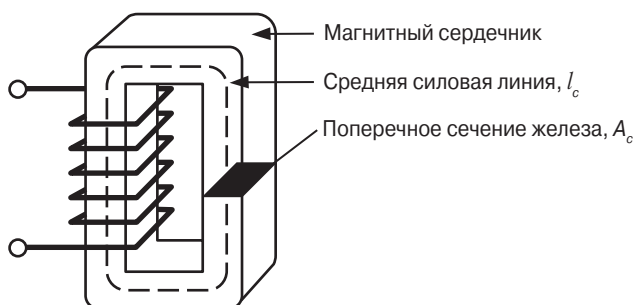
$$R = \rho \frac{L}{A_w} [\text{Ом}]. \quad (1.13)$$

В случае магнитного материала  $1/\mu$  — аналог  $\rho$  и называется удельным магнитным сопротивлением.

$$R_m = \frac{l_c}{\mu_r \mu_0 A_c}, \quad (1.14)$$

где  $l_c$  – длина средней силовой линии [см];  
 $A_c$  – площадь поперечного сечения сердечника [см<sup>2</sup>];  
 $\mu_r$  – магнитная проницаемость магнитного материала;  
 $\mu_0$  – магнитная проницаемость воздуха.

Типичный магнитный сердечник показан на **рис. 1.27** для иллюстрации параметров  $l_c$  и  $A_c$ .

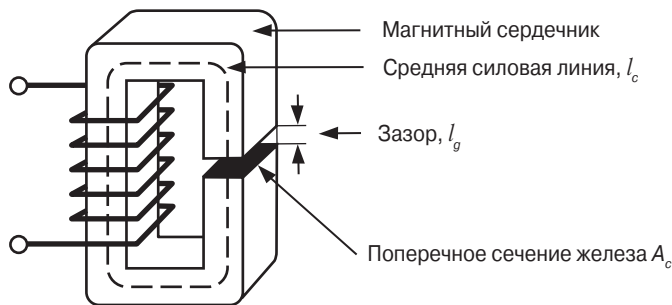


**Рис. 1.27.** Катушка с магнитным сердечником. Определение средней силовой линии и площади поперечного сечения

## 1.11. Воздушный зазор

Материал с большой магнитной проницаемостью имеет низкое магнитное сопротивление при данной длине средней силовой линии и данной площади поперечного сечения  $A_c$ . Если в магнитную цепь введён воздушный зазор, как показано на **рис. 1.28**, то почти всё магнитное сопротивление цепи будет определяться этим зазором, потому что магнитное сопротивление воздуха много больше, чем у магнитного материала. Практически во всех случаях подбором ширины воздушного зазора можно регулировать величину магнитного сопротивления цепи.

Пример поможет наилучшим образом понять эту процедуру. Полное магнитное сопротивление сердечника есть сумма сопротивлений железа и воздушного зазора. Эти сопротивления суммируются так же, как в электрической цепи. Уравнение для расчёта магнитного сопротивления  $R_g$  воздушного зазора такое же, как и для расчёта магнитного сопротивления магнитного материала  $R_m$ . Разница лишь в том, что магнитная проницаемость воздуха равна 1, и нужно использовать длину зазора  $l_g$  вместо длины средней силовой линии  $l_c$ .



**Рис. 1.28.** Типичный магнитный сердечник с воздушным зазором

$$R_g = \frac{1}{\mu_0} \frac{l_g}{A_c}. \quad (1.15)$$

А так как  $\mu_0 = 1$ , то формула упрощается:

$$R_g = \frac{l_g}{A_c}, \quad (1.16)$$

где  $l_g$  – длина зазора в [см];  
 $A_c$  – площадь поперечного сечения сердечника в [см<sup>2</sup>].

Полное магнитное сопротивление сердечника представлено на рис. 1.28.

$$R_{m1} = R_m + R_g. \quad (1.17)$$

$$R_{m1} = \frac{l_c}{\mu_r \mu_0 A_c} + \frac{l_g}{\mu_0 A_c},$$

где  $\mu_r$  – относительная магнитная проницаемость, присущая данному магнитному материалу.

$$\mu_r = \frac{\mu_m}{\mu_0} = \frac{B}{\mu_0 H} \left[ \frac{\text{Гс}}{\text{Э}} \right]. \quad (1.18)$$

$$\mu_m = \mu_r \mu_0. \quad (1.19)$$

Магнитное сопротивление зазора будет больше, чем сопротивление железа, даже если длина зазора мала. Полное магнитное сопротивление цепи зависит главным образом от длины воздушного зазора.

В **табл. 1.1** приведён возможный диапазон изменения магнитной проницаемости магнитных материалов.

**Таблица 1.1.** Магнитная проницаемость материала  $\mu_m$ 

Материал	Магнитная проницаемость
Сплавы железа	0.8 К... 25 К
Ферриты	0.8 К...70 К
Аморфный материал	0.8 К...80 К

После расчёта полного магнитного сопротивления  $R_1$  можно определить величину эффективной магнитной проницаемости  $\mu_e$

$$R_{m1} = \frac{l_1}{\mu_e A_c}. \quad (1.20)$$

$$l_1 = l_g + l_c.$$

$$R_{m1} = \frac{l_1}{\mu_e A_c} = \frac{l_g}{\mu_0 A_c} + \frac{l_c}{\mu_0 \mu_r A_c}. \quad (1.21)$$

$$\frac{l_1}{\mu_e} = \frac{l_g}{\mu_0} + \frac{l_c}{\mu_0 \mu_r}. \quad (1.22)$$

Откуда:

$$\mu_e = \frac{l_1}{\frac{l_g}{\mu_0} + \frac{l_c}{\mu_0 \mu_r}}. \quad (1.23)$$

$$\mu_e = \frac{l_g + l_c}{\frac{l_g}{\mu_0} + \frac{l_c}{\mu_0 \mu_r}}.$$

Если  $l_g \ll l_c$ , умножая числитель и знаменатель (1.23) на  $(\mu_r \mu_0 l_c)$ , получаем:

$$\mu_e = \frac{\mu_0 \mu_r}{1 + \mu_r \frac{l_g}{l_c}}. \quad (1.24)$$

или

$$\mu_e = \frac{\mu_m}{1 + \mu_m \frac{l_g}{l_c}}. \quad (1.25)$$

При данной *МДС* плотность магнитного потока контролируется длиной воздушного зазора.

## 1.12. Управление величиной постоянного магнитного потока с помощью воздушного зазора

Имеется два подобных уравнения, используемых для расчёта постоянного магнитного потока. Первое уравнение используется при анализе порошковых сердечников. Порошковые сердечники производятся из очень мелких частиц магнитных материалов. Порошок обволакивается инертным изолирующим материалом для минимизации потерь от вихревых токов и для того, чтобы создать распределённый немагнитный зазор в структуре сердечника.

$$\mu_r = \mu_e. \quad (1.26)$$

$$B_{dc} = \mu_r \frac{0.4\pi NI}{l_c} [\text{Гс}].$$

$$\mu_r = \frac{\mu_m}{1 + \mu_m \frac{l_g}{l_c}}.$$

Второе уравнение используется тогда, когда требуется разместить зазор последовательно с магнитной цепью ( $l_c$ ). Например, разрезные ферритовые сердечники, С-сердечники или торец собранных в пакет железных пластин.

$$\mu_r = \mu_e. \quad (1.27)$$

$$B_{dc} = \mu_r \frac{0.4\pi NI}{l_c} [\text{Гс}].$$

$$\mu_r = \frac{\mu_m}{1 + \mu_m \frac{l_g}{l_c}} \quad (1.28)$$

ИЛИ

$$\mu_r = \frac{l_c}{\frac{l_c}{\mu_m} + l_g}. \quad (1.29)$$

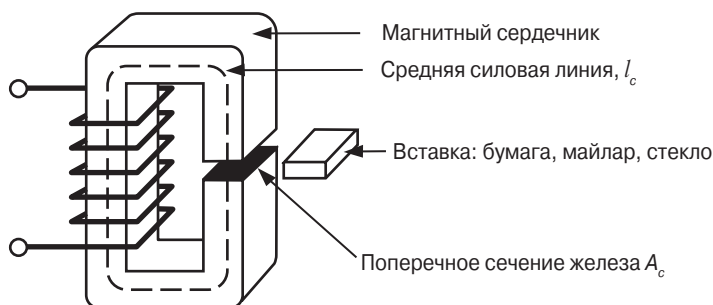
$$B_{dc} = \frac{l_c}{\frac{l_c}{\mu_m} + l_g} \frac{0.4\pi NI}{l_c} [\text{Гс}]. \quad (1.30)$$

и окончательно

$$B_{dc} = \frac{0.4\pi NI}{\frac{l_c}{\mu_m} + l_g}. \quad (1.31)$$

## 1.13. Типы воздушных зазоров

Существует две разновидности немагнитных зазоров – объёмный и распределённый. Объёмный зазор заполняется каким-нибудь немагнитным материалом. Это может быть бумага, майлар или даже стекло. Немагнитные материалы вводятся последовательно в магнитную цепь для увеличения магнитного сопротивления  $R$ , как показано на **рис. 1.29**.



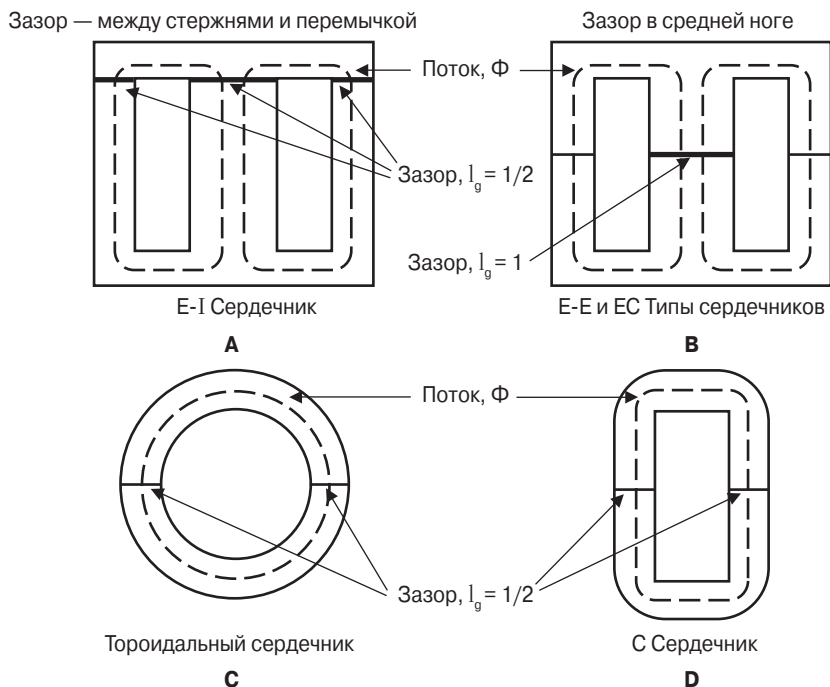
**Рис. 1.29.** Расположение немагнитной прокладки в зазоре магнитопровода

Размещение прокладок в зазорах критично с точки зрения поддержания сбалансированной структуры. Если зазоры в каждой «ноге» не одинаковы, тогда контактирующие поверхности будут не параллельны и зазор получится больше, чем требуется. Иногда целесообразно размещать зазор под обмоткой с целью уменьшения помех от краевого магнитного потока.

Размещение зазора в сердечниках разной конфигурации показано на **рис. 1.30**. Сердечники типа ЕЕ или ЕС, показанные на **рис. 1.30б**, имеют удачное расположение зазора с точки зрения минимизации помех от краевого магнитного потока.

В сердечниках, показанных на **рис. 1.30а, в и г**, длина зазора должна быть равна половине расчётной величины.





**Рис. 1.30.** Расположение воздушного зазора в сердечниках разной конфигурации

## 1.14. Краевой магнитный поток

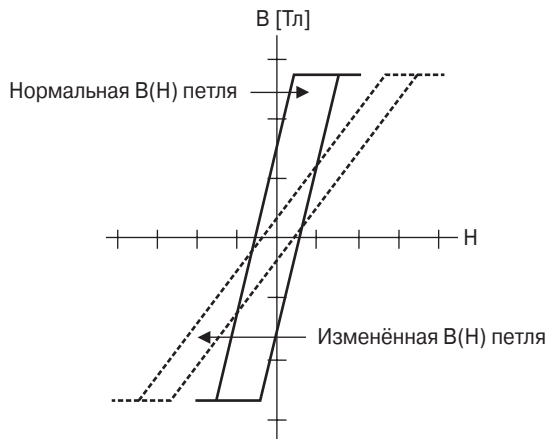
Краевой магнитный поток всегда был рядом с инженером, работающим в области силовой преобразовательной техники. Проектирование преобразовательных устройств с электромагнитами, имеющими минимальный краевой поток, — всегда проблема. Инженеров учили это делать. Обычно проблема ясно вырисовывается в конце проектирования, когда удаётся разглядеть то, что не было замечено в начале. Это случается при последнем испытании, когда изделие становится нестабильным, ток индуктора нелинейным, а инженер обнаруживает горячие точки в ходе испытаний.

Краевой поток порождает много проблем. Он может уменьшить эффективность конвертера за счёт генерации вихревых токов, которые приводят к локальному нагреву обмоток или корпуса. Краевой поток нужно учитывать при проектировании. Если это не сделано, то может произойти преждевременное насыщение сердечника. Всё больше магнитных компонентов предназначается для работы в мегагерцовом диапазоне частот. В этом диапазоне краевой поток особенно опасен. Нужно хорошо понимать, чем опасен краевой магнитный поток.

## 1.15. Магнитная проницаемость материала

Зависимость  $B(H)$  (петля гистерезиса), имеющаяся в каталогах производителей, обычно снимается с тороидального сердечника. Тороидальный сердечник без зазора – идеальный объект для наблюдения зависимости  $B(H)$  данного материала.

Магнитная проницаемость материала  $\mu_m$  максимальна в тороидальном образце, как показано на **рис. 1.31**.



**Рис. 1.31.** Расширение идеализированной зависимости  $B(H)$  при введении воздушного зазора

Маленький воздушный зазор, менее 25 микрон, очень эффективно расширяет петлю гистерезиса, при этом уменьшается магнитная проницаемость. Магнитная проницаемость феррита, из которого сделан ЕЕ-сердечник (составленный из двух половинок) составляет лишь 80% от величины, измеренной на тороиде из того же материала. Это происходит из-за воздушного зазора, обусловленного неидеальностью полировки контактирующих поверхностей стержней сердечника. Магнитные материалы с высокой магнитной проницаемостью чувствительны к температуре, давлению, величине возбуждающего напряжения и частоте. Изменение индукции прямо пропорционально изменению магнитной проницаемости. Изменение индукции скажется на величине тока возбуждения. Индукторы в  $l_c$  настраиваемых цепях должны иметь стабильную величину магнитной проницаемости  $\mu_c$ .

$$L = \frac{\mu_{\Delta} \mu_0 N^2 A_c}{l_c} = \frac{0.4\pi 10^{-8} \cdot \mu_{\Delta} \cdot N^2 A_c}{l_c} [\text{Гн}]. \quad (1.32)$$

## 1.16. Воздушные зазоры

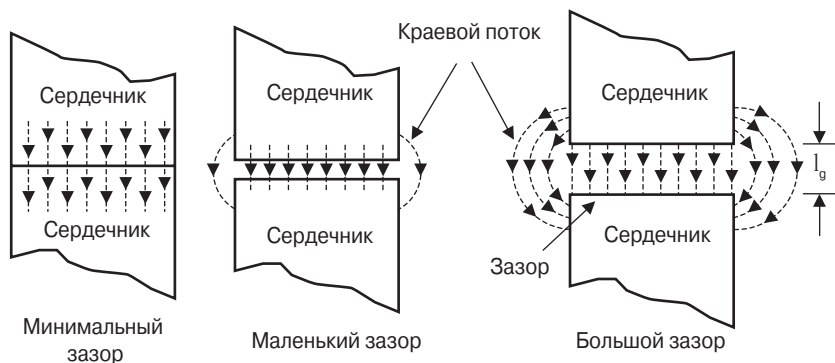
Воздушные зазоры вводятся в магнитную цепь по разным причинам. В случае трансформатора воздушный зазор понижает и стабилизирует эффективную магнитную проницаемость  $\mu_e$ .

$$\mu_e = \frac{\mu_m}{1 + \mu_m \frac{l_g}{l_c}}. \quad (1.33)$$

Это приводит к уменьшению зависимости магнитной проницаемости от температуры и возбуждающего напряжения. В дросселях, работающих в цепи постоянного тока, обычно требуется большой воздушный зазор для уменьшения постоянного магнитного потока.

$$l_g = \frac{0.4\pi N I_{dc} (10^{-4})}{B_{dc}} [\text{см}]. \quad (1.34)$$

Когда воздушный зазор введён в магнитную цепь, как показано на **рис. 1.32**, возникает краевой магнитный поток вблизи зазора.

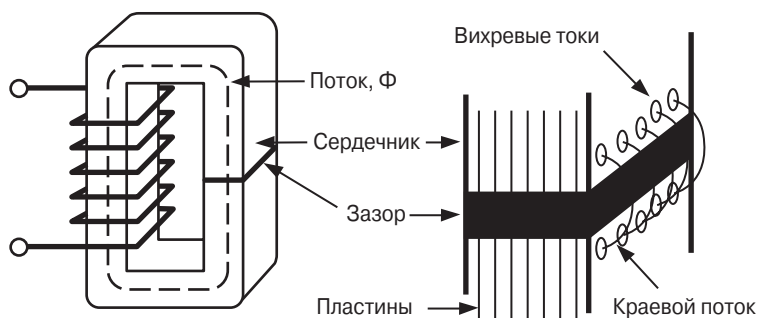


**Рис. 1.32.** Краевой магнитный поток вблизи зазора

Краевой магнитный поток зависит от размера и формы стержней магнита и размеров, формы и расположения обмотки. Уменьшить длину зазора – значит уменьшить краевой поток. Краевой поток уменьшает полное магнитное сопротивление цепи и поэтому увеличивает индукцию посредством фактора  $F$  до величины большей, чем расчётная.

## 1.17. Краевой магнитный поток, фактор $F$

Краевой поток приводит к увеличению потерь в сердечнике, как показано на **рис. 1.33**. Точный расчёт потерь  $P_g$  в сердечнике очень сложен.



**Рис. 1.33.** Краевой магнитный поток и дополнительные потери от вихревых токов

Площадь возле зазора очень чувствительна к металлическим объектам, таким как зажимы, корпуса и бандаж.

Чувствительность зависит от МДС, размеров зазора и частоты. Если металлическая скоба или бандажный материал используются для стягивания сердечника и находятся вблизи зазора, могут наблюдаться два явления. Если ферромагнитный материал находится вблизи зазора, то он проводит магнитный поток и «закорачивает» зазор. «Закорачивание» зазора эквивалентно уменьшению его длины. Это приводит к увеличению индукции по сравнению с расчётной величиной и может вызвать насыщение сердечника.

Если материал не ферромагнитный (медь, фосфорная бронза), зазор не будет «закорочен» и индукция не изменится. В обоих случаях краевой поток индуцирует вихревые токи и локальный нагрев. Этот же принцип используется при индукционном нагреве.

## 1.18. Расчёт длины зазора в дросселе постоянного тока

Фактор краевого магнитного потока ( $F$ ) влияет на базисные уравнения для проектирования дросселя. Когда инженер начинает проектирование, он должен определить максимальные значения  $B_{dc}$  и  $B_{ac}$ , при которых ещё нет насыщения сердечника. Плотность потока насыщения определяется выбранным материалом.

Базовое уравнение для максимальной плотности потока:

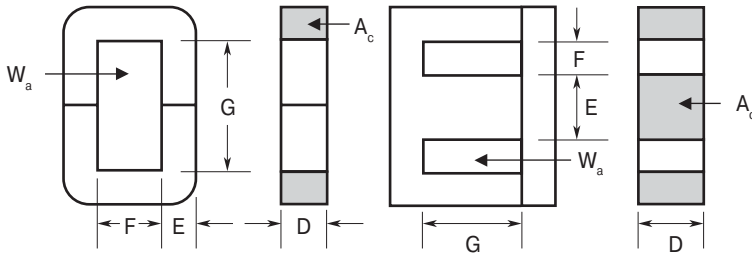
$$B_{\max} = \frac{0.4\pi N \left( I_{dc} + \frac{\Delta I}{2} \right) 10^{-4}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} [\text{Тл}]. \quad (1.35)$$

Индуктивность дросселя с ферромагнитным сердечником с воздушным зазором при постоянном токе определяется следующим уравнением:

$$L = \frac{0.4\pi N^2 A_c \cdot 10^{-8}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} [\text{Гн}]. \quad (1.36)$$

Окончательное определение длины воздушного зазора требует учёта того, что краевой поток зависит от размера зазора, формы магнитных полюсов и от формы, размера и расположения обмотки.

Длина обмотки или высота (G) окна сердечника сильно влияют на краевой поток.



**Рис. 1.34.** Конфигурация и размеры С и Е сердечников

Краевой магнитный поток уменьшает общее магнитное сопротивление и увеличивает индуктивность посредством фактора F.

$$F = \left( 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2G}{l_g} \right). \quad (1.37)$$

Теперь индуктивность дросселя можно рассчитать с учётом F.

$$L = F \frac{0.4\pi N^2 A_c \cdot 10^{-8}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} [\text{Гн}]. \quad (1.38)$$

С учётом F вместо (1.35) получается (1.39).

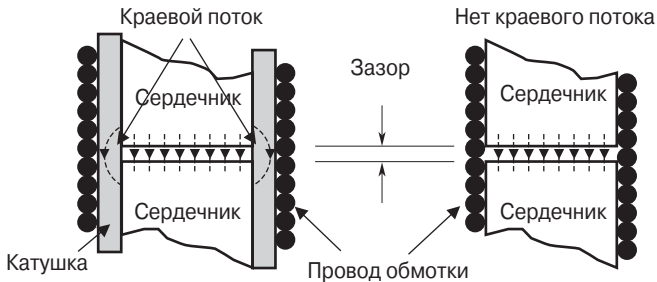
$$B_{\max} = F \frac{0.4\pi N \left( I_{dc} + \frac{\Delta I}{2} \right) \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} [\text{Тл}]. \quad (1.39)$$

Теперь уравнение (1.38) может быть решено относительно требуемого числа витков.

$$N = \sqrt{\frac{L \left( l_g + \frac{l_c}{\mu_m} \right)}{0.4\pi A_c F \cdot 10^{-8}}}. \quad (1.40)$$

## 1.19. Краевой магнитный поток и способ намотки катушки

Чем больше зазор, тем больше краевой поток, который выпячивается из зазора на некоторое расстояние. Если катушка намотана непосредственно на сердечник, то магнитное поле провода не позволяет краевому потоку выходить за пределы зазора, как показано на **рис. 1.35**. Если обмотка расположена на некотором расстоянии от сердечника, то поток будет выпячиваться, вплоть до расстояния, равного размеру зазора.



**Рис. 1.35.** Сравнение ситуаций, связанных с намоткой провода на сердечник или на катушку

## 1.20. Краевой магнитный поток в уплотнённой среде

Поток всегда выбирает путь через материал с наивысшей магнитной проницаемостью. Это лучше всего видно на примере трансформатора, сердечник которого представляет собой пакет стальных пластин.

Поток движется вдоль пластины до стыка с другой пластиной. На месте стыка существует микрозазор. В этой точке поток переходит на соседнюю пластину, обходя этот зазор, как показано на **рис. 1.36**. Это явление лучше всего наблюдать по осциллограмме кривой тока возбуждения при различных значениях интенсивности потока (**рис. 1.37**). При слабом уровне возбуждения осциллограмма возбуждающего тока – почти прямоугольник, ввиду того, что поток выбирает дорогу с высокой магнитной проницаемостью, переходя на со-

седнюю пластину (рис. 1.36). С возрастанием потока примыкающая пластина подходит к насыщению. Возбуждающий ток растёт, и осциллограмма становится нелинейной. Когда же примыкающая пластина насыщается, магнитная проницаемость падает. Поток перестаёт переходить на неё и замыкается по прямой через микрозазор, как показано на рис. 1.36.

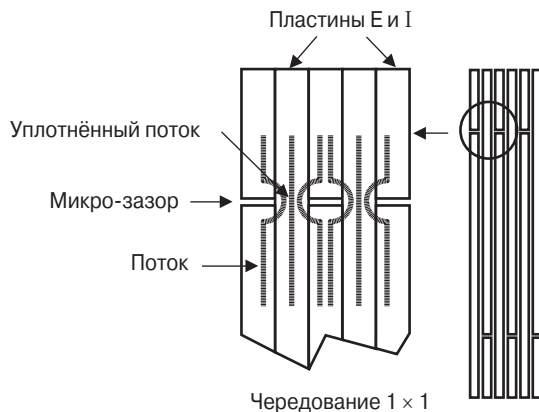


Рис. 1.36. Уплотнение потока в примыкающих пластинах

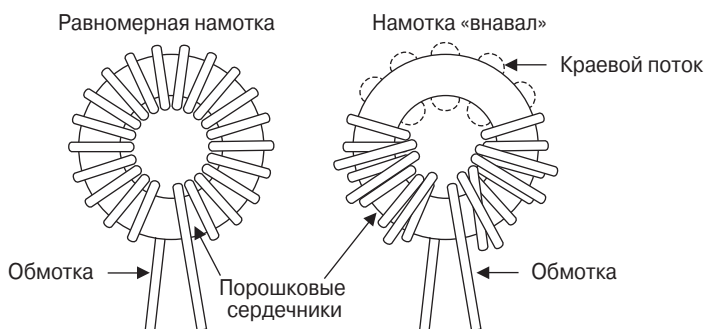


Рис. 1.37. Формы импульсов возбуждающего тока при различных плотностях потока  $B$

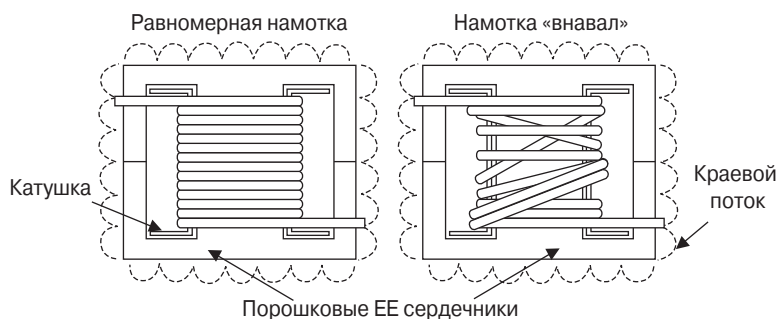
## 1.21. Краевой магнитный поток в порошковых сердечниках

Порошковые сердечники с низкой проницаемостью, используемые в высокочастотных преобразователях, обычно содержат очень мало витков обмотки. В порошковых сердечниках с распределённым зазором краевой поток закорачивает зазор и создаёт впечатление о более высокой магнитной проницаемости. Из-за краевого потока и малого числа витков очень важно делать обмотки

единообразно и плотно. Такая намотка позволяет контролировать краевой поток и обеспечивает повторяемость величины индукции от изделия к изделию (см. рис. 1.38, 1.39).



**Рис. 1.38.** Сравнение способов намотки тороидальных сердечников



**Рис. 1.39.** Сравнение способов намотки ЕЕ сердечников



## 2 Магнитные материалы и их характеристики

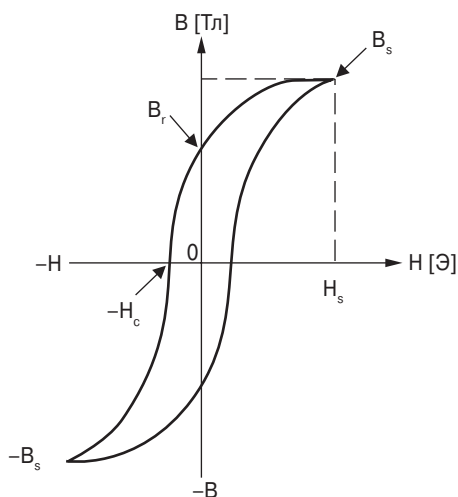
1	Введение	49
2	Насыщение	49
3	Остаточная индукция $B_r$ и коэрцитивная сила $H_c$	50
4	Магнитная проницаемость $\mu$	50
5	Потери на гистерезис, сопротивление потерь $\rho$ в сердечнике	50
6	Кремниевая сталь	51
7	Тонкая лента из никелевого сплава	51
8	Металлическое стекло	55
9	Магнито-мягкие ферриты	59
10	Марганец-цинковые ферриты	61
11	Никель-цинковые ферриты	61
12	Ферриты: обзор	62
13	Порошковые сердечники из молибденового пермаллоя	63
14	Железные порошковые сердечники	64
15	Потери в сердечнике	70
16	Уравнения для потерь в сердечнике	71
17	Отбор магнитных материалов	74
18	Несимметричное намагничивание	74
19	Характеристики материала	75
20	Уточнение границ области насыщения магнитного материала	77
21	Условия и результаты измерений	80
22	Теория насыщения магнитного материала	84
23	Влияние воздушного зазора	85
24	Эффект введения зазора	86
25	Составной сердечник	93
26	Заключение	96

## 2.1. Введение

Магнитный материал – основной компонент при проектировании магнитного устройства. Для проектировщика основными являются три характеристики: цена, размер и конфигурация. Магнитные компоненты работают в диапазоне от низких звуковых частот до мегагерц. Инженера обычно просят проектировать максимально эффективные устройства с минимальными паразитными параметрами, к которым относятся ёмкость и индуктивность рассеивания. Сегодня магнитные материалы – это кремниевая сталь, железо-никелевый сплав (пермаллой), железо-кобальтовый сплав (перминдюр), аморфные металлические сплавы и ферриты. Из этой группы магнитных материалов инженер должен выбрать подходящие для своей задачи. Основные характеристики: индукция насыщения  $B_s$ , магнитная проницаемость  $\mu$ , сопротивление, характеризующее потери в сердечнике  $\rho$ , остаточная индукция  $B_r$  и коэрцитивная сила  $H_c$ .

## 2.2. Насыщение

Типичная петля гистерезиса магнито-мягкого материала представлена на **рис. 2.1**. Максимальная намагничивающая сила  $H_s$  соответствует величине, при которой достигается индукция насыщения  $B_s$  (рис. 2.1).



**Рис. 2.1.** Типичная зависимость  $B(H)$  магнито-мягкого материала

## 2.3. Остаточная индукция $B_r$ и коэрцитивная сила $H_c$

На рис. 2.1 чётко указана остаточная индукция  $B_r$ . Остаточный магнитный поток – это поляризованный поток, оставшийся после снятия возбуждающего напряжения. Намагничивающая сила  $H_c$  называется коэрцитивной. Это то количество намагничивающей силы, которое необходимо для сведения к нулю остаточного магнитного потока.

## 2.4. Магнитная проницаемость $\mu$

Магнитная проницаемость магнитного материала – это мера лёгкости его намагничивания. Магнитная проницаемость определяется формулой (2.1).

$$\mu = \frac{B}{H} \left[ \frac{\text{Гн}}{\text{Э}} \right]. \quad (2.1.)$$

Взаимосвязь между  $B$  и  $H$  нелинейна, что видно по рис. 2.1. Поэтому их отношение не постоянно. Зависимость магнитной проницаемости от индукции  $B$  показана на рис. 2.2. Здесь же можно найти  $B$ , при которой  $\mu$  имеет максимум.

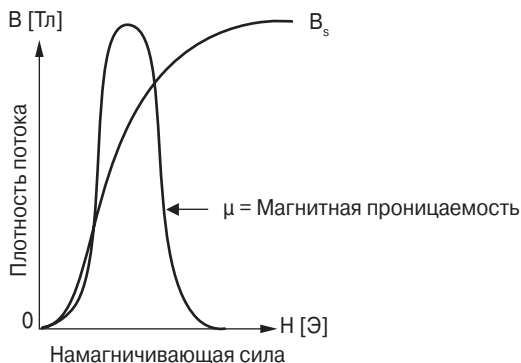


Рис. 2.2. Зависимость магнитной проницаемости от  $B$  и  $H$

## 2.5. Потери на гистерезис, сопротивление потерь $\rho$ в сердечнике

Площадь петли гистерезиса (рис. 2.1) – это мера энергии, теряемой в сердечнике при его перемагничивании. Эти потери определяются потерями на гистерезис и вихревыми токами. Если электрическое сопротивление сердечника велико, то вихревые токи малы. Поэтому материал с низкими потерями

должен иметь большое удельное сопротивление. При проектировании магнитных компонентов нужно иметь в виду, что наибольшие потери – в сердечнике. Они контролируются правильным выбором материала и его толщиной. Выбрав правильно материал и организовав его работу в пределах допусков, можно предотвратить перегрев, вследствие чего могла бы быть повреждена изоляция провода и/или пропитка обмотки.

## 2.6. Кремниевая сталь

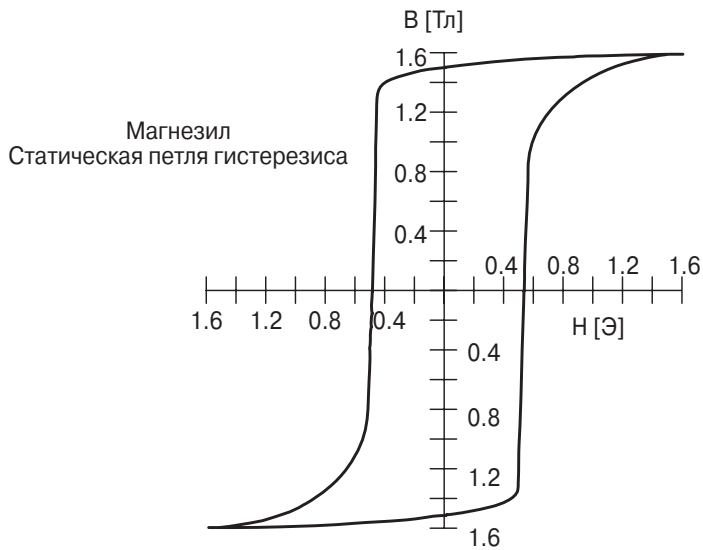
Кремниевая сталь была одним из первых сплавов используемых в сердечниках трансформаторов и дросселей. За прошедшие годы её характеристики были значительно улучшены и, возможно, это наиболее широко используемый материал. Одним из недостатков этой стали в первые годы был рост потерь по мере старения материала. С добавлением кремния в сталь удалось увеличить её удельное сопротивление, тем самым уменьшив потери от вихревых токов, и улучшить временную стабильность характеристик.

Кремниевая сталь обеспечивает большую индукцию насыщения, относительно большое значение магнитной проницаемости при большой плотности потока и умеренные потери в диапазоне звуковых частот. Одно из важных усовершенствований было внесено в процесс холодной прокатки, связанной с ориентацией зёрен. Эта сталь имеет особо низкие потери и большую магнитную проницаемость, поэтому она используется в высокоэффективных устройствах.

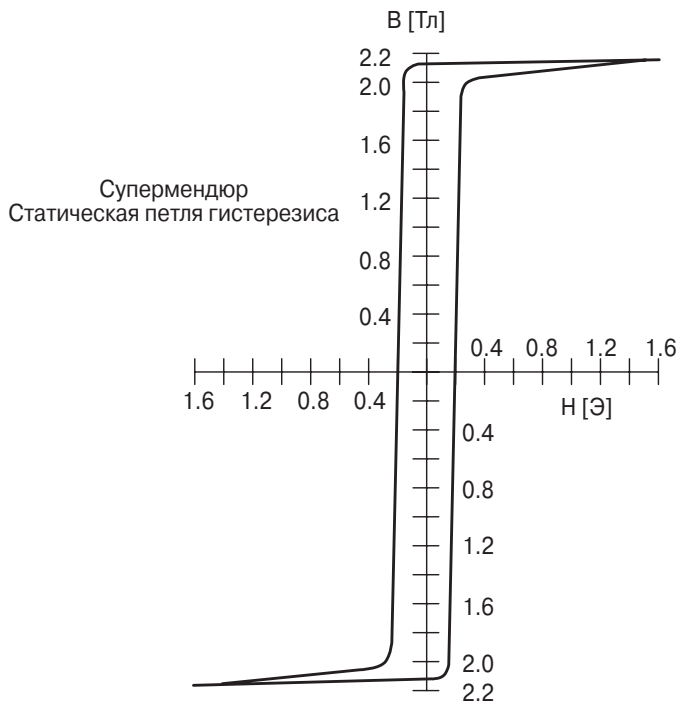
## 2.7. Тонкая лента из никелевого сплава

Металлические сплавы с высокой магнитной проницаемостью базируются главным образом на железо-никелевой основе. Хотя Хопкинсон ещё в 1889 г. исследовал железо-никелевые сплавы, они не использовались до изучения их свойств в слабых магнитных полях и эффектов, связанных с термообработкой, это было сделано Елменом в 1913 г. Елмен назвал свой Ni-Fe сплав «Пермаллой». Первый патент был выдан в 1916 г. Предпочтительная композиция была – 78Ni-Fe сплав. Вскоре Йенсен провел независимое исследование и получил 50Ni-50Fe сплав «Гиперник», который имел меньшую магнитную проницаемость и удельное сопротивление, но более высокую индукцию насыщения (1.5 Тл в сравнении с 0.75 Тл). Это определило его более высокую эффективность в силовом оборудовании. Улучшение свойств Ni-Fe сплавов было достигнуто при использовании высокотемпературного отжига в атмосфере водорода, что впервые было сделано Йенсеном. Следующее достижение – это отжиг стали с ориентированными зёрнами в магнитном поле и в атмосфере водорода. Эта работа была проведена на Kelsall и Bozorth. Таким образом был получен новый материал «Супермаллой». Он имеет более высокую магнитную





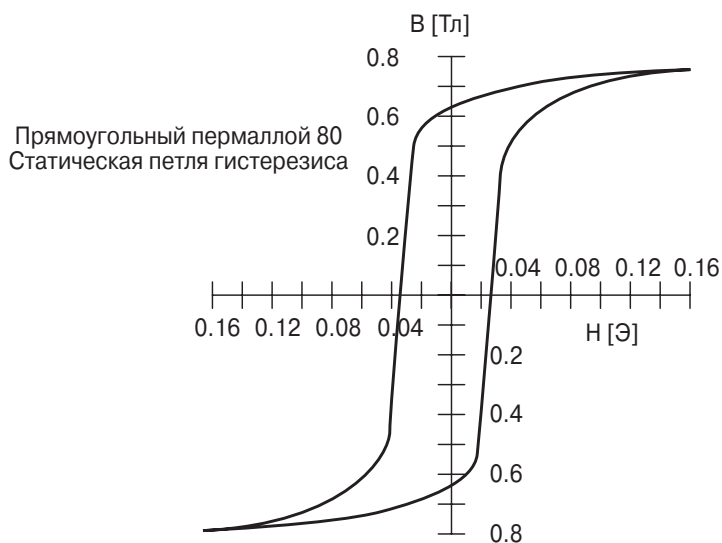
**Рис. 2.3.** Кремниевая сталь,  $B(H)$ : 97% Fe, 3% Si



**Рис. 2.4.** Суперминдюр,  $B(H)$ : 49% Fe, 49% Co, 2% V



**Рис. 2.5.** Ортонол,  $B(H)$ : 50% Fe, 50% Ni



**Рис. 2.6.** «Прямоугольный» пермаллой 80,  $B(H)$ : 79% Ni, 17% Fe, 4% Mo

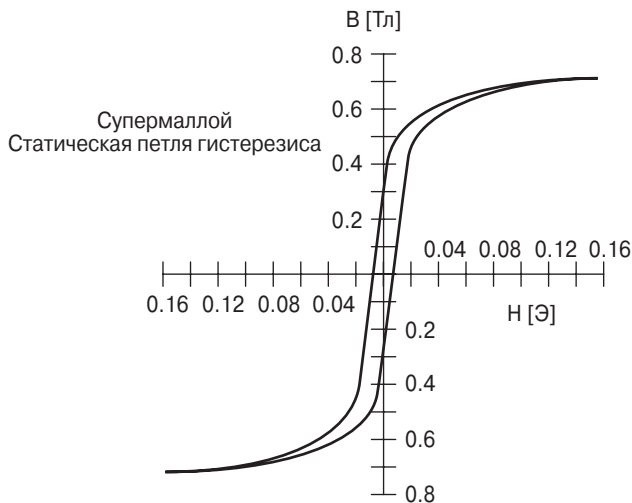


Рис. 2.7. Супермаллой,  $B(H)$ : 78% Ni, 17% Fe, 5% Mo

## 2.8. Металлическое стекло

Первый синтез металлического стекла привлёк внимание учёных, занимающихся синтезом материалов, в 1960 г.

Klement, Willens и Duwez сообщили, что жидкий AuSi сплав, если его быстро охладить до температуры жидкого азота, формируется как аморфное твёрдое тело. Через двенадцать лет **Chen и Polk создали металлические стёкла на основе железа**, обладающие значительной ковкостью и нужной формой. С тех пор металлические стёкла пережили переход от лабораторной диковинки к полезному изделию и находятся в фокусе интенсивного технологического и фундаментального изучения.

Металлические стёкла обычно производятся путём быстрого охлаждения жидкого металла со скоростью порядка  $10^5$  градусов в секунду через температуру нормальной кристаллизации. Принципиальная разница между кристаллическим и аморфным материалом заключается в атомной структуре. Несмотря на это аморфный и кристаллический материалы имеют почти одинаковую плотность.

Электрическое сопротивление металлического стекла почти в три раза больше сопротивления кристаллического материала того же состава. Величины электрического сопротивления материала в стекловидном и жидком состояниях одинаковы.

Металлические стёкла – магнито-мягкий материал. Термин «мягкий» означает большой отклик на малое приложенное поле. Такая ситуация желательна в трансформаторах и дросселях.



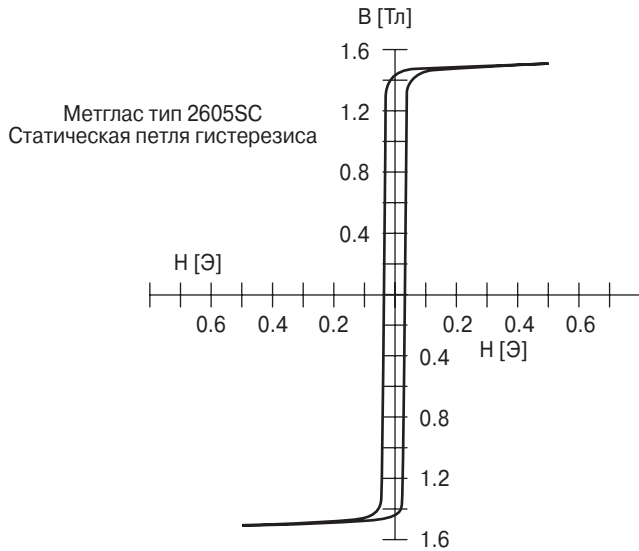
Четыре типа аморфных материалов хорошо работают на высоких частотах: 2605SC, 2714A, 2714AF и Витроперм 500F. Материал 2605SC имеет уникальную комбинацию высокого удельного сопротивления, большой индукции насыщения и малых потерь в сердечнике. Это делает его подходящим для создания дросселей постоянного тока.

Потери в сердечнике из материала нанокристалл 500F на высокой частоте ниже, чем у некоторых ферритов даже при работе с высокой плотностью потока. В **табл. 2.2** даны некоторые параметры популярных аморфных материалов. Там же указаны номера рисунков с соответствующими зависимостями  $B(H)$ .

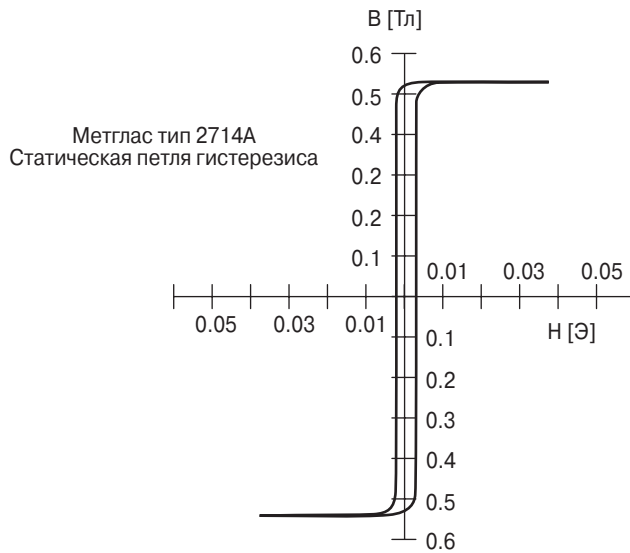
**Таблица 2.2. Магнитные свойства некоторых аморфных материалов**

Наименование	Состав	Начальная магнитная проницаемость $\mu_i$	Индукция $B_s$ [Тл]	Температура Кюри $^{\circ}\text{C}$	Коэрцитивная сила $H_c$ [Э]	Плотность $\delta$ [г/см <sup>3</sup> ]	Фактор веса <sup>1)</sup>	Типичная $B(H)$ петля
2605SC	81% Fe 13.5% B 3.5% Si	1.5 K	1.5...1.6	370	0.4...0.6	7.32	0.957	<b>Рис. 2.8</b>
2714A	66% Co 15% Si 4% Fe	0.8 K	0.5...0.65	205	0.15...0.35	7.59	0.995	<b>Рис. 2.9</b>
2714AF	66% Co 15% Si 4% Fe	2 K	0.5...0.65	205	0.1...0.2	7.59	0.995	<b>Рис. 2.10</b>
Нанокристал Витроперм 500F	73.5% Fe 1% Cu 15.5% Si	30 K...80 K	1.0...1.2	460	0.02...0.04	7.73	1.013	<b>Рис. 2.11</b>

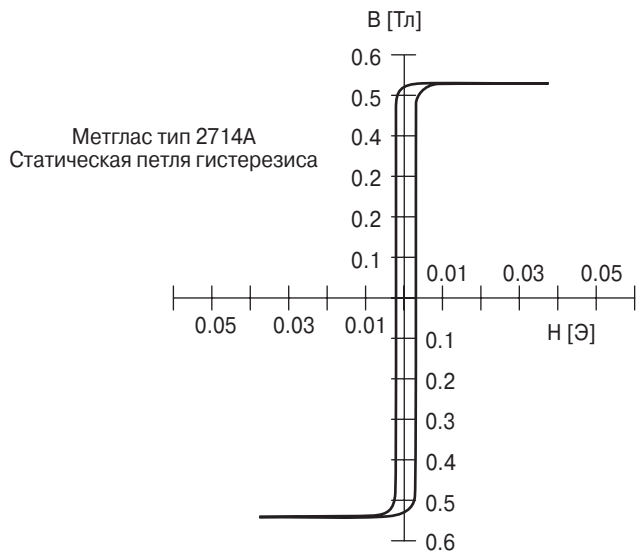
<sup>1)</sup> Фактор веса для кремния равен 1 (см. **табл. 2.1**).



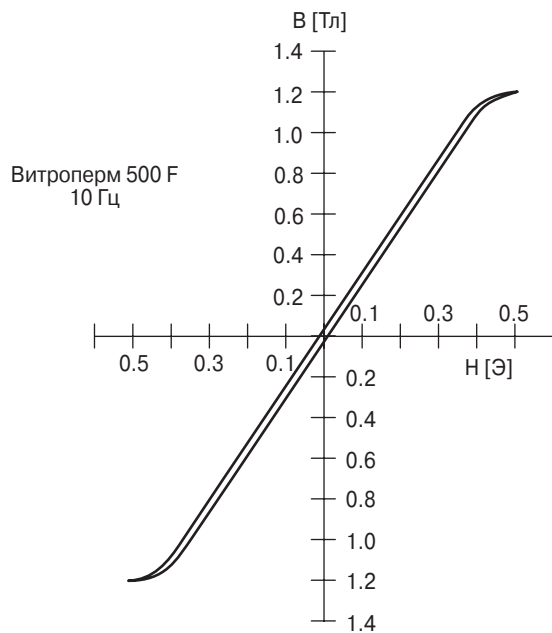
**Рис. 2.8.** Аморфный материал 2605 SC,  $B(H)$  петля: 81% Fe, 13.5% B, 3.5% Si



**Рис. 2.9.** Аморфный материал 2714A,  $B(H)$  петля: 66% Co, 15% Si, 4% Fe



**Рис. 2.10.** Аморфный материал 2714 AF,  $B(H)$  петля: 66% Co, 15% Si, 4% Fe



**Рис. 2.11.** Аморфный материал Витроперм 500F,  $B(H)$  петля:  
73.5% Fe, 15.5% Si, 1% Cu

## 2.9. Магнито-мягкие ферриты

На заре электрической эры нужда в необходимых магнитных материалах покрывалась железом и его сплавами. Однако с развитием техники и увеличением рабочих частот стандартная техника уменьшения потерь от вихревых токов оказалась неэффективной.

Это стимулировало возрождение интереса к «магнитным изоляторам», как их впервые назвал S. Hilpert в Германии в 1909 г. Было понятно, что если высокое электрическое сопротивление оксидов соединить с хорошими магнитными свойствами, то получится магнитный материал, как раз пригодный для использования на высоких частотах.

Исследования по созданию такого материала начались в лабораториях всего мира. V. Kato, T. Takei и N. Kawai в 1930-х годах в Японии и J. Snoek в Philips' Research Laboratoies в период 1935–1946 гг. в Нидерландах. Эти исследования заложили основы физики и технологии ферритовых материалов. В 1948 г. «Теория магнетизма» Нила (L. Neel) обеспечила теоретическое понимание этого типа магнитных материалов.

Ферриты – это керамический однородный материал состоящий из смеси оксидов. Окись железа – главный компонент. Магнито-мягкие ферриты можно разделить на две главные категории: марганец-цинковые и никель-цинковые. В каждой из этих категорий, меняя химический состав или технологию изготовления, можно изготовить много разных Mn-Zn или Ni-Zn образцов.

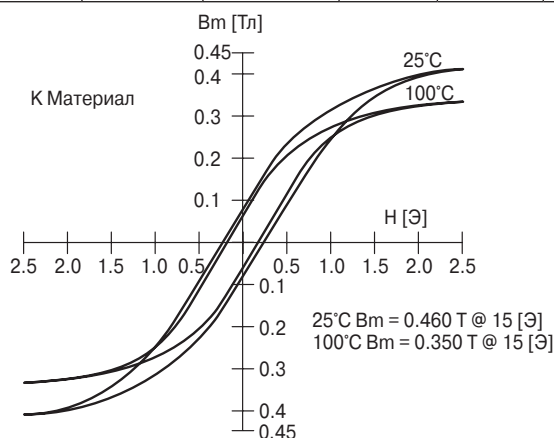
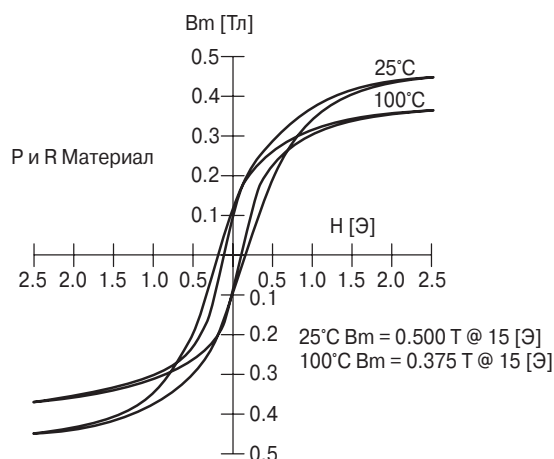
Два этих семейства дополняют друг друга и позволяют использовать ферриты в диапазоне от звуковых частот до нескольких сотен мегагерц. Основные отличия этих ферритов показаны в **табл. 2.3**: Mn-Zn имеет более высокую магнитную проницаемость, а Ni-Zn – более высокое сопротивление. **Табл. 2.4** характеризует наиболее популярные ферритовые материалы, здесь же указан номер рисунка с соответствующей характеристикой  $B(H)$ .

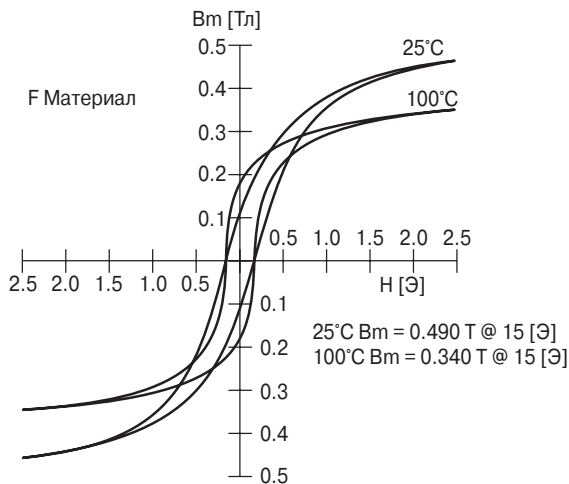
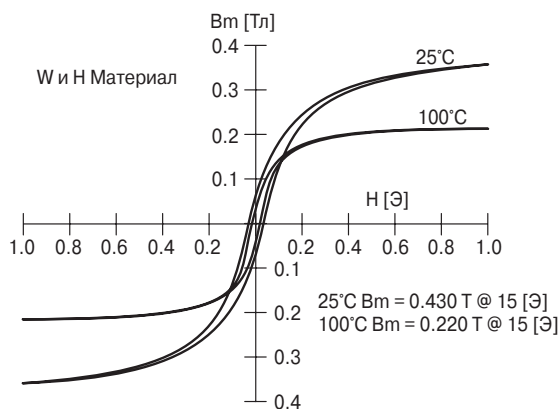
**Таблица 2.3.** Сравнение базовых свойств Mn-Zn и Ni-Zn ферритов

Материал	Начальная магнитная проницаемость $\mu_i$	Максимальная индукция $B_{max}$ [Тл]	Температура Кюри [°C]	Коэрцитивная сила $H_c$ [Э]	Сопротивление [Ом см]
Mn-Zn	750...15 К	0.3...0.5	100...300	0.04...0.25	10...100
Ni-Zn	15...1500	0.3...0.5	150...450	0.3...0.5	10°

**Таблица 2.4.** Магнитные свойства некоторых ферритов

Магнитный материал	Начальная магнитная проницаемость $\mu_i$	Плотность потока $B_s$ [Тл]	Остаточная индукция $B_r$ [Тл]	Температура Кюри $^{\circ}\text{C}$	Коэрцитивная сила $H_c$ [Э]	Плотность $\delta$ [г/см <sup>3</sup> ]	Типичная $B(H)$ петля
K	1500	0.48	0.08	>230	0.2	4.7	Рис. 2.12
R	2300	0.50	0.12	>230	0.18	4.8	Рис. 2.13
P	2500	0.50	0.12	>230	0.18	4.8	Рис. 2.13
F	5000	0.49	0.10	>250	0.2	4.8	Рис. 2.14
W	10000	0.43	0.07	>125	0.15	4.8	Рис. 2.15
H	15000	0.43	0.07	>125	0.15	4.8	Рис. 2.15

**Рис. 2.12.**  $B(H)$  петля. Феррит К при 25 и 100  $^{\circ}\text{C}$ **Рис. 2.13.**  $B(H)$  петля. Феррит Р и R при 25 и 100  $^{\circ}\text{C}$

Рис. 2.14.  $B(H)$  петля. Феррит F при 25 и 100 °CРис. 2.15.  $B(H)$  петля. Феррит W и H при 25 и 100 °C

## 2.10. Марганец-цинковые ферриты

Этот тип ферритов наиболее часто используемый. Применяется гораздо чаще, чем Ni-Zn. Mn-Zn ферриты обычно работают на частотах не выше 2 МГц.

## 2.11. Никель-цинковые ферриты

Этот класс ферритов характеризуется очень большим сопротивлением материала (на 4...5 порядков выше, чем у Mn-Zn). Поэтому данный материал используется на частотах от 1...2 МГц до нескольких сотен мегагерц.

Магнитная проницаемость материала  $\mu_m$  слабо влияет на эффективную магнитную проницаемость  $\mu_e$ , когда размер воздушного зазора относительно велик (см. табл. 2.5).

**Таблица 2.5.** Магнитная проницаемость и её влияние на дроссели с зазором (сравнение магнитной проницаемости материалов)

Материал	$\mu_m$	$L_g$ [дюйм]	$L_g$ [см]	$l_c$ [см] <sup>1)</sup>	$\mu_e$
K	1500	0.04	0.101	10.4	96
R	2300	0.04	0.101	10.4	98
P	2500	0.04	0.101	10.4	99
F	3000	0.04	0.101	10.4	100
<sup>1)</sup> Для сердечника типа ETD44.					

## 2.12. Ферриты: обзор

Обзор, табл. 2.6, сделан совместно с лидирующими производителями.

**Таблица 2.6.** Ферритовые материалы и их производители

Производитель	Обозначение материала						
Магнетик	K <sup>1)</sup>	R <sup>2)</sup>	P <sup>3)</sup>	F	J	W	H
Ferroxcube	3F35	3F3	3C94	3C81	3E27	3E5	3E7
Магнитная проницаемость, $\mu_i$	1400	2000	2300	2700	6000	10000	15000
Fair-Rite			78		75	76	
Магнитная проницаемость, $\mu_i$			2300		5000	10000	
Siemens	N49	N87	N67	T41	T35	T38	T46
Магнитная проницаемость, $\mu_i$	1300	2200	2100	3000	6000	10000	15000
TDK Corp.	PC50	PC40	PC44	H5A	HP5	H5C2	H5C3
Магнитная проницаемость, $\mu_i$	1400	2300	2400	3300	5000	10000	15000
MMG		F44	F5	F5C	F-10	F-39	
Магнитная проницаемость, $\mu_i$		1900	2000	3000	6000	10000	
Ceramic Mag	MN67	MN80	MN80	MN8CX	MN60	MC25	MC15K
Магнитная проницаемость, $\mu_i$	1000	2000	2000	3000	6000	10000	15000

Производитель	Обозначение материала						
Магнетик	K <sup>1)</sup>	R <sup>2)</sup>	P <sup>3)</sup>	F	J	W	H
Tokin		HBM	B25	B3100	H5000	HI 2000	
Магнитная проницаемость, $\mu$							
Ferrite Int.	TSF-5099	TSF-7099	TSF-7070	TSF-8040	TSF-5000	TSF-010K	
Магнитная проницаемость, $\mu$	2000	2000	2200	3100	5000	10000	
<sup>1)</sup> Высокочастотный материал для силовых устройств. 250 кГц и выше. <sup>2)</sup> Наимешие потери при 80....100°C при частоте 25...250 кГц. <sup>3)</sup> Наименьшие потери при 60....80°C.							

## 2.13. Порошковые сердечники из молибденового пермаллоя

Железо-никелевые (Ni-Fe) сплавы с высокой магнитной проницаемостью (пермаллой) были открыты в 1923 и 1927 гг. Сплавы типа пермаллой успешно использовались в порошковых сердечниках востребованных в устройствах связи.

В начале 1940-х годов новый материал – молибденовый порошковый пермаллой (МПП) – был использован в сердечниках Bell Telephone Laboratory и Western Electric Company. Новый материал применялся в дросселях нагрузки, катушках фильтров и трансформаторах в диапазонах звуковых и несущих частот в телефонии. Такие сердечники широко использовались в промышленных и военных устройствах. Временная и температурная стабильность магнитной проницаемости, потерь в сердечнике и уровня магнитного потока очень важны в настраиваемых устройствах. Новый материал превосходил по своим качествам все другие.

Порошок молибденового пермаллоя получают путём размалывания горячекатаных слитков. Затем частицы изолируются и просеиваются через решето со 120 ячейками для работы на звуковых частотах и с 400 ячейками для работы на высоких частотах.

МПП-сердечники наиболее успешно работают в силовых источниках вторичного электропитания. Использование МПП-сердечников и МДП-транзисторов позволило поднять рабочую частоту, что привело к уменьшению размеров и веса компьютерных систем, ибо источник электропитания – сердце системы. Когда источник спроектирован правильно, температурный режим смягчается, и система будет работать, пока он ни выйдет из строя. В этих силовых системах есть переключаемые индукторы, сглаживающие дроссели, фильтры общего назначения, входные фильтры, выходные фильтры, силовые трансформаторы, трансформаторы тока и импульсные трансформаторы. Все их нельзя оптимально спроектировать на основе МПП-сердечников. Но в некоторых случаях МПП незаменим.



## 2.14. Железные порошковые сердечники

Развитие техники прессования сердечников для катушек индуктивности из железного порошка началось с исследований инженеров **Belle Telephone Laboratory**. Использование порошковых железных сердечников было предложено Heaviside в 1887 г., а потом Dolezalek в 1900 г.

Впервые использование порошковых железных сердечников в коммерческих целях было описано Buckner Speed в США, патент № 12.7495 за 1918 г., Buckner Speed и G. W. Elman опубликовали статью в A.I.E.E. Transactions «Магнитные свойства прессованного порошкового железа» в 1921 г. Эта статья описывает магнитный материал, который хорошо подходит для изготовления катушек индуктивности в телефонии. Материал был отожжён, а затем зёрна изолированы путём окисления поверхности. Таким образом была получена очень тонкая и прочная изоляция зерен железа, которая не повреждалась при прессовании. Затем в качестве связующего компонента был использован раствор шеллака. Таким путём Western Electric Company изготавливала тороидальные железные порошковые сердечники до 1929 г. Сегодня их делают почти так же.

Приготовленный порошок прессуется под очень высоким давлением. Получается магнитная структура с распределённым воздушным зазором. Большая величина потока насыщения железа, соединённая с распределённым зазором позволяет получить материал с начальной магнитной проницаемостью порядка 100 и возможностью накапливать большую энергию.

В режиме постоянного тока потери в сердечнике не возникают, в отличие от режимов переменного или пульсирующего токов. Порошковое железо имеет большие потери, чем некоторые другие материалы. Большинство дросселей постоянного тока работают с малыми пульсациями тока, поэтому потери в сердечнике минимальны. Однако потери в сердечнике иногда становятся определяющими, особенно при высокой частоте пульсаций. Железные порошковые сердечники не рекомендуется использовать в режиме разрывного тока дросселя или в трансформаторах с большой амплитудой изменения магнитного потока.

Дешёвые железные порошковые сердечники сегодня используются в низко- и высокочастотных силовых переключающих преобразователях, во входных и выходных силовых дросселях. Поскольку железные порошковые сердечники характеризуются малой магнитной проницаемостью, требуется относительно большое количество витков для получения соответствующей индуктивности, следовательно, переменный магнитный поток относительно невелик. Преимуществами железных порошковых сердечников являются размеры и эффективность магнитных компонентов.

Существуют четыре стандартных материала для силовых магнитных изделий: порошковые сердечники из молибденового пермаллоя (МПП); порошковые сердечники на основе материала с большим потоком насыщения (High flux-HF); порошковые сердечники на основе материала Sendust (торговая мар-

ка Kool Mμ); порошковые сердечники на основе железа. Семейства зависимостей  $\mu(H)$  этих изделий даны на рис. 2.20...2.23 соответственно.

Порошковые сердечники отличаются разнообразием величин магнитных проницаемостей. Это даёт широкие возможности по оптимизации проектирования. Параметры порошковых сердечников из наиболее популярных материалов даны в табл. 2.7. Там же даны номера соответствующих рисунков, где представлены зависимости  $B(H)$ . В табл. 2.8 дан перечень величин магнитной проницаемости порошковых сердечников из разных материалов.

**Таблица 2.7.** Параметры материала порошковых сердечников

Материал	Состав	Магнитная проницаемость $\mu_i$	Индукция $B_s$ [Тл]	Температура Кюри $^{\circ}\text{C}$	Коэрцитивная сила $H_c$ [Э]	Плотность $\delta$ [г/см <sup>3</sup> ]	Типичная $B(H)$ петля
МПП	80% Ni 20% Fe	14...550	0.7	450	0.3	8.5	Рис. 2.16
High Flux	50% Ni 50% Fe	14...160	1.5	360	1	8	Рис. 2.17
Sendust (Kool Mμ)	85% Fe 9% Si 6% Al	26...125	1	740	0.5	6.15	Рис. 2.18
Железный порошок	100% Fe	4.0...100	0.5...1.4	770	5.0...9.0	3.3...7.2	Рис. 2.19

**Таблица 2.8.** Магнитная проницаемость стандартных порошковых сердечников

Порошковый материал	МПП	High Flux	Sendust (Kool Mμ)	Железный порошок
Начальная магнитная проницаемость $\mu_i$				
10				×
14	×	×		
26	×	×	×	
35				×
55				×
60	×	×	×	
75			×	×
90			×	
100				×
125	×	×	×	
147	×	×		
160	×	×		

Порошковый материал	МПП	High Flux	Sendust (Kool Mμ)	Железный порошок
Начальная магнитная проницаемость $\mu_i$				
173	×			
200	×			
300	×			
550	×			

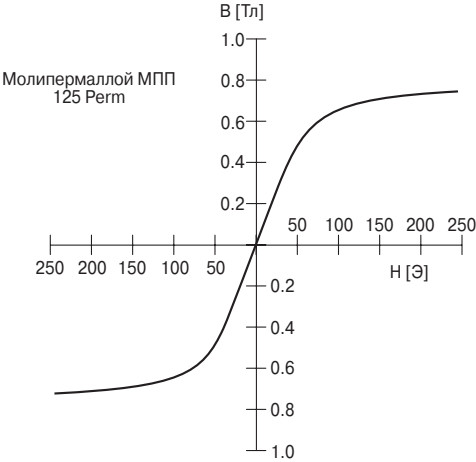


Рис. 2.16. Порошковый сердечник из молибденового пермаллоя, 125 Perm

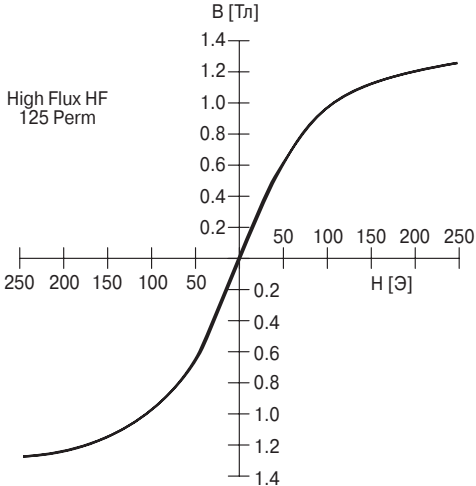
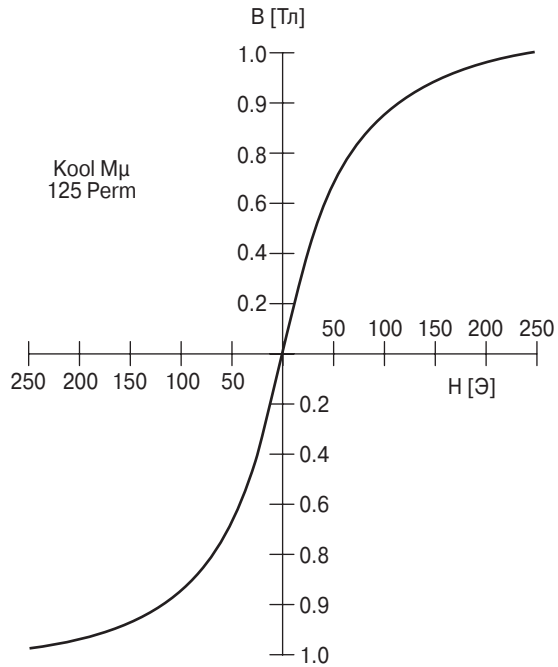
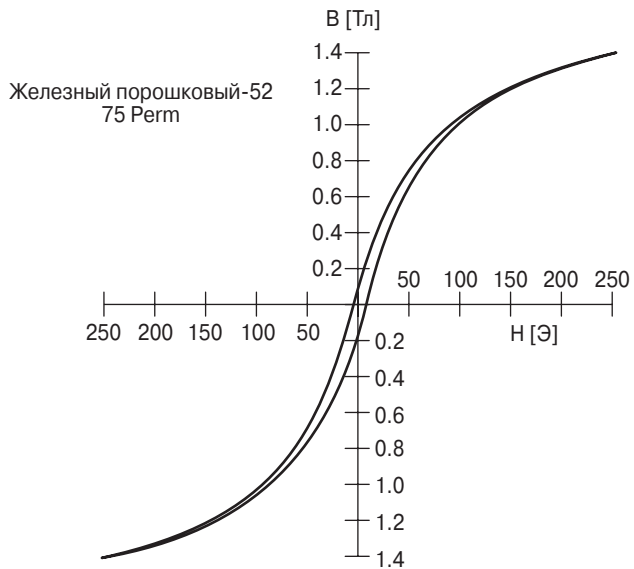


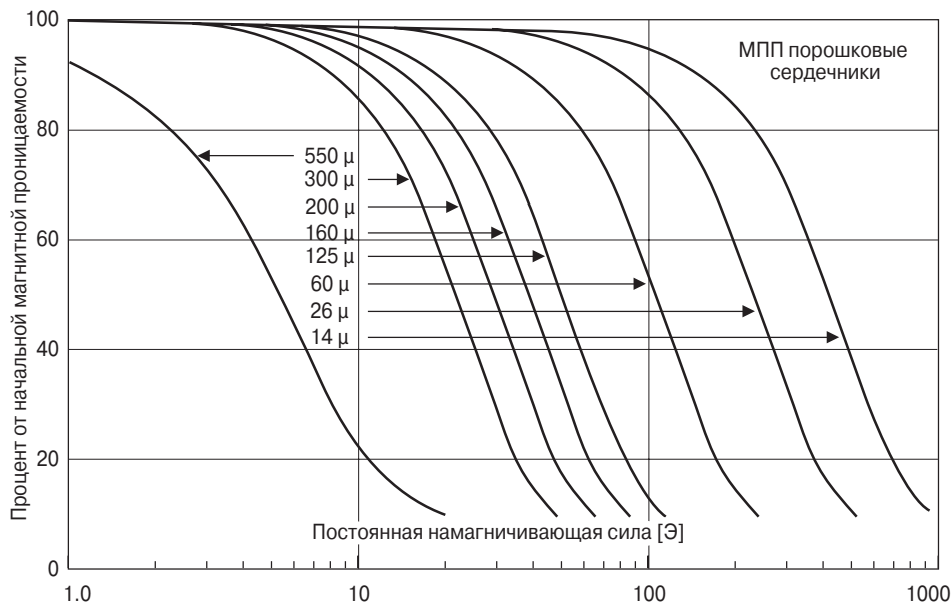
Рис. 2.17. Порошковый сердечник High Flux, 125 Perm



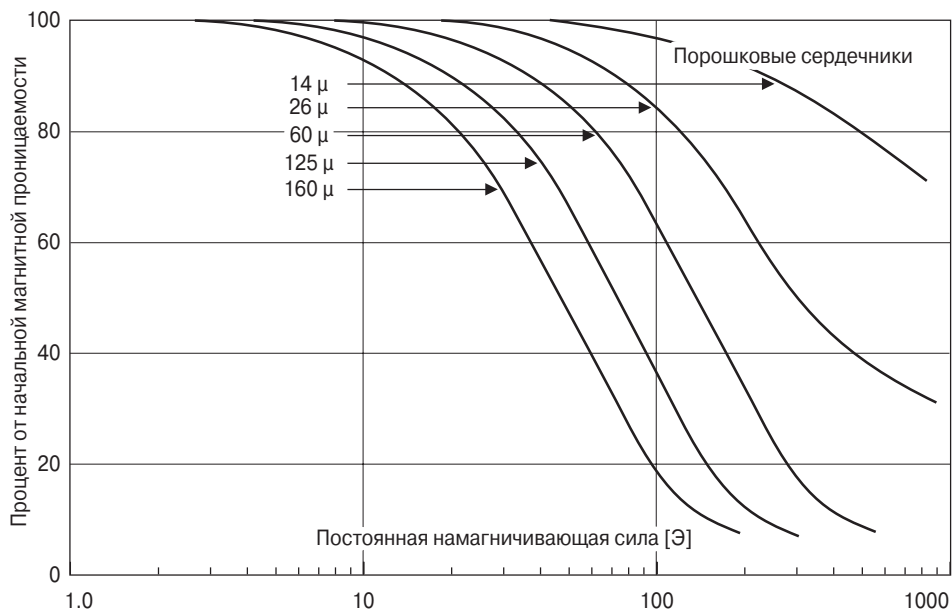
**Рис. 2.18.** Порошковый сердечник Sendus't (Kool Mμ), 125 Perm



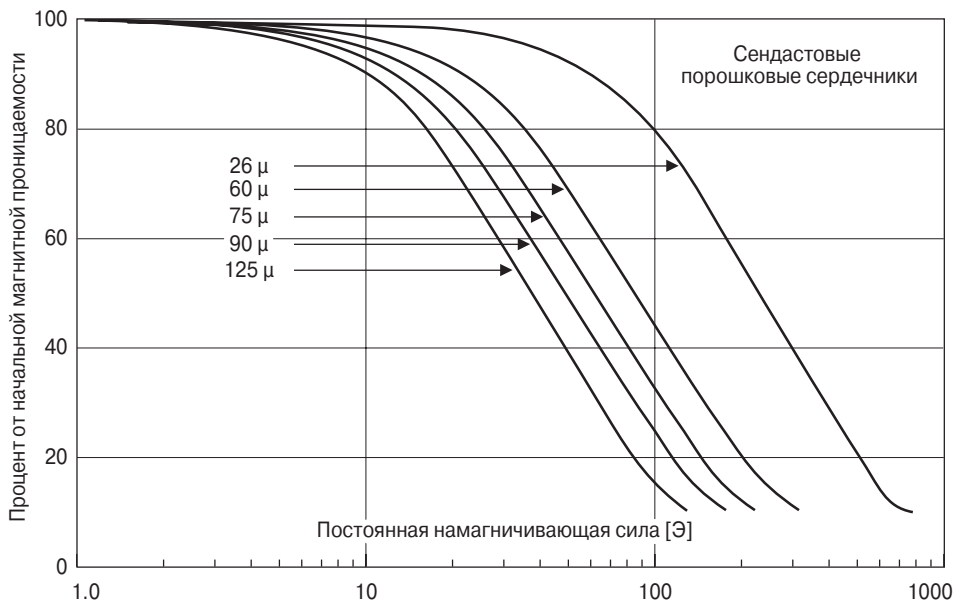
**Рис. 2.19.** Железный (-52) порошковый сердечник, 75 Perm



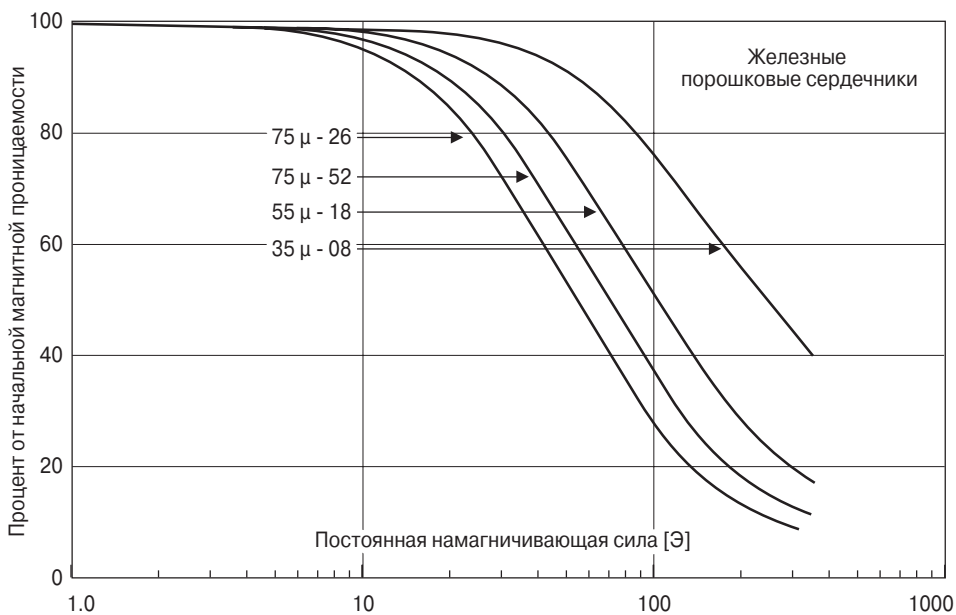
**Рис. 2.20.** Зависимость магнитной проницаемости от постоянной потока смещения. Молипермаллой (МПП)



**Рис. 2.21.** Зависимость магнитной проницаемости от постоянного потока смещения для порошковых сердечников на основе High Flux



**Рис. 2.22.** Зависимость магнитной проницаемости от постоянного потока смещения для порошкового сердечника на основе Sendust

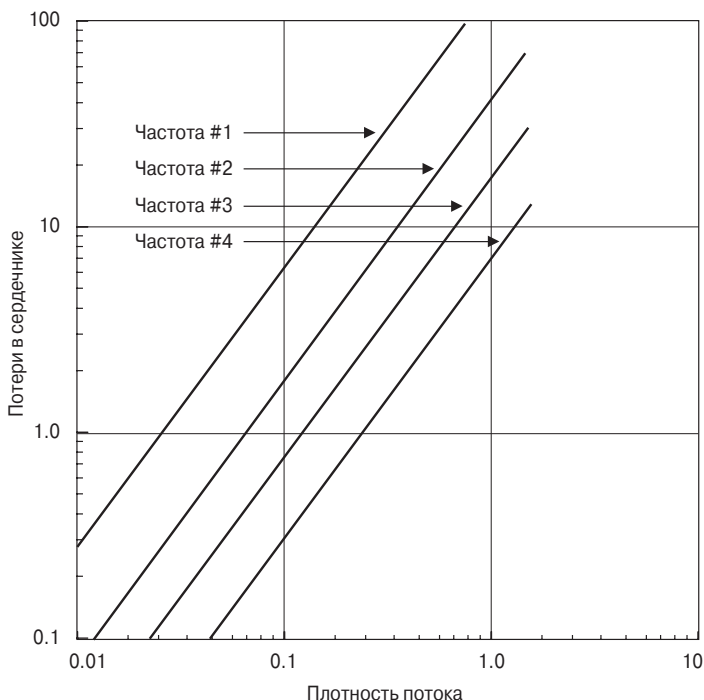


**Рис. 2.23.** Зависимость магнитной проницаемости от постоянного потока смещения для железного порошкового сердечника

## 2.15. Потери в сердечнике

Проектировщик силовых магнитных компонентов должен иметь специальные знания о свойствах магнитных материалов. Речь идет о специфике работы на постоянном и переменном токе. Петля гистерезиса  $B(H)$ , снятая на постоянном токе, содержит весьма полезные сведения для сравнения магнитных материалов. Одной из наиболее важных характеристик являются потери в сердечнике на переменном токе. Эти потери являются функцией структуры магнитного материала, толщины его, плотности магнитного потока  $B_{ac}$ , частоты  $f$  и рабочей температуры. Таким образом, выбор магнитного материала определяется наилучшими суммарными показателями, такими как цена, размеры и работоспособность.

Все производители используют разные единицы для характеристики своих изделий. Пользователь должен разбираться в них при сравнении магнитных материалов. Типичная номограмма для определения потерь дана на **рис. 2.24**. По вертикальной оси отложены потери в сердечнике, а по горизонтальной – плотность магнитного потока. Потери в сердечнике указаны для разных рабочих частот.



**Рис. 2.24.** Типичная номограмма для определения потерь в сердечнике в зависимости от плотности потока и частоты

**Вертикальная шкала**

Список единиц, характеризующих потери в сердечнике, используемых производителями:

1. Ватт на фунт веса;
2. Ватт на килограмм;
3. Милливатт на грамм;
4. Милливатт на см<sup>3</sup>.

**Горизонтальная шкала**

Список единиц плотности потока, используемых производителями:

1. Гаусс;
2. Кило Гаусс;
3. Тесла;
4. Милли Тесла.

Частота может быть дана в герцах или в килогерцах.

## 2.16. Уравнения для потерь в сердечнике

Производители пользуются следующим соотношением для расчёта потерь:

$$\text{Вт/кг} = k f^m B^n \quad (2.2)$$

В уравнении (2.2) опять-таки могут быть использованы разные единицы измерения у разных производителей. В нижеприведённых таблицах для разных типов сердечников потери характеризуются одной и той же системой единиц. Данные даются в метрических единицах, Теслах и Вт/кг.

Коэффициенты от Magnetics Inc. для порошковых сердечников из молипермаллоя, используемые в уравнении (2.2), даны в табл. 2.9.

**Таблица 2.9. Коэффициенты, характеризующие потери в МПП-сердечниках**

Магнитная проницаемость $\mu$	Коэффициенты уравнения (2.2)		
	$k$	$m$	$n$
14	0.005980	1.320	2.210
26	0.001190	1.410	2.180
60	0.000788	1.410	2.240
125	0.001780	1.400	2.310
147...160...173	0.000489	1.500	2.250
200...300	0.000250	1.640	2.270
550	0.001320	1.590	2.360



**Таблица 2.10.** Коэффициенты, характеризующие потери в порошковых сердечниках типа High Flux

Магнитная проницаемость $\mu$	Коэффициенты уравнения (2.2)		
	k	m	n
14	4.8667 ( $10^{-7}$ )	1.26	2.52
26	3.0702 ( $10^{-7}$ )	1.25	2.55
60	2.0304 ( $10^{-7}$ )	1.23	2.56
125	1.1627 ( $10^{-7}$ )	1.32	2.59
147	2.3209 ( $10^{-7}$ )	1.41	2.56
160	2.3209 ( $10^{-7}$ )	1.41	2.56

**Таблица 2.11.** Коэффициенты, характеризующие потери в порошковых сердечниках типа Sendust

Магнитная проницаемость $\mu$	Коэффициенты уравнения (2.2)		
	k	m	n
26	0.000693	1.460	2.000
60	0.000634		
75	0.000620		
90	0.000614		
125	0.000596		

**Таблица 2.12.** Коэффициенты, характеризующие потери в порошковых сердечниках из сплавов железа

Материал	Толщина мм	Частота диапазон	Коэффициенты уравнения (2.2)		
			k	m	n
50/50 Ni-Fe	1.00		0.0028100	1.210	1.380
	2.00		0.0005590	1.410	1.270
	4.00		0.0006180	1.480	1.440
Суперминдюр	2.00	400 Гц	0.0236000	1.050	1.300
	4.00		0.0056400	1.270	1.360
Пермаллой 80	1.00		0.0000774	1.500	1.800
	2.00		0.0001650	1.410	1.770
	4.00		0.0002410	1.540	1.990
Супермаллой	1.00		0.0002460	1.350	1.910
	2.00		0.0001790	1.480	2.150
	4.00		0.0000936	1.660	2.060
Кремний	1.00	50...60 Гц	0.0593000	0.993	1.740
	2.00		0.0059700	1.260	1.730
	4.00		0.0035700	1.320	1.710
	12.00		0.0014900	1.550	1.870
	14.00		0.0005570	1.680	1.860
	24 M27 non-or		0.0386000	1.000	2.092

Коэффициенты для аморфных материалов, используемые в уравнении (2.2), даны в **табл. 2.13**. Для ферритов – в **табл. 2.14**.

**Таблица 2.13.** Коэффициенты, характеризующие потери в сердечниках из аморфных материалов

Материал	Толщина [мм]	Коэффициенты уравнения (2.2)		
		k	m	n
2605SC	0.80	$8.79(10^{-6})$	1.730	2.230
2714A	0.80	$10.1(10^{-6})$	1.550	1.670
Vitroperm 500	0.80	$0.864(10^{-6})$	1.834	2.112

**Таблица 2.14.** Коэффициенты, характеризующие потери в магнитных ферритовых сердечниках

Материал	Частота диапазон	Коэффициенты уравнения (2.2)		
		k	m	n
K	$f < 500 \text{ кГц}$	$2.524(10^{-4})$	1.60	3.15
	$500 \text{ кГц} \leq f < 1.0 \text{ МГц}$	$8.147(10^{-8})$	2.19	3.10
	$f \geq 1.0 \text{ МГц}$	$1.465(10^{-19})$	4.13	2.98
R	$f < 100 \text{ кГц}$	$5.597(10^{-4})$	1.43	2.8
	$100 \text{ кГц} \leq f < 500 \text{ кГц}$	$4.316(10^{-5})$	1.64	2.68
	$f \geq 500 \text{ кГц}$	$1.678(10^{-6})$	1.84	2.28
P	$f < 100 \text{ кГц}$	$1.983(10^{-3})$	1.36	2.86
	$100 \text{ кГц} \leq f < 500 \text{ кГц}$	$4.855(10^{-5})$	1.63	2.62
	$f \geq 500 \text{ кГц}$	$2.068(10^{-15})$	3.47	2.54
F	$f \leq 10 \text{ кГц}$	$7.698(10^{-2})$	1.06	2.85
	$10 \text{ кГц} < f < 100 \text{ кГц}$	$4.724(10^{-5})$	1.72	2.66
	$100 \text{ кГц} \leq f < 500 \text{ кГц}$	$5.983(10^{-5})$	1.66	2.68
	$f \geq 500 \text{ кГц}$	$1.173(10^{-6})$	1.88	2.29
J	$f \leq 20 \text{ кГц}$	$1.091(10^{-3})$	1.39	2.50
	$f > 20 \text{ кГц}$	$1.658(10^{-8})$	2.42	2.50
W	$f \leq 20 \text{ кГц}$	$4.194(10^{-3})$	1.26	2.6
	$f > 20 \text{ кГц}$	$3.638(10^{-8})$	2.32	2.62
H	$f \leq 20 \text{ кГц}$	$1.698(10^{-4})$	1.50	2.25
	$f > 20 \text{ кГц}$	$5.3720(10^{-5})$	1.62	2.15

Коэффициенты для микрометаллических железных порошковых сердечников, используемые в уравнении (2.3), даны в **табл. 2.15**.

$$W_{т/кг} = K \frac{f B_{ac}^3 (10^9)}{(a) + 681(b) B_{ac}^{0.7} + 2.512(10^6)(c) B_{ac}^{1.35}} + 100 d f^2 B_{ac}^2. \quad (2.3)$$

**Таблица 2.15.** Коэффициенты, характеризующие потери в порошковых железных сердечниках

Материал	Магнитная проницаемость $\mu$	Коэффициенты уравнения (2.3)			
		a	b	c	d
Mix-08	35	0.01235	0.8202	1.4694	$3.85(10^{-7})$
Mix-18	55	0.00528	0.7079	1.4921	$4.70(10^{-7})$
Mix-26	75	0.00700	0.4858	3.3408	$2.71(10^{-6})$
Mix-52	75	0.00700	0.4858	3.6925	$9.86(10^{-7})$

## 2.17. Отбор магнитных материалов

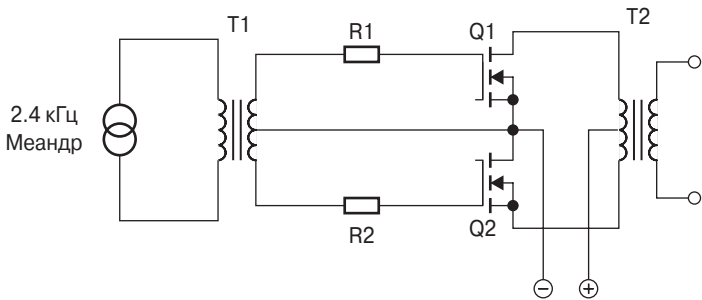
Трансформаторы статических силовых преобразователей различного назначения обычно проектируются в виде тороидов, обмотанных лентой из магнитного материала с прямоугольной петлёй гистерезиса.

Проектированию эффективных и лёгких изделий серьёзно препятствует отсутствие данных, характеризующих поведение магнитных материалов сердечников, возбуждаемых импульсами напряжения прямоугольной формы.

В Jet Propulsion Laboratory осуществлена программа получения этих данных путём измерения динамических характеристик  $B(H)$  ленточных магнитных материалов, возбуждаемых от разных промышленных источников. В этом разделе описаны результаты исследований.

## 2.18. Несимметричное намагничивание

На **рис. 2.25** представлена простейшая схема двухтактного преобразователя напряжения. Интерес представляет режим трансформатора T2.



**Рис. 2.25.** Двухтактный преобразователь напряжения

Если в течение каждого полупериода частоты управления МДП-транзисторами к первичным обмоткам T2 прикладываются импульсы напря-

жения одинаковой амплитуды и длительности, то магнитные потоки, возникающие в сердечнике, будут строго одинаковы. При этом среднее значение потока за период равно нулю, и подмагничивание сердечника отсутствует.

Если же импульсы напряжения на первичных обмотках Т2 несколько различаются по амплитуде или по длительности, то среднее значение напряжения за период не равно нулю, что вызывает некоторый постоянный поток подмагничивания сердечника. Это может быть следствием разной величины прямого сопротивления ( $R_{DC(on)}$ ) транзисторов или некоторой асимметрии управляющих импульсов напряжения. Появление постоянного потока подмагничивания приводит к тому, что сердечник Т2 в одном из полупериодов попадает в режим насыщения. В результате в кривой тока соответствующей обмотки и, следовательно, транзистора появляются более или менее значительные всплески тока. Их величина определяется сопротивлением провода и транзистора. Результат – перегрев того и другого. Способ борьбы с этим – автоматическое симметрирование полупериодов. Для этого в соответствующих микросхемах управления предусмотрены специальные меры.

## 2.19. Характеристики материала

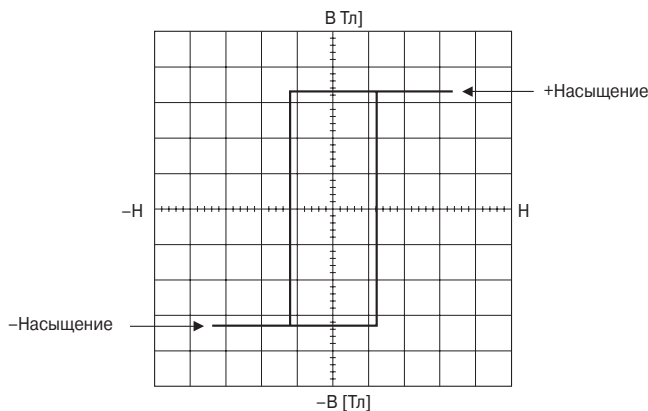
Характеристики  $B(H)$  многих магнитных материалов, использующихся для сердечников, аппроксимируются идеальной прямоугольной петлёй гистерезиса, как показано на **рис. 2.26**. На **рис. 2.27** представлены зависимости  $B(H)$  для широко используемых магнитных материалов. Другие их характеристики даны в **табл. 2.16**.

**Таблица 2.16.** Характеристики материала магнитных сердечников

Материал	Состав	Магнитная проницае- мость $\mu_i$	Индукция $B_s$ [Тл]	Темпе- ратура Кюри °С	Коэрцитив- ная сила $H_c$ [Э]	Плотность $\delta$ [г/см <sup>3</sup> ]
Магнезил	3% Si 97% Fe	1.5 К	1.5...1.8	750	0.4...0.6	7.3
Суперминдюр	49% Co 49% Fe 2%V	0.8 К	1.9...2.2	940	0.15...0.35	8.15
Ортонол	50% Ni 50% Fe	2 К	1.42...1.58	500	0.1...0.2	8.24
«Прямоугольный» пермаллой	79% Ni 17% Fe 4% Mo	12 К...100 К	0.66...0.82	460	0.02...0.04	8.73
Супермаллой	78% Ni 17% Fe 5% Mo	10 К...50 К	0.65...0.82	460	0.003...0.008	8.76

Материал	Состав	Магнитная проницае- мость $\mu_i$	Индукция $B_s$ [Тл]	Темпе- ратура Кюри °C	Коэрцитив- ная сила $H_c$ [Э]	Плотность $\delta$ [г/см <sup>3</sup> ]
Аморфный материал 2605-SC	81% Fe 13.5% B 3.5% Fe	3K	1.5...1.6	370	0.03...0.08	7.32
Аморфный материал 2714A	66% Co 15% Si 4% Fe	20 K	0.5...0.58	205	0.008...0.02	7.59
Феррит	MnZn	0.75...15 K	0.3...0.5	100...300	0.04...0.25	4.8

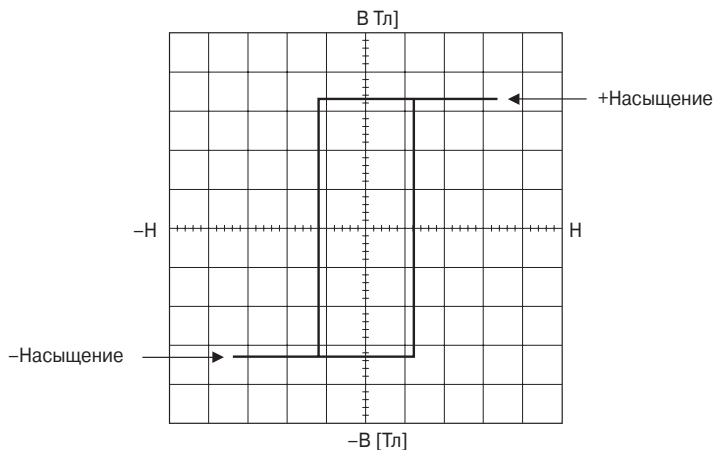
Известно много статей по поводу проектирования трансформатора для различных преобразовательных устройств. Обычно рекомендации авторов представляют собой компромисс между данными, приведёнными в табл. 2.16, и теми, что представлены на **рис. 2.27**. Эти данные типичны для имеющихся в продаже магнитных материалов для сердечников.



**Рис. 2.26.** Идеально прямоугольная петля гистерезиса

Как видно, материал с наивысшим потоком насыщения (суперминдюр) позволяет получить изделие наименьшего размера. Феррит имеет минимальный поток насыщения. Поэтому изделие на основе феррита будет иметь наибольший размер. Однако нельзя ориентироваться только на величину индукции насыщения. Нужно учитывать рабочую частоту и конфигурацию сердечника.

Желательно, чтобы спроектированный трансформатор имел бы минимальные размеры, высочайшую эффективность и работал бы в широком диапазоне изменения условий окружающей среды. К сожалению, материал, который обеспечивает минимальный размер изделия, имеет низкую эффективность, и наоборот. Таким образом, всегда нужно искать компромисс. Выбор материала должен базироваться на достижении наилучших результатов там, где это важнее всего.

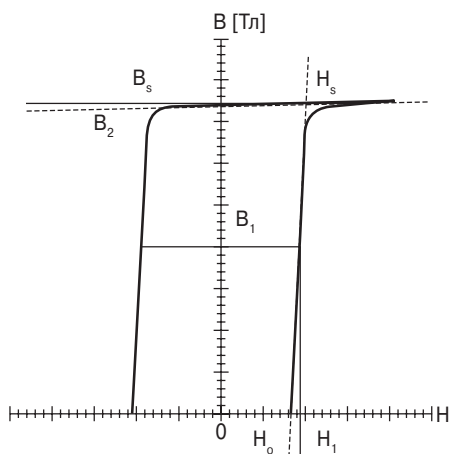


**Рис. 2.27.** Типичные зависимости  $B(H)$  магнитных материалов, снятые на постоянном токе

Проанализировав несколько вариантов, инженер обычно принимает решение в пользу минимальных размеров. На высоких частотах наиболее популярным материалом является феррит.

## 2.20. Уточнение границ области насыщения магнитного материала

Для стандартизации характеристики в области насыщения выделяются некоторые уникальные точки на кривой  $B(H)$ , как показано на **рис. 2.28**.



**Рис. 2.28.** Границы  $B(H)$  петли гистерезиса

Прямая линия через  $(H_0, 0)$  и  $(H_s, B_s)$  может быть записана в соответствии со следующим выражением:

$$B = \frac{\Delta B}{\Delta H}(H - H_0). \quad (2.4)$$

Линия через  $(0, B_2)$  и  $(H_s, B_s)$  по существу имеет нулевой наклон. Поэтому справедливо следующее выражение:

$$B = B_2 \approx B_s. \quad (2.5)$$

Уравнения (2.1) и (2.2) вместе определяют условие насыщения в соответствии с (2.6).

$$B_s = \left( \frac{\Delta B}{\Delta H} \right) (H_s - H_0). \quad (2.6)$$

Решая уравнение (2.3) относительно  $H_s$ , получим (2.7).

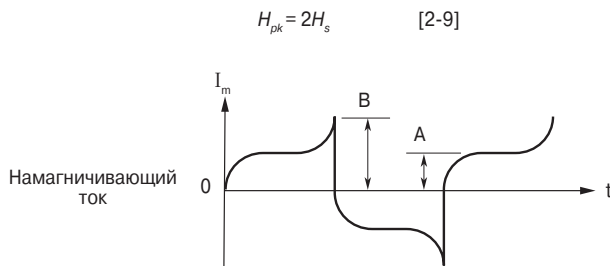
$$H_s = H_0 + \frac{B_s}{\mu_0}, \quad (2.7)$$

где

$$\mu_0 = \frac{\Delta B}{\Delta H}. \quad (2.8)$$

По определению, насыщение наступает, когда пик тока возбуждения ( $B$ ) в два раза превышает среднее значение тока возбуждения ( $A$ ), как показано на **рис. 2.29**. Аналитически это означает, что

$$H_{pk} = 2H_s. \quad (2.9)$$



По определению, насыщение наступает при  $B = 2A$

**Рис. 2.29.** Ток намагничивания

Решая уравнение (2.1) относительно  $H_1$ , получим:

$$H_1 = H_0 + \frac{B_1}{\mu_0}. \quad (2.10)$$

Для выявления поля преднасыщения ( $\Delta H$ ) нужно вычесть уравнение (2.4) из уравнения (2.6). Получится следующее соотношение:

$$\Delta H = H_s - H_l = \frac{B_s - B_l}{\mu_0}. \quad (2.11)$$

Постоянный ток подмагничивания должен быть ограничен в соответствии с соотношением (2.12).

$$I_{dc} \leq \frac{\Delta H l_c}{N} [A], \quad (2.12)$$

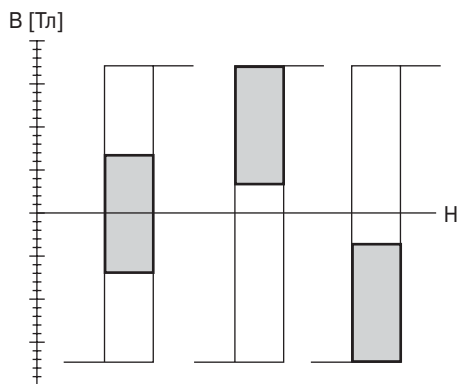
где  $N$  – число витков;

$l_c$  – длина средней силовой линии.

При комбинации уравнений (2.7) и (2.8) получается следующее:

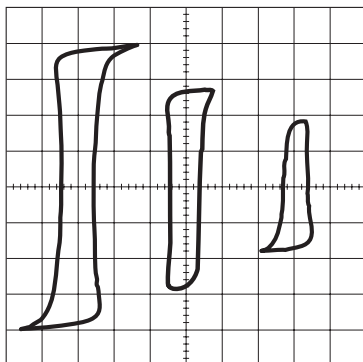
$$I_{dc} \leq \frac{(B_s - B_l) l_c}{\mu_0 N} [A]. \quad (2.13)$$

Эффект насыщения при использовании сердечника без зазора показан на **рис. 2.30**. Рисунок иллюстрирует эффект смещения петли гистерезиса под влиянием постоянного потока подмагничивания. **Рис. 2.31** показывает изменение петли гистерезиса магнитного материала 50% Ni – 50% Fe, переманчиваемого источником переменного напряжения с последовательно уменьшающейся амплитудой возбуждения. Масштаб вертикальной шкалы – 0.4 Тл/см. Можно заметить, что каждая петля симметрична относительно горизонтальной оси. Нежелательный эффект начала переманчивания после паузы состоит в том, что рабочая точка равновероятно может начать перемещаться в сторону насыщения, а не в сторону нуля. Результатом этого всегда оказывается насыщение сердечника, бросок тока и срабатывание защиты, если она есть.



**Рис. 2.30.** Смещение петли гистерезиса под действием постоянного потока подмагничивания

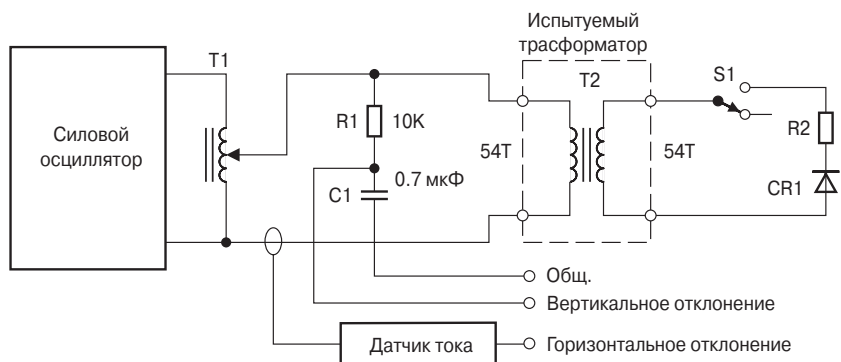




**Рис. 2.31.** Типичная прямоугольная петля гистерезиса без потока подмагничивания, но с разной амплитудой

## 2.21. Условия и результаты измерений

Для эффективного измерения и сравнения характеристик  $B(H)$  разных магнитных материалов сердечников была создана измерительная установка, схема которой дана на **рис. 2.32**. Все сердечники были тороидальные, одинакового размера, соответствующего № 52.029 Magnetics Inc. Материал сердечников соответствовал наиболее часто используемому разработчиками трансформаторов преобразователей. В **табл. 2.17** приведены некоторые сведения об условиях эксперимента.



**Рис. 2.32.** Схема установки для измерения зависимостей  $B(H)$

Число витков обмотки было рассчитано в соответствии со следующим соотношением:

$$N = \frac{V \cdot 10^4}{4.0 \cdot B_m f A_c} [\text{ВИТКОВ}] \quad (2.14)$$

**Таблица 2.17.** Материал сердечников и условия эксперимента

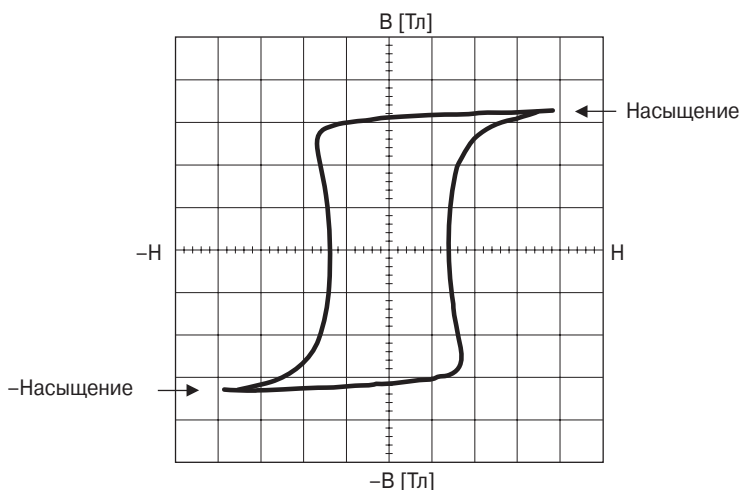
Номер сердечника <sup>1)</sup>	Название материала	$B_s$ [Тл]	Число витков, N	Частота [кГц]	$l_c$ [см]
52029-2A	Ортонол	1.45	54	2.4	9.47
52029-2D	«Прямоугольный» пермаллой	0.75	54	2.4	9.47
52029-2F	Супермаллой	0.75	54	2.4	9.47
52029-2H	48 маллой	1.15	54	2.4	9.47
52029-2K	Магnezил	1.6	54	2.4	9.47

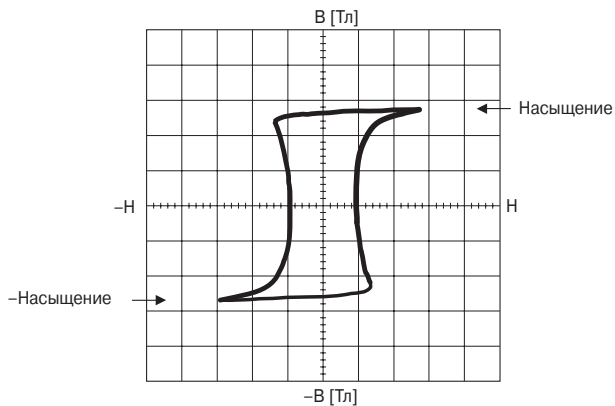
<sup>1)</sup> Magneics тороидальные сердечники

Измеряемый трансформатор T2 на рис. 2.32 имеет одинаковое число витков первичной и вторичной обмоток,  $N = 54$ . К первичной обмотке подведено импульсное переменное напряжение. Форма импульсов прямоугольная. В нормальном состоянии ключ S1 разомкнут. Когда ключ S1 замкнут, ток вторичной обмотки выпрямляется диодом, чтобы создать постоянное смещение во вторичной обмотке.

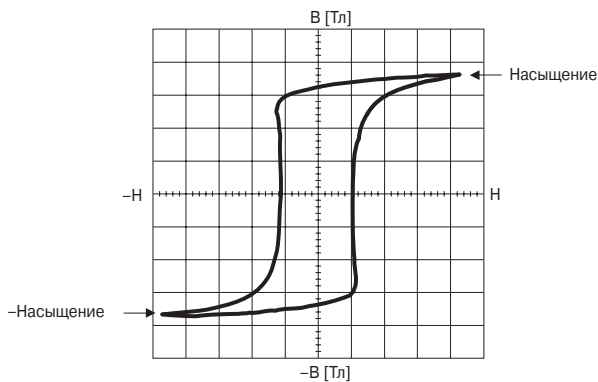
Сердечники были сделаны из разного материала путём намотки лентой одинаковой толщины. Выводы ленты запаяны обычным образом. Изделия прошли вакуумную пропитку и термообработку.

На рис. 2.33...2.36 показаны динамические зависимости  $B(H)$ , измеренные у различных магнитных материалов. Во всех этих случаях ключ S1 был разомкнут. Поэтому не создавалось какого-либо постоянного смещения.

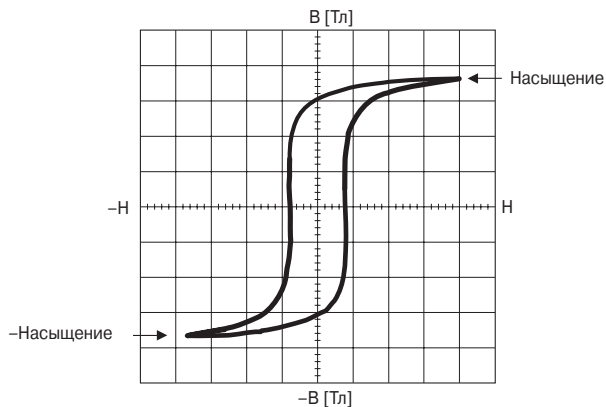
**Рис. 2.33.** Магнезил (K), петля  $B(H)$ ,  $B = 0.5$  Тл/см,  $H = 100$  мА/см



**Рис. 2.34.** Ортонол (2А), петля  $B(H)$ ,  $B = 0.5$  Тл/см,  $H = 50$  мА/см

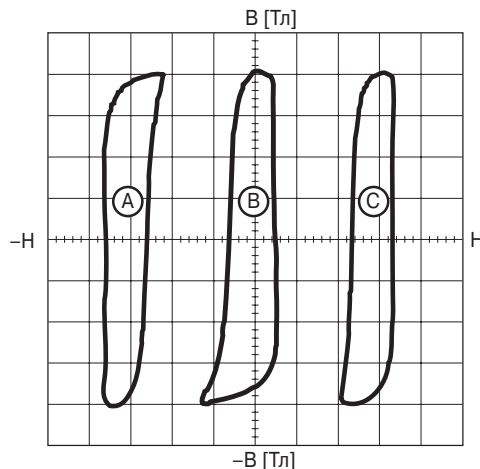


**Рис. 2.35.** Прямоугольный пермаллой (2D), петля  $B(H)$ ,  $B = 0.2$  Тл/см,  $H = 20$  мА/см

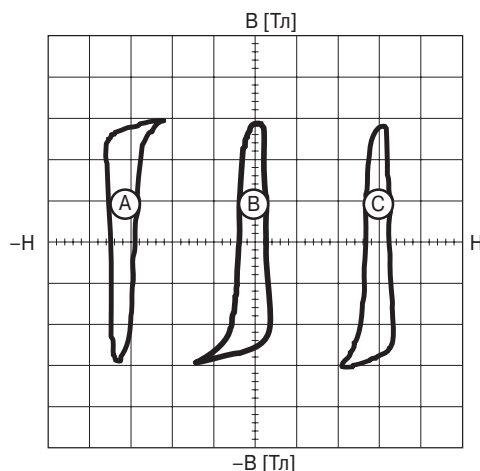


**Рис. 2.36.** Супермаллой (2F),  $B(H)$  петля  $B = 0.2$  Тл/см,  $H = 10$  мА/см

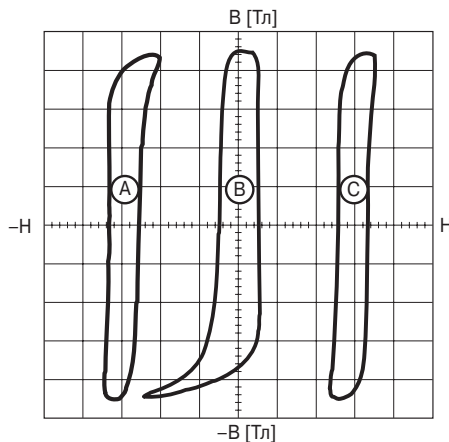
На **рис. 2.37...2.40** показаны динамические зависимости  $B(H)$  образцов сердечников из разных магнитных материалов. Зависимости снимались при разомкнутом состоянии ключа  $S1$  (**рис. 2.37а**), в замкнутом состоянии (**рис. 2.37б**) и опять – в разомкнутом (**рис. 2.37в**). Из полученных данных следует, что даже при небольшом постоянном смещении магнитный материал может работать в диапазоне от насыщения до насыщения. Замечательно, что после снятия подмагничивания возможна остаточная тенденция к насыщению в ту или другую сторону. Из-за связи по переменному току между интегратором и осциллоскопом фотографии, представленные на рисунках, не показывают полной картины того, что реально происходит в течение полупериода потока.



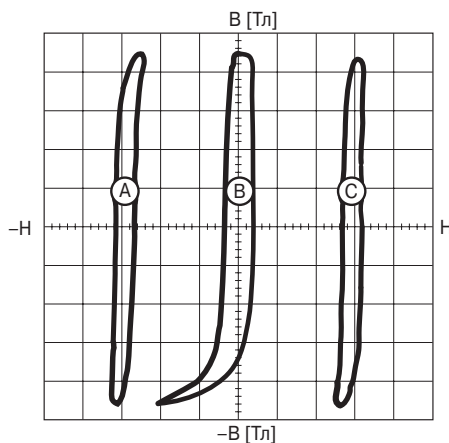
**Рис. 2.37.** Магнесил (2К), петля  $B(H)$ ,  $B = 0.3$  Тл/см,  $H = 200$  мА/см



**Рис. 2.38.** Ортонол (2А), петля  $B(H)$ ,  $B = 0.2$  Тл/см,  $H = 100$  мА/см



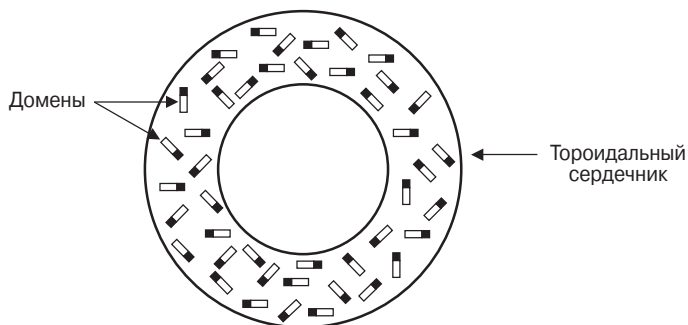
**Рис. 2.39.** «Прямоугольный» пермаллой, петля  $B(H)$ ,  $B = 0.1$  Тл/см,  $H = 20$  мА/см



**Рис. 2.40.** Супермаллой (2F), петля  $B(H)$ ,  $B = 0.1$  Тл/см,  $H = 10$  мА/см

## 2.22. Теория насыщения магнитного материала

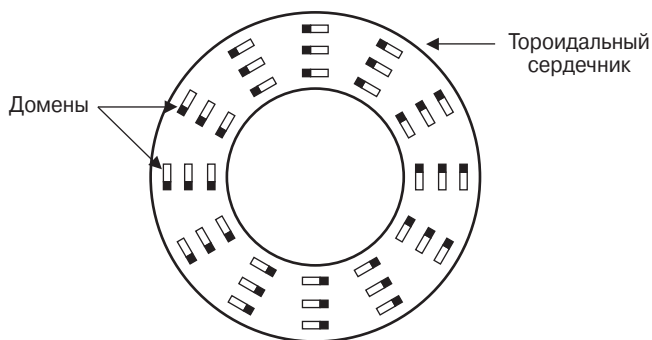
Доменная теория природы магнетизма базируется на представлении о том, что все магнитные материалы состоят из индивидуальных молекулярных магнитов. Эти мельчайшие магниты способны перемещаться внутри материала. Когда магнитный материал находится в размагниченном состоянии, индивидуальные магниты ориентированы беспорядочно и эффективно нейтрализуют друг друга (**рис. 2.41**). Северный полюс магнитных частиц зачернён. Когда материал намагничен, магнитные частицы ориентированы в определённом направлении, как показано на **рис. 2.42**.



**Рис. 2.41.** Беспорядочное расположение элементарных магнетиков

Степень намагниченности материала зависит от степени выравнивания ориентации магнитных частиц. Внешняя намагничивающая сила влияет на степень намагниченности до тех пор, пока все домены не будут ориентированы в одну сторону.

В типичном тороидальном сердечнике эффективен воздушный зазор меньше  $10^{-6}$  см. Такой зазор ничтожен в сравнении с отношением длины средней силовой линии к магнитной проницаемости. Если тороид был помещён в сильное магнитное поле (достаточное для насыщения), почти все домены будут ориентированы в одном направлении. Если поле внезапно было убрано при  $B = B_m$ , домены останутся в упорядоченном состоянии и материал сердечника будет характеризоваться остаточной индукцией  $B_r$ . Это было показано раньше на рис. 2.37...2.40.



**Рис. 2.42.** Элементарные магнетики ориентированы упорядоченно

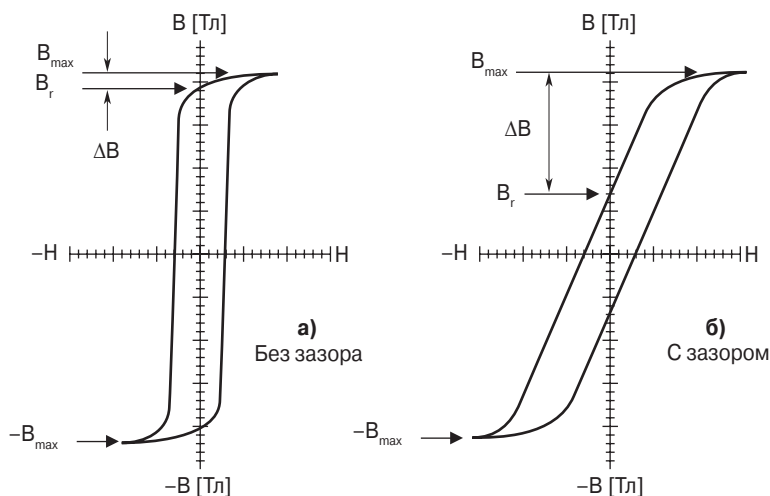
## 2.23. Влияние воздушного зазора

Воздушный зазор в сердечнике создаёт очень сильный размагничивающий эффект. Он проявляется в нарушении прямоугольной структуры петли гистерезиса, то есть в резком уменьшении магнитной проницаемости материала.

Подмагничивание постоянным током действует аналогично. Эффективность воздействия зависит от длины средней силовой линии и от характеристик материала. При той же длине зазора снижение магнитной проницаемости будет меньше, чем больше длина средней силовой линии. Но эффект более сильно выражен в случае материала с большой магнитной проницаемостью и малой коэрцитивной силой.

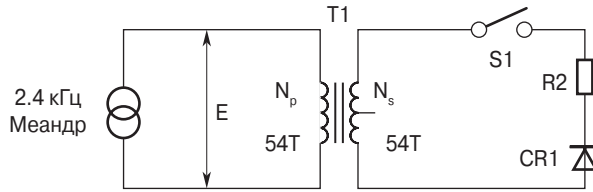
## 2.24. Эффект введения зазора

На **рис. 2.43** сравниваются зависимости  $B(H)$  материала тороидального сердечника с зазором и без зазора. Зазор увеличивает эффективную длину средней силовой линии. Когда напряжение  $E$  приложено к первичной обмотке ( $N_p$ ) трансформатора (рис. 2.44), результирующий ток намагничивания  $I_m$  оказывается мал из-за большого индуктивного сопротивления. При определённых размерах сердечника максимальная индуктивность будет достигаться при минимальной длине зазора.



**Рис. 2.43.** Сравнение характеристик  $B(H)$  магнитного материала сердечника с зазором и без зазора

На **рис. 2.44** показана схема для испытания работы трансформатора с постоянным потоком подмагничивания и без него. Когда ключ **S1 замкнут**, постоянная составляющая тока течёт по вторичной обмотке  $N_s$ . При этом в сердечнике возникает некоторая плотность потока подмагничивания, которая выражается соотношением (2.15).



**Рис. 2.44.** Введение постоянного потока подмагничивания

$$B_{dc} = \frac{0.4\pi N_s I_{dc} (10^{-4})}{\ell_g + \frac{\ell_c}{\mu_r}} [\text{Тл}]. \quad (2.15)$$

В преобразователях напряжения этот постоянный поток суммируется с переменной составляющей, выражаемой соотношением (2.16).

$$B_{ac} = \frac{E(10^4)}{K_f f A_c N} [\text{Тл}]. \quad (2.16)$$

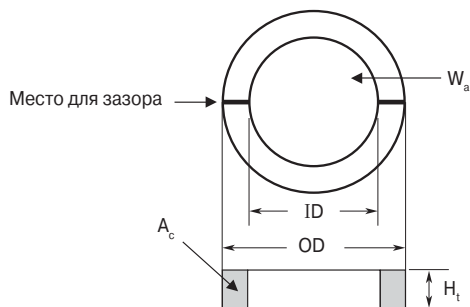
Если сумма  $B_{ac}$  и  $B_{dc}$  превысит максимально допустимую плотность потока магнитного материала, результирующая величина магнитной проницаемости  $\mu_{ac}$  уменьшится. Это ведёт к увеличению тока намагничивания  $I_m$ .

Ситуация может быть исправлена введением воздушного зазора, который уменьшит поток подмагничивания. Длина зазора практически ограничена. Поскольку введение зазора уменьшает индуктивность, то ток намагничивания растёт, что при коммутации в сочетании с индуктивностью обмотки может вызвать большие всплески напряжения, опасные для транзисторов. Поэтому длину зазора нужно тщательно контролировать, стремясь к минимальной величине.

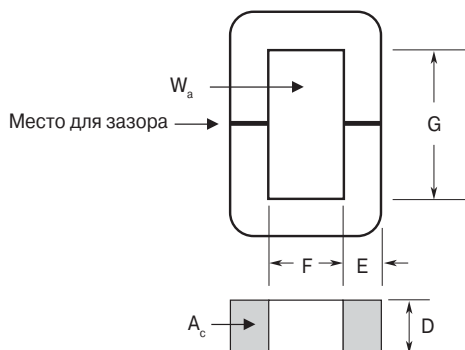
$B(H)$ -зависимости показывают максимальную плотность потока  $B_m$  и остаточную индукцию  $B_r$  для сердечника с зазором и без него, что показано на рис. 2.43. Максимально возможное при однополярном намагничивании изменение индукции:  $\Delta B = B_m - B_r$ . В обоих случаях при снятии напряжения возбуждения индукция уменьшается до величины  $B_r$ . Видно, что при введении зазора полезное изменение индукции  $B$  увеличивается. Введение зазора в сердечнике уничтожает (или заметно снижает) всплески напряжения, связанные с индуктивностью рассеивания при работе в насыщении.

Два типа сердечников были исследованы при работе с зазором и без него. На **рис. 2.45** изображён разрезанный тороидальный сердечник, а на **рис. 2.46** – разрезанный С-сердечник. Тороид был разрезан, тщательно обработан, был установлен зазор  $25 \mu_m$  и половинки стянуты снова в одно целое.



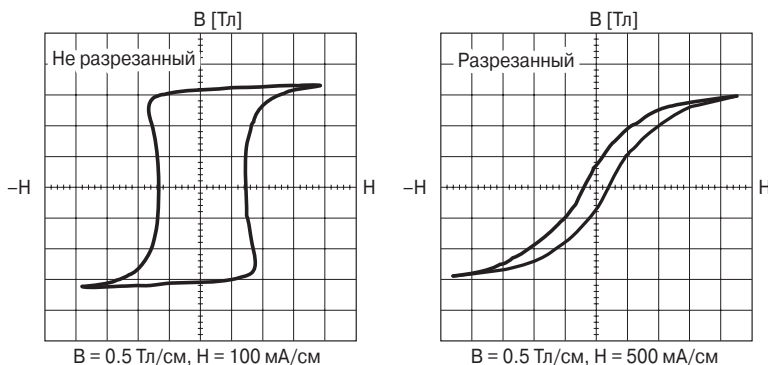


**Рис. 2.45.** Типичный разрезанный тороидальный сердечник

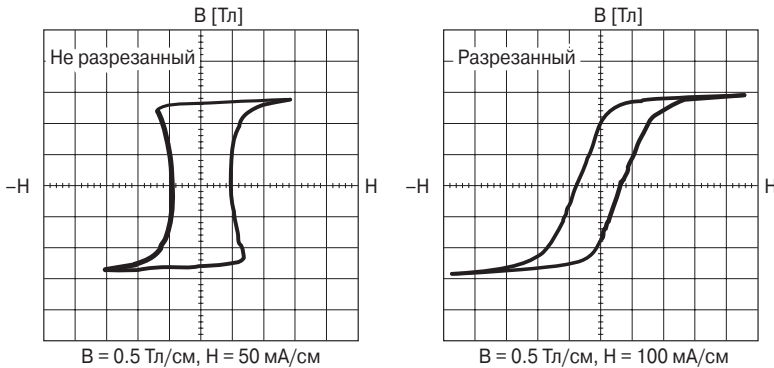


**Рис. 2.46.** Типичный разрезанный С-сердечник

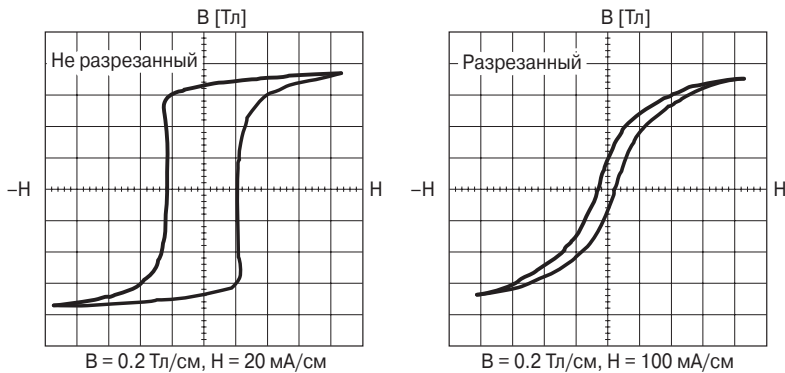
Как видно по **рис. 2.47...2.50**, результат от введения зазора для С-сердечника и тороида одинаков. В **табл. 2.18** даны конкретные цифры, относящиеся к этим характеристикам. Из них же взяты изменения  $H$ , показанные на **рис. 2.51** и в **табл. 2.19**.



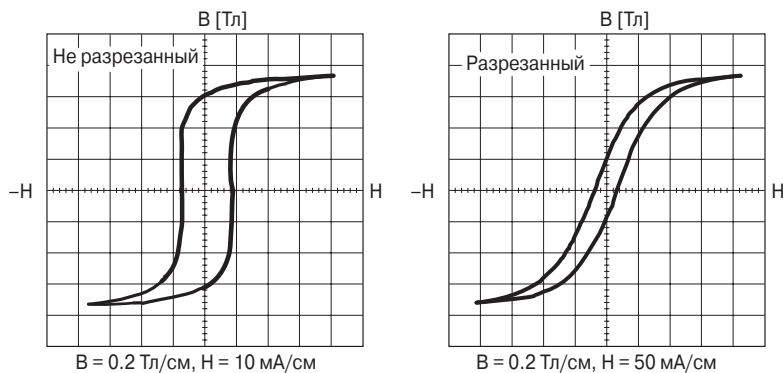
**Рис. 2.47.** Магнезил (К), петля  $B(H)$  для разрезанного и неразрезанного сердечников. Зазор минимальный



**Рис. 2.48.** Ортонал (А), петля  $B(H)$  для разрезанного и неразрезанного сердечников. Зазор минимальный



**Рис. 2.49.** «Прямоугольный» пермаллой (D), петля  $B(H)$  для разрезанного и неразрезанного сердечников. Зазор минимальный



**Рис. 2.50.** Супермаллой (F), петля  $B(H)$  для разрезанного и неразрезанного сердечников. Зазор минимальный

Таблица 2.18. Сравнение  $B_r/B_m$  разрезанных и неразрезанных сердечников

Номер сердечника <sup>1)</sup>	Материал	$B_s$ [Тл]	Число витков, $N$	Неразрезанный $B_r/B_m$	Разрезанный $B_r/B_m$
52029-2A	Ортонол	1.45	54	0.96	0.62
52029-2D	«Прямоугольный» пермаллой	0.75	54	0.86	0.21
52029-2F	Супермаллой	0.75	54	0.81	0.24
52029-2K	Магнезил	1.60	54	0.93	0.22

<sup>1)</sup> Тороидальные сердечники Magnetics

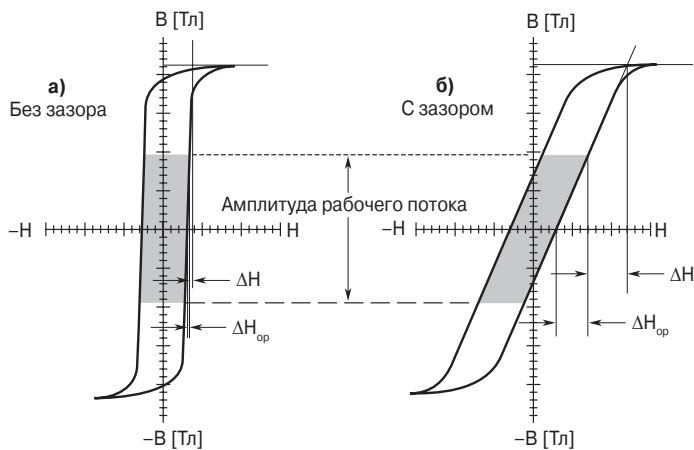


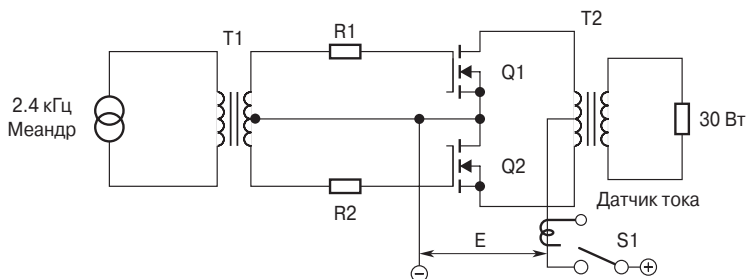
Рис. 2.51. Определение  $\Delta H_{op}$  и  $\Delta H$

Таблица 2.19. Сравнение  $\Delta H$  и  $\Delta H_{op}$  для разрезанных и неразрезанных сердечников

Материал <sup>1)</sup>	$B_m$ [Тл]	$B_{ac}$ [Тл]	$B_{dc}$ [Тл]	А-витки/см			
				Неразрезанный		Разрезанный	
				$\Delta H_{op}$	$\Delta H$	$\Delta H_{op}$	$\Delta H$
Ортонол	1.44	1.15	0.288	0.0125	0	0.895	0.178
«Прямоугольный» пермаллой	0.73	0.58	0.146	0.100	0.005	0.983	0.178
Супермаллой	0.63	0.58	0.136	0.0175	0.005	0.491	0.224
Магнезил	1.54	1.23	0.310	0.750	0.025	7.150	1.780

<sup>1)</sup> Сердечники Magnetics

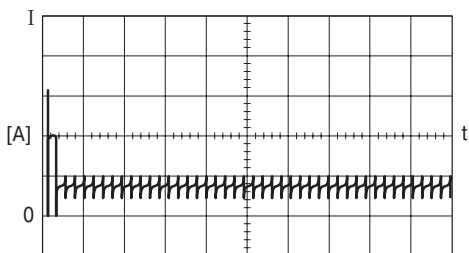
Прямое сравнение разрезанных и неразрезанных сердечников было сделано непосредственно при помощи двух разных испытательных схем. При этом был использован магнитный материал ортонол. Частота – 2.3 кГц, индукция в сердечнике – 0.6 Тл. Первая тестовая схема дана на **рис. 2.52**. Она представляет собой двухтактный преобразователь напряжения с выводом средней точки трансформатора. Мощность в нагрузке – 30 Вт. Силовые МДП-транзисторы работали в активном режиме и в насыщении. Управляющий сигнал на транзисторы подавался непрерывно. Через ключ S1 подавалось напряжение питания схемы E.



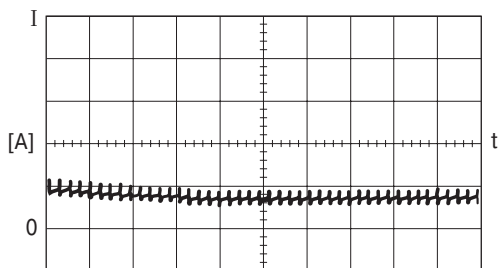
**Рис. 2.52.** Схема двухтактного преобразователя напряжения для измерения пускового тока

При замыкании S1 транзистор Q1 включался и попадал в режим насыщения. При этом к обмотке трансформатора T2 прикладывалось напряжение, равное  $E - V_{ds(on)}$  – это напряжение между стоком и истоком включённого транзистора. Затем ключ S1 выключался. Индукция в сердечнике T2 уменьшалась до остаточной ( $B_r$ ), и ключ S1 замыкался опять. Это было сделано несколько раз. (Ключ S1 замыкается синхронно с включением транзистора Q1.) Цель эксперимента – поймать момент, когда наведённый поток в сердечнике складывается с остаточным.

На **рис. 2.53** и **2.54** показан пусковой ток, измеренный в шине питания схемы. Из **рис. 2.53** видно, что неразрезанный сердечник насыщается и пусковой ток ограничивается только сопротивлением обмотки и сопротивлением включённого транзистора ( $R_{DS(on)}$ ). В случае разрезанного сердечника насыщение сердечника не происходит, что видно из **рис. 2.54**.

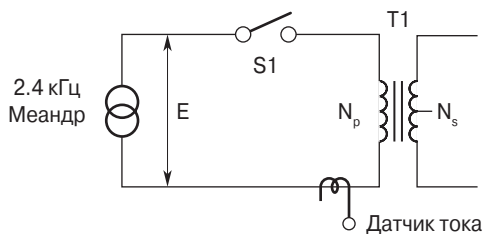


**Рис. 2.53.** Осциллограмма пускового тока в схеме на **рис. 2.52** в случае неразрезанного сердечника



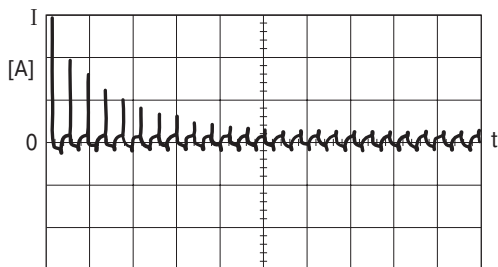
**Рис. 2.54.** Осциллограмма пускового тока в схеме на рис. 2.52 в случае разрезанного сердечника

Вторая тестовая схема приведена на рис. 2.55. Целью этого эксперимента являлось возбуждение трансформатора и измерение пускового тока. На вход трансформатора Т1 подавались импульсы напряжения прямоугольной формы. Ключ S1 замыкался и размыкался несколько раз для того, чтобы поймать момент сложения потоков в сердечнике.



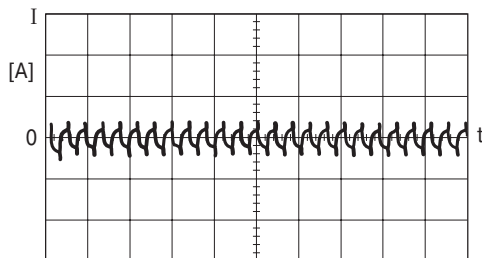
**Рис. 2.55.** Схема измерения пускового тока трансформатора

На рис. 2.56 и 2.57 даны осциллограммы пускового тока для неразрезанного и разрезанного сердечников.



**Рис. 2.56.** Пусковой ток трансформатора с неразрезанным сердечником

Маленький зазор длиной 25 мкм очень сильно влияет на величину размагничивающей силы, но мало влияет на потери в сердечнике. Этот маленький зазор уменьшает остаточную индукцию, снимая проблему возможного насыщения сердечника.



**Рис. 2.57.** Пусковой ток трансформатора с разрезанным сердечником

Любопытный случай произошёл при испытании прототипа научного оборудования космического корабля Mariner. При включении наблюдался переходный ток величиной 8 А в течение 200 с при нормальной величине потребляемого тока 0.06 А. Такой пусковой ток при каждом включении выводил из строя все предохранители. При обследовании выяснилось, что коммутируется тороидальный трансформатор 50-SO Ni-Fe. В сердечнике был сделан зазор длиной 25 мкм, в результате чего переходный ток 8 А был ликвидирован.

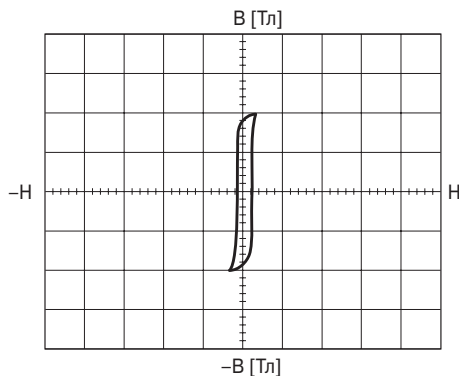
## 2.25. Составной сердечник

Составной сердечник придуман для трансформаторов объединяющих свойства разрезанного и неразрезанного сердечников. Подразумевается свойство сердечника с зазором – не входить в режим насыщения и свойство сердечника без зазора – иметь маленький ток намагничивания.

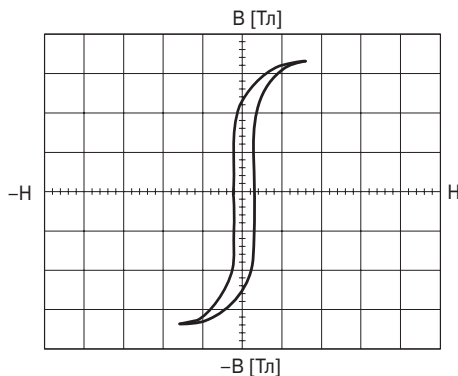
В нормальных условиях работает сердечник без зазора, а в экстремальных условиях – сердечник с зазором. Конструкция составного сердечника показана на **рис. 2.61**. Она представляет собой внешний тороид с зазором и внутренний – без зазора. Как было отмечено выше, магнитный поток стремится замыкаться по материалу с большей магнитной проницаемостью. Поэтому, если внутренний тороид насыщается и его магнитная проницаемость падает до минимальной величины, то магнитный поток переходит в сердечник с зазором. Таким образом, последний играет роль балластного сопротивления, которое ограничивает ток до безопасного уровня.

**Рис. 2.58** и **2.59** показывают кривые перемагничивания сердечника без зазора и составного сердечника из одного и того же материала при одинаковой плотности потока. У составного сердечника существенно меньшая величина остаточной индукции  $B_r$ .

Свойства составного сердечника могут быть значительно улучшены, если использовать разные магнитные материалы составляющих тороидов.

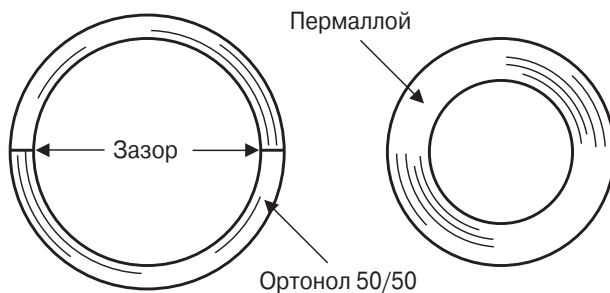


**Рис. 2.58.** Сердечник без зазора.  
Масштаб по вертикали – 0.2 Тл/см

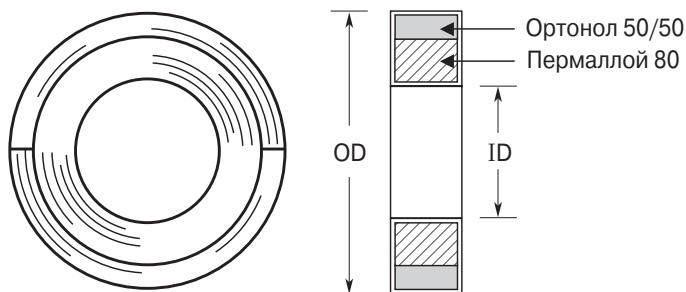


**Рис. 2.59.** Характеристика  
составного сердечника.  
Масштаб по вертикали – 0.2 Тл/см

На **рис. 2.60** показаны сердечник с зазором и без. Они хорошо пропитаны, чтобы надёжно склеить слои ленты. Сначала подгоняется диаметр неразрезанного сердечника в соответствии с внутренним диаметром разрезанного, путём снятия одного или двух слоёв стальной ленты, а затем два тороида объединяются в составной сердечник (**рис. 2.61**).



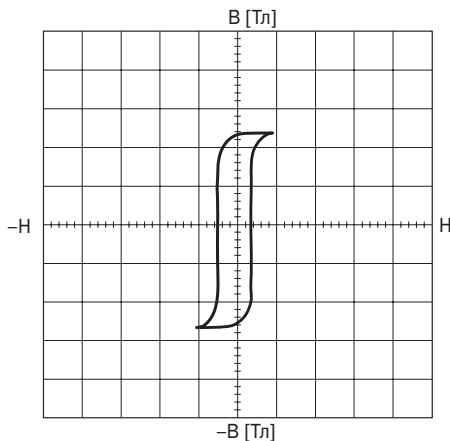
**Рис. 2.60.** Составляющие тороиды, готовые к объединению



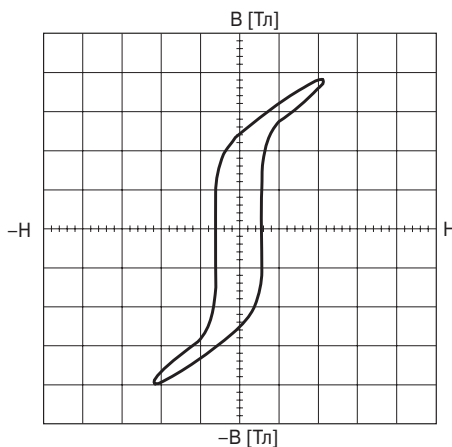
**Рис. 2.61.** Два тороида, объединённые в составной сердечник

Чтобы быть уверенным в повторяемости характеристик разрезанных сердечников, рекомендуется выбирать длину зазора равной 50 мкм, потому что вариации, вызванные термоциклированием, не сделают зазор больше. Зазор фиксируется вставлением листа бумаги, майлара или картоп плёнки.

Такие же защитные меры могут быть использованы в трансформаторах с пластинчатыми сердечниками. Когда пластины укладываются в пакет одна за другой, получается минимальный зазор, что следует из хорошей прямоугольности петли  $B(H)$ , данной на **рис. 2.62**. Снижение остаточной индукции (**рис. 2.63**) происходит из-за появления небольшого зазора при замыкании пластин с торцов стальной перемычкой.



**Рис. 2.62.**  $B(H)$  петля стального сердечника, собранного в виде пакета чередующихся пластин



**Рис. 2.63.**  $B(H)$  петля стального сердечника, собранного из пластин с перемычкой



В табл. 2.20 представлены составные сердечники Magnetics Inc. наряду со стандартными эквивалентными сердечниками. Параметры  $A_p$  и  $K_g$ , используемые в таблице, будут обсуждаются в главе 7.

**Таблица 2.20.** Перечень составных сердечников Magnetics Inc.

Составной сердечник	Стандартный сердечник	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]
01605-2D	52000	0.0728	0.00105
01754-2D	52002	0.1440	0.00171
01755-2D	52076	0.2850	0.00661
01609-D2	52061	0.3890	0.00744
01756-D2	52106	0.4390	0.00948
01606-2D	52094	0.6030	0.02210
01761-2D	52318	0.7790	0.02600
01757-2D	52029	1.0900	0.02560
01760-2D	52188	1.1520	0.05120
02153-2D	52181	1.2200	0.04070
01758-2D	52032	1.4550	0.04310
01607-2D	52026	2.1800	0.08740
01966-2D	52030	2.3370	0.06350
01759-2D	52038	2.9100	0.14000
01608-2D	52035	4.6760	0.20600
01623-2D	52425	5.2550	0.26200
01624-2D	52169	7.1300	0.41800
$A_c = 66\%$ . Пермаллой 4/79 $A_c = 33\%$ Ортонол 50/50 $l_g = 2$ mil Kapton			

## 2.26. Заключение

Ленточные тороидальные сердечники из материала с низкими потерями, имеющего максимально приближённую к прямоугольной петлю гистерезиса, были использованы для трансформаторов космического корабля. Из-за прямоугольности зависимости  $B(H)$  трансформаторы очень легко попадали в режим насыщения. В результате появлялись большие всплески тока и напряжения, которые повреждали аппаратуру. Насыщение появлялось вследствие несимметрии импульсов управления и постоянного подмагничивания. Кроме того,

из-за малой остаточной индукции  $B_r$  насыщение может возникнуть при включении напряжения питающей сети. При этом амплитуда тока ограничивается только сопротивлением катушки и МДП транзистора. Всё это может привести к катастрофическим ситуациям.

Введение небольшого, менее 25 мкм, воздушного зазора в магнитопровод позволяет обойти обозначенные проблемы. Введение воздушного зазора позволяет значительно уменьшить остаточную индукцию  $B_r$ , уменьшить магнитную проницаемость материала и устранить возможность насыщения при данных условиях работы. Правильно рассчитанный трансформатор, в котором используется в качестве сердечника разрезанный тороид или С-сердечник из материала с прямоугольной петлёй гистерезиса, не будет насыщаться при включении и может выдерживать некоторый дисбаланс управления или постоянное подмагничивание.

Однако необходимо подчеркнуть, что из-за природы материала и малых размеров зазора особое внимание и контроль нужно обеспечить изготовлению зазора. Иначе весь эффект может быть потерян. Сердечники должны быть очень аккуратно разрезаны, изолированы, гравированы, чтобы обеспечить гладкие поверхности разреза. Сборка должна быть выполнена с такой же тщательностью.

## 3

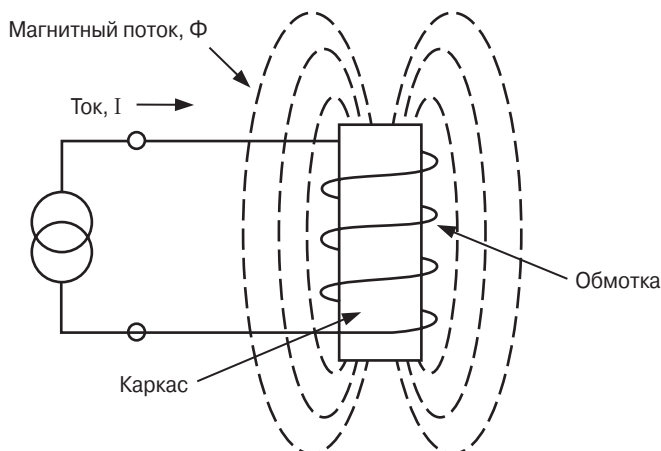
## Магнитные сердечники

1	Введение	99
2	Типы и конструкции сердечников	100
3	Типы материалов сердечника	101
4	Вихревые токи и изоляция	101
5	Стальные пластины	102
6	Отжиг и снятие стресса	104
7	Сборка пакета пластин и их взаимная ориентация	104
8	Уплотнение потока	105
9	Ток возбуждения	106
10	Ленточные С-, ЕЕ- и тороидальные сердечники	107
11	Ленточные тороидальные сердечники	109
12	Порошковый тороидальный сердечник	109
13	Коэффициент заполнения сталью	110
14	Данные для проектирования сердечников из EI-пластин	111
15	Данные для проектирования сердечников из UI-пластин	112
16	Данные для проектирования сердечников из LL-пластин	113
17	Данные для проектирования сердечников из DU-пластин	115
18	Данные для проектирования трёхфазных трансформаторов на основе стальных пластин	116
19	Данные для проектирования ленточных витых С-сердечников	117
20	Очертания ленточных намотанных ЕЕ-сердечников	118
21	Параметры ленточных витых тороидальных сердечников	119
22	Параметры ЕЕ-сердечников из феррита	121
23	Параметры планарных ферритовых ЕЕ- и EI-сердечников	122
24	Параметры ферритовых ЕС-сердечников	123
25	Параметры ферритовых ETD-сердечников	124
26	Параметры ферритовых ETD-сердечников	125
27	Параметры ферритовых ER-сердечников	126
28	Параметры ферритовых EFD-сердечников	127
29	Параметры ферритовых EPC-сердечников	128
30	Параметры ферритовых PC-сердечников	129
31	Параметры ферритовых EP-сердечников	130
32	Параметры ферритовых PQ-сердечников	131
33	Параметры низкопрофильных ферритовых PQ-сердечников	133
34	Параметры ферритовых RM-сердечников	134
35	Параметры низкопрофильных ферритовых RM-сердечников	135
36	Параметры ферритовых DS-сердечников	136
37	Параметры ферритовых UUR-сердечников	137
38	Параметры ферритовых UUS-сердечников	138
39	Параметры тороидальных ферритовых сердечников	139
40	Параметры тороидальных порошковых MPP-сердечников	140
41	Параметры порошковых железных тороидальных сердечников	142
42	Параметры тороидальных сендастовых порошковых сердечников	143
43	Параметры тороидальных порошковых сердечников High Flux	145
44	Параметры железных порошковых ЕЕ-сердечников	146
45	Параметры сендастовых порошковых ЕЕ-сердечников	148

### 3.1. Введение

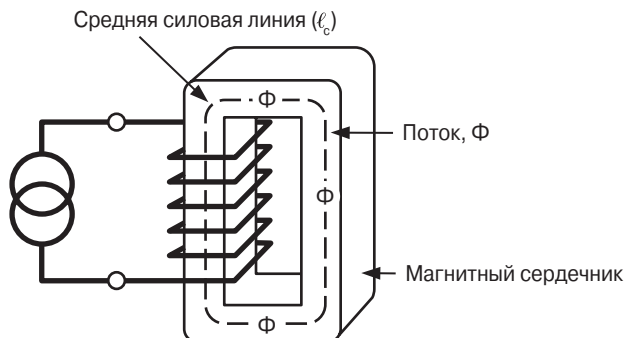
Ключевой характеристикой любого магнитного прибора является магнитное поле (магнитный поток), которое возникает при протекании электрического тока по проводам обмотки. Способность контролировать магнитное поле (магнитный поток) – даёт возможность контролировать работу прибора.

Способность материала проводить магнитный поток характеризуется магнитной проницаемостью. Вакуум имеет магнитную проницаемость равную единице, и магнитные проницаемости всех остальных материалов измеряются относительно этой величины. Многие материалы, такие как бумага, воздух и дерево, плохо проводят магнитный поток, т. к. у них маленькая магнитная проницаемость. Можно получить магнитное поле, намотав провод на цилиндрический каркас, как показано на **рис. 3.1**. Существуют материалы, такие как железо, никель, кобальт и их сплавы, которые имеют большую магнитную проницаемость, порядка сотен или тысяч. Они являются базовыми для всех сердечников.



**Рис. 3.1.** Магнитное поле воздушной катушки

Главной целью сердечника является концентрация магнитного потока и создание для него хорошо определённой, предсказуемой дороги. Среднее расстояние, преодолеваемое магнитным потоком в магнитном материале, определяется как длина средней силовой линии  $l_c$  (**рис. 3.2**). Средняя силовая линия и магнитная проницаемость – основные параметры, определяющие работоспособность магнитного прибора. Выбор материала сердечника и его геометрии обычно определяется компромиссом между противоречивыми требованиями, такими как размер, вес, температурный диапазон, плотность потока, потери в сердечнике и рабочая частота.

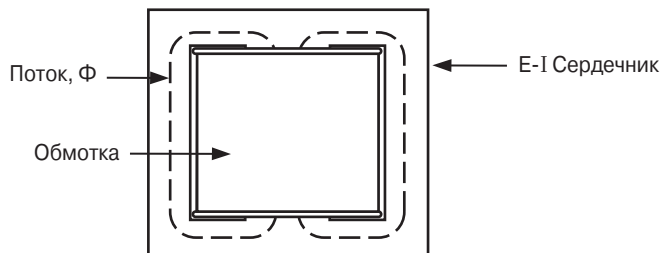


**Рис. 3.2.** Магнитный сердечник ограничивает магнитное поле

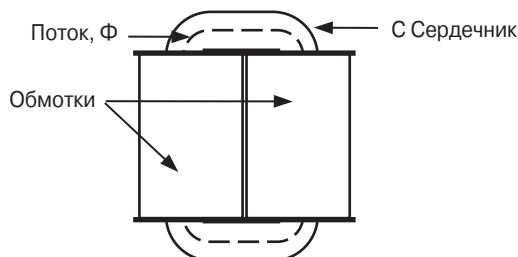
## 3.2. Типы и конструкции сердечников

Существует два типа конструкций магнитных сердечников – стержневого и броневое типа. Конструкция броневое типа показана на **рис. 3.3**, а стержневого типа – на **рис. 3.4**. При бронеовой конструкции (рис. 3.3) сердечник окружает катушку. Магнитные силовые линии окружают катушку снаружи. Положительным моментом такой конструкции является то, что требуется только одна катушка.

При стержневой конструкции (рис. 3.4) катушки окружают сердечник. Хорошим примером является тороид, когда все обмотки намотаны на сердечник.



**Рис. 3.3.** Броневаая конструкция



**Рис. 3.4.** Стержневая конструкция

### 3.3. Типы материалов сердечника

Для изготовления сердечников используются три типа магнитных материалов: цельный металл, порошковые материалы и ферриты.

Металлический слиток подвергается либо горячей, либо холодной прокатке. В результате получаются металлические листы толщиной 0.004...0.031 дюйма, из которых изготавливаются трансформаторные пластины. Они снова могут быть прокатаны до толщины 0.002...0.000125 дюйма. Затем их разрезают и наматывают ленточные сердечники, такие как С-, Е-сердечники и тороиды.

Из порошковых сердечников, например, на основе молибденового пермаллоя или железа, штампуют тороиды и ЕЕ-сердечники. Процесс изготовления порошковых материалов начинается с размалывания слитков до соответствующей консистенции для соответствующего применения. Обычно порошковые сердечники не обрабатываются на станке после изготовления.

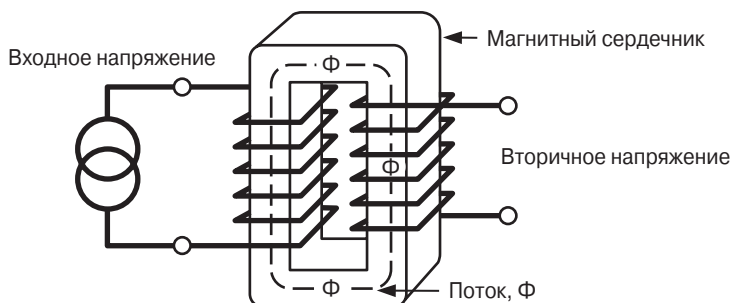
Ферриты – это керамический материал из оксида железа, соединённого с оксидами или карбонатами цинка, никеля или кобальта. Сплавы подбираются и смешиваются с учётом требуемой магнитной проницаемости сердечника. Затем эти смеси размалываются, прессуются и отжигаются при температуре 2000 °F. После изготовления они обычно шлифуются, для того чтобы убрать сколы и шероховатости, получающиеся при изготовлении. Ферриты могут быть обработаны для придания им почти любой формы, требующейся разработчику.

### 3.4. Вихревые токи и изоляция

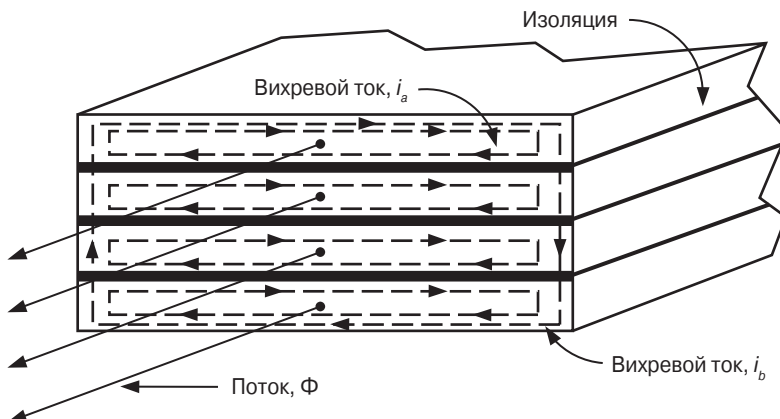
Трансформаторы, работающие на средних частотах, нуждаются в снижении потерь от вихревых токов в магнитном материале сердечника. Чтобы уменьшить эти потери нужно увеличить электрическое сопротивление стальных пластин сердечника. Нужно использовать достаточно тонкие пластины, электрически изолированные одна от другой.

Если к первичной обмотке трансформатора (рис. 3.5), приложено переменное напряжение, то в сердечнике индуцируется переменный магнитный поток. При этом индуцируется переменное напряжение на вторичной обмотке. Переменный магнитный поток индуцирует также небольшое переменное напряжение в материале сердечника. Оно приводит к появлению вихревых токов, которые пропорциональны напряжению. Амплитуда этих токов ограничивается сопротивлением материала сердечника. Переменный поток пропорционален приложенному напряжению. Его удвоение ведёт к удвоению тока, а это в свою очередь к увеличению потерь в сердечнике в четыре раза, поэтому пластины сердечника должны быть электрически изолированы одна от другой, как показано на рис. 3.6. Можно выделить два тока –  $i_a$  и  $i_b$  (рис. 3.6). Внутри пластинчатый ток  $i_a$  определяется долей потока, приходящегося на одну пластину и её электрическим сопротивлением. Межпластинчатый ток  $i_b$  определяется

общим потоком и сопротивлением пакета пластин. Он зависит от ширины и толщины пакета, количества пластин и от поверхностного сопротивления изоляции каждой пластины.



**Рис. 3.5.** Применение переменного напряжения индуцирует переменный поток



**Рис. 3.6.** Изоляция между пластин необходима для уменьшения вихревых токов

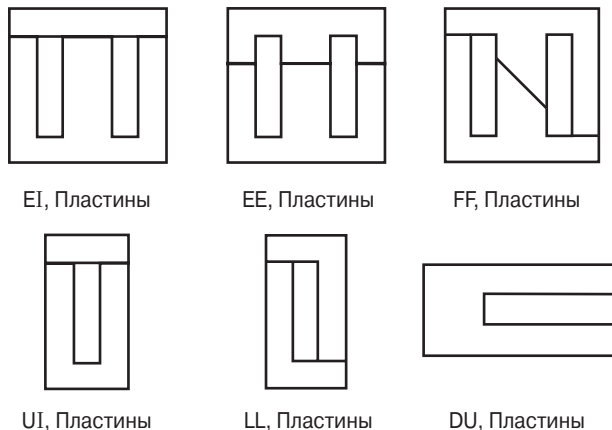
Магнитные материалы, используемые для ленточных сердечников и пластин, покрываются изоляционным материалом для уменьшения вихревых токов. Американский институт железа и стали (AISI) разработал стандарты изоляции трансформаторной стали для различных её применений. Железо-никелевые сердечники с высокой магнитной проницаемостью очень чувствительны к механическим воздействиям. Производители этих сердечников обычно используют собственные патентованные изолирующие материалы.

### 3.5. Стальные пластины

Пластины, используемые в сердечниках, имеют различную форму и размер. Технология изготовления пластин хорошо отработана. Наиболее часто встре-

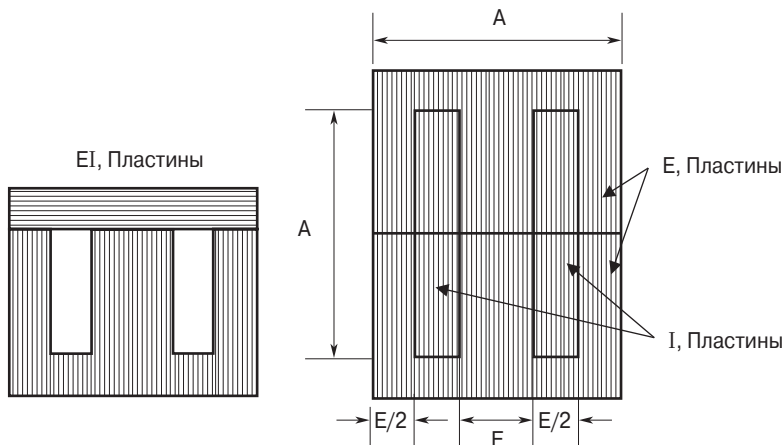
чаются пластины серий EE, EI, FF, UF, LL и DU, все они показаны на **рис. 3.7**. Пластины отличаются друг от друга местом расположения разреза пути магнитного потока. Этот разрез означает введение воздушного зазора и, следовательно, уменьшения магнитной проницаемости.

Для уменьшения результирующего воздушного зазора места стыка пластин стараются делать не совпадающими.



**Рис. 3.7.** Наиболее часто используемые формы пластин

Большинство EI-пластин – без царапин и заусениц, поскольку изготовлены путём штамповки с минимумом отходов (см. **рис. 3.8**).



**Рис. 3.8.** Типичные размеры EI-пластин

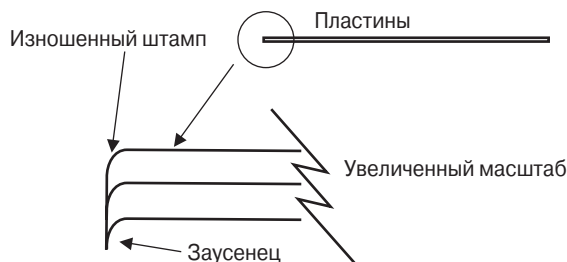


### 3.6. Отжиг и снятие стресса

Магнитная проницаемость – важнейший параметр трансформаторной стали. Любое давление или деформация магнитного материала – это удар по магнитной проницаемости. Любой стресс может привести к увеличению тока намагничивания или снижению индуктивности. Необходимо, чтобы пластины сердечника после его сборки имели первоначальную форму, т. к. некоторые важные магнитные свойства теряются во время механической сборки сердечника. Эти свойства могут быть восстановлены путём отжига. Снятие стресса заключается в нагревании сердечника до определённой температуры (зависит от материала) и последующего охлаждения до комнатной температуры. Это деликатная операция. Отжиг должен происходить под контролем времени, температуры и окружающей атмосферы. Отклонения от технологии, даже незначительные, приводят к изменению химического состава стали.

### 3.7. Сборка пакета пластин и их взаимная ориентация

Края пластины магнитного материала после штамповки, обрезания или разрезания будут иметь заусенцы (**рис. 3.9**). Высококачественное оборудование сведёт этот эффект к минимуму. Наличие заусенцев должно определять взаимное положение пластин. Если пакет пластин собран правильно, все края с заусенцами выстроятся в один ряд. Если ориентация пластин случайная, то проявляется фактор сборки, который прямо влияет на величину поперечного сечения сердечника. При его уменьшении возможно попадание в режим насыщения, возрастание тока намагничивания и т. п.

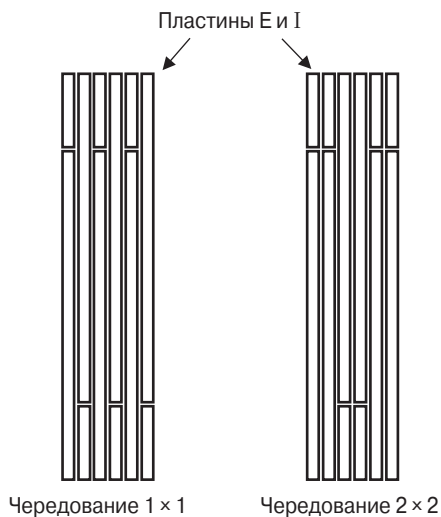


**Рис. 3.9.** Заусенцы на пластинах в увеличенном масштабе

Существует несколько способов сборки трансформаторных пластин в пакет. Обычно используют альтернативный метод. При этом пластины Е и I через раз меняются местами, как показано на **рис. 3.10**.

Другой метод сборки предполагает, что Е- и I-пластины меняются местами через два или более раз (см. рис. 3.10). Второй метод позволяет ускорить

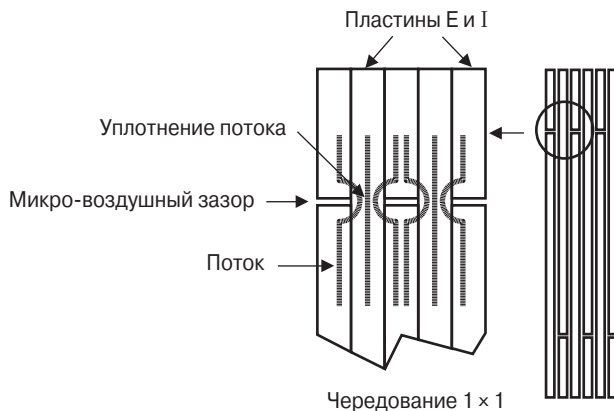
сборку. Выполнение сборки методами, отличными от  $1 \times 1$ , ведёт к уменьшению магнитной проницаемости.



**Рис. 3.10.** Методы сборки пластин

### 3.8. Уплотнение потока

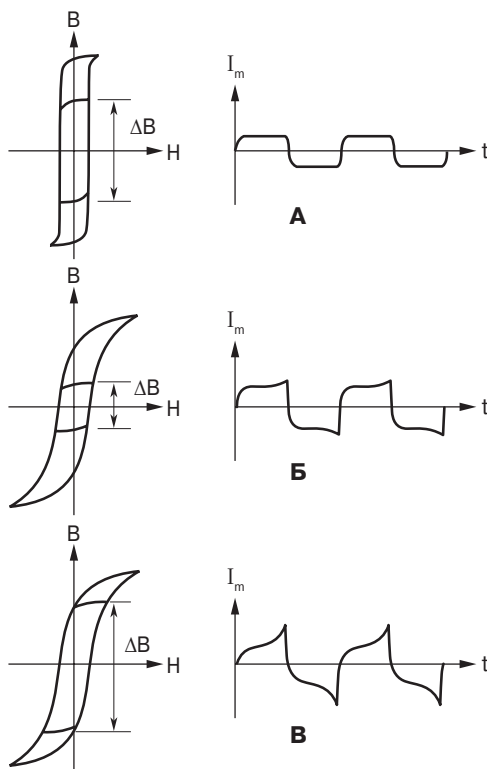
Когда пластины собраны в пакет, как показано на **рис. 3.11**, наблюдается эффект уплотнения потока. Этот эффект проявляется из-за различного пространственного положения Е- и I-пластин и соседней пластиной. Зазор между соседними пластинами минимален.



**Рис. 3.11.** Уплотнение потока при чередовании пластин

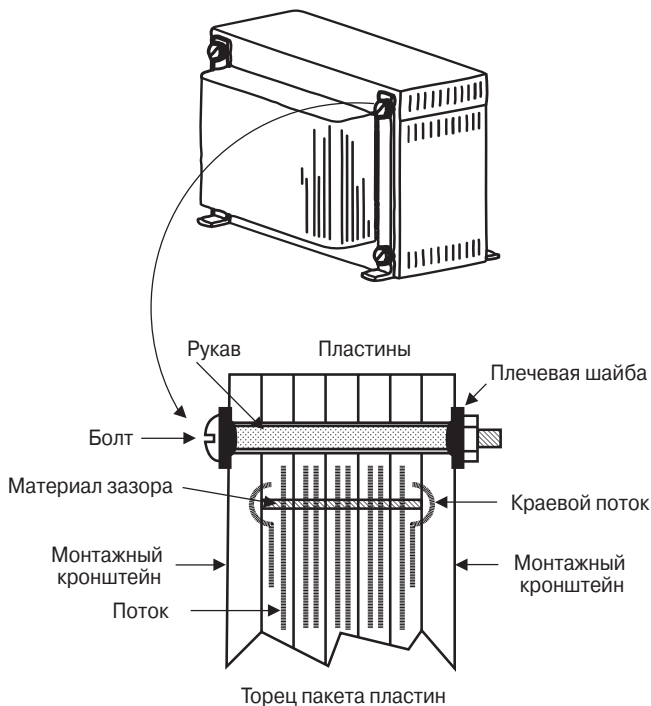
### 3.9. Ток возбуждения

Поток огибает зазор и замыкается через соседнюю пластину, где и увеличивается его плотность. При этом пластина может войти в насыщение, что вызывает увеличение тока возбуждения. Если материал пластины насытился, то его магнитная проницаемость уменьшилась и поток стал замыкаться через воздушный зазор. Этот эффект легко наблюдать по зависимостям  $B(H)$  при низкой и высокой индукции, сравнивая их с тороидальным сердечником из того же материала с минимальным воздушным зазором, как показано на **рис. 3.12**. Зависимость  $B(H)$  вместе с осциллограммой намагничивающего тока тороидального сердечника даны на **рис. 3.12а**. Видно, что форма импульсов тока – без всплесков. Случай пластинчатого сердечника из того же магнитного материала, работающего при низкой индукции, его зависимость  $B(H)$  и осциллограмма намагничивающего тока  $I_m$  представлены на **рис. 3.12б**. При большем возбуждающем сигнале из-за попадания в область преднасыщения в кривой тока появляются значительные всплески (**рис. 3.12в**).



**Рис. 3.12.** Сравнение форм импульсов возбуждающего тока и три зависимости  $B(H)$

Большинство законченных трансформаторов или дросселей содержат целый ряд крепёжных конструкций, которые могут негативно влиять на работу изделия. Например, изоляционный материал стальных пластин очень прочный, но он может быть процарапан, что ведёт к ухудшению характеристик трансформатора. Когда при монтаже трансформатора используется стальной кронштейн, как показано на **рис. 3.13**, важно обратить внимание на то, как крепёжный болт и кронштейн соединяются друг с другом. Болт должен иметь определённый диаметр и длину, быть заключён в изолирующий рукав по всей длине и под гайкой должна быть изолирующая шайба. Всё это предотвращает образование короткозамкнутого витка.

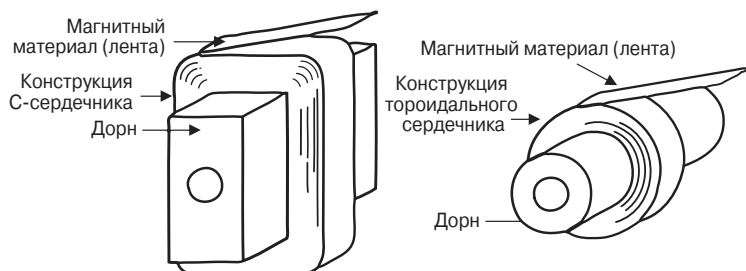


**Рис. 3.13.** Монтаж пластинчатого сердечника

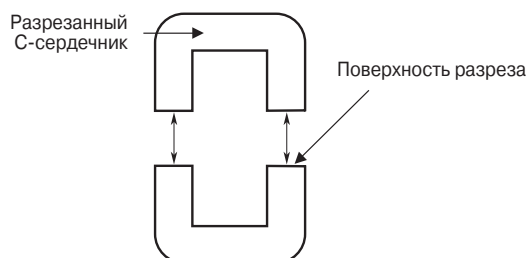
## 3.10. Ленточные С-, ЕЕ- и тороидальные сердечники

Ленточные сердечники изготавливаются путём навивки магнитного материала в виде тонкой ленты на полый стальной стержень (дорн), что показано на **рис. 3.14**. Этот ленточный материал получен либо из сплавов железа, либо – из аморфного материала. Толщина ленты 0.0127...0.305 мм. Основное преимуще-

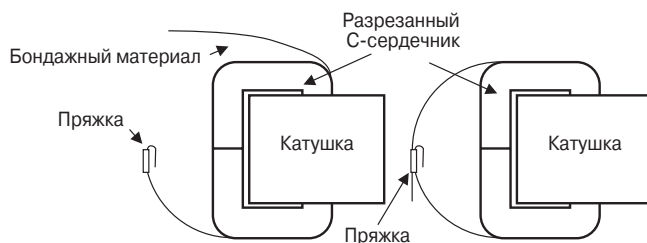
ство этой конструкции заключается в том, что магнитный поток распространяется параллельно направлению намотки магнитного материала. Это обеспечивает максимальное использование магнитного потока при минимальной намагничивающей силе. Нужно иметь в виду некоторые сложности в работе с этим сердечником. Когда он разрезан на две половины (**рис. 3.15**), поверхности разреза должны быть отшлифованы, изолированы и протравлены. Это необходимо для получения гладкой поверхности и, следовательно, равномерного зазора минимальной длины. Вторая операция связана с необходимостью стянуть две половинки сердечника с помощью бандажной ленты с пряжкой (см. **рис. 3.16**). С-сердечники перед разрезанием должны быть хорошо пропитаны, чтобы слои-ленты не разошлись. Эти сердечники могут быть использованы в разных конструктивных решениях (см. **рис. 3.17**). ЕЕ-сердечники делаются так же, как С-сердечники, но у них есть дополнительная стяжка, как показано на **рис. 3.18**. Конструкция трёхфазного трансформатора показана на **рис. 3.19**.



**Рис. 3.14.** Ленточные сердечники, полученные путём намотки ленты на дорн



**Рис. 3.15.** Две половинки разрезанного С-сердечника



**Рис. 3.16.** Стягивание разрезанного С-сердечника

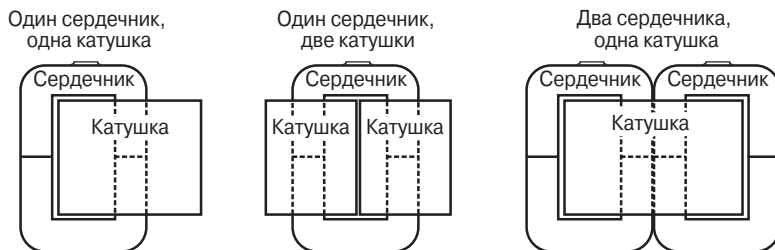


Рис. 3.17. Три различных конфигурации С-сердечника

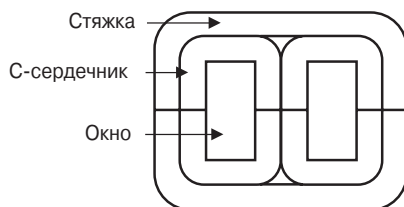


Рис. 3.18. Разрезанный трёхфазный ЕЕ-сердечник

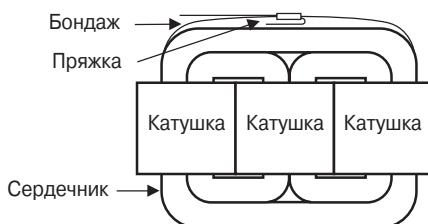


Рис. 3.19. Трёхфазный трансформатор в собранном виде

### 3.11. Ленточные тороидальные сердечники

Ленточные тороидальные сердечники делаются так же, как и ленточные С-сердечники – путём намотки на дорн ленточного магнитного материала. Материал ленты – сплавы железа или аморфное железо. Толщина ленты от 0.00318 ...0.305 мм. Ленточные тороидальные сердечники бывают в корпусе и без него, как показано на рис. 3.20. Корпусированный тороид имеет отличные электрические характеристики, и он защищён от возможных деформаций при обмотке. Некорпусированный тороид используется обычно в силовых трансформаторах.

### 3.12. Порошковый тороидальный сердечник

Порошковые сердечники могут быть изготовлены из различных материалов, обладают хорошей временной и температурной стабильностью, а также харак-

теризуются наличием встроенного распределённого зазора (рис. 3.21). Они позволяют ускорить проектирование. Производители публикуют каталоги своих изделий, где указываются не только размеры, но также магнитная проницаемость и индуктивность в миллигенри на 1000 витков обмотки. Данные представлены в очень удобном для проектировщика виде.

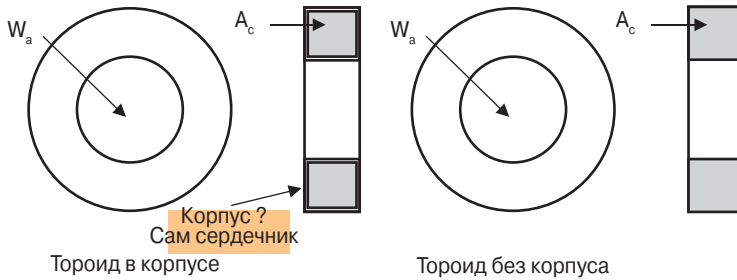


Рис. 3.20. Очертания тороида в корпусе и без него

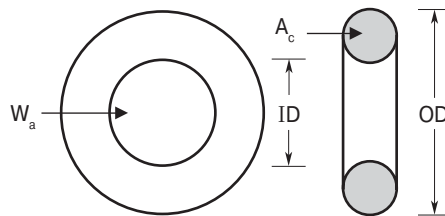


Рис. 3.21. Очертания порошкового тороидального сердечника

### 3.13. Коэффициент заполнения сталью

Стандартные величины коэффициентов заполнения для ленточных сердечников, витых разрезанных сердечников и сердечников, собранных из пластин, даны в табл. 3.1.

Таблица 3.1. Стандартные коэффициенты заполнения

Толщина [мм]	Ленточные сердечники	Витые разрезанные сердечники	Пластины		(S.F.) <sup>2</sup>
			Торец пакета	Чередование 1×1	
0.003	0.250				0.062
0.006	0.375				0.141
0.012	0.500				0.250
0.024	0.750	0.830			0.562
0.048	0.850	0.890	0.900	0.800	0.722
0.096	0.900	0.900			0.810

Толщина [мм]	Ленточные сердечники	Витые разрезанные сердечники	Пластины		(S.F.) <sup>2</sup>
			Торец пакета	Чередование 1×1	
0.152		0.900			0.810
0.304	0.940	0.950	0.900...0.950	0.850...0.900	0.884
0.356	0.940	0.950			0.902
0.457			0.950	0.900	0.810
0.635			0.950	0.920	0.846

### 3.14. Данные для проектирования сердечников из EI-пластин

Сердечник, собранный из стальных пластин, часто используется в силовых преобразователях. Очертание EI-пластин, а также вид трансформатора в сборе показаны на рис. 3.22. Размеры EI-пластин даны в табл. 3.2. В табл. 3.3 указаны характерные параметры готовых трансформаторов.

**Таблица 3.2.** Размеры 0.356 мм EI-пластин

Тип	D [см]	E [см]	F [см]	G [см]	Тип	D [см]	E [см]	F [см]	G [см]
EI-375	0.953	0.953	0.794	1.905	EI-112	2.857	2.857	1.429	4.286
EI-021	1.270	1.270	0.794	2.064	EI-125	3.175	3.175	1.588	4.763
EI-625	1.588	1.588	0.794	2.381	EI-138	3.493	3.493	1.746	5.239
EI-750	1.905	1.905	0.953	2.857	EI-150	3.810	3.810	1.905	5.715
EI-875	2.223	2.223	1.111	3.333	EI-175	4.445	4.445	2.223	6.668
EI-100	2.540	2.540	1.270	3.810	EI-225	5.715	5.715	2.858	8.573

**Таблица 3.3.** Проектировочные данные для 0.356 мм EI-пластин

Тип	$W_{tcu}^{1)}$ [г]	$W_{tfe}^{2)}$ [г]	$MLT^{3)}$ [см]	$L_c^{4)}$ [см]	$W_a$	$A_c^{5)}$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a^{6)}$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p^{7)}$ [см <sup>2</sup> ]	$K_g^{8)}$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t^{9)}$ [см <sup>2</sup> ]
					$A_c$					
EI-375	36.1	47.2	6.7	7.3	1.754	0.862	1.512	1.303	0.067	46.2
EI-021	47.6	94.3	8.2	8.3	1.075	1.523	1.638	2.510	0.188	62.1
EI-625	63.5	170.0	9.5	9.5	0.789	2.394	1.890	4.525	0.459	83.2
EI-750	108.8	296.0	11.2	11.4	0.790	3.448	2.723	9.384	1.153	120.0
EI-875	171.0	457.0	13.0	13.3	0.789	4.693	3.705	17.384	2.513	163.0



Тип	$W_{\text{tсu}}^{1)}$ [г]	$W_{\text{tfe}}^{2)}$ [г]	MLT <sup>3)</sup> [см]	$L_c^{4)}$ [см]	$W_a$	$A_c^{5)}$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a^{6)}$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p^{7)}$ [см <sup>2</sup> ]	$K_g^{8)}$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t^{9)}$ [см <sup>2</sup> ]
					$A_c$					
EI-100	254.0	676.0	14.8	15.2	0.790	6.129	4.839	29.656	4.927	212.9
EI-112	360.0	976.0	16.5	17.2	0.789	7.757	6.124	47.504	8.920	269.4
EI-125	492.0	1343.0	18.3	19.1	0.789	9.577	7.560	72.404	15.162	333.0
EI-138	653.0	1786.0	20.1	21.0	0.789	11.588	9.148	106.006	24.492	403.0
EI-150	853.0	2334.0	22.0	22.9	0.789	13.790	10.887	150.136	37.579	479.0
EI-175	1348.0	3711.0	25.6	26.7	0.789	18.770	14.818	278.145	81.656	652.0
EI-225	2844.0	7976.0	32.7	34.3	0.789	31.028	24.496	760.064	288.936	1078.0
<div><div><sup>1)</sup><math>W_{\text{tсu}}</math> – все меди;</div><div><sup>2)</sup><math>W_{\text{tfe}}</math> – все железа;</div><div><sup>3)</sup>MLT – средняя длина витка;</div><div><sup>4)</sup><math>L_c</math> – длина средней силовой линии (MPL);</div><div><sup>5)</sup><math>A_c</math> – площадь сечения сердечника;</div><div><sup>6)</sup><math>W_a</math> – площадь окна;</div><div><sup>7)</sup><math>A_p = A_c W_a</math>;</div><div><sup>8)</sup><math>K_g</math> – коэффициент, характеризующий геометрию сердечника;</div><div><sup>9)</sup><math>A_t</math> – площадь поверхности трансформатора.</div></div>										

### 3.15. Данные для проектирования сердечников из UI-пластин

На рис. 3.23 показаны очертания UI-пластин и общий вид готового трансформатора. Размеры пластин даны в табл. 3.4, а в табл. 3.5 приведены характерные параметры готовых трансформаторов.

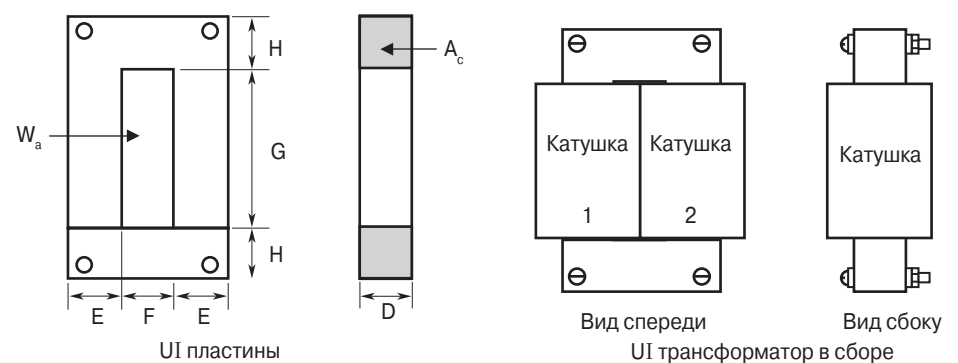


Рис. 3.23. Очертания UI-пластин

**Таблица 3.4.** Размеры 0.356 мм UI-пластин

Тип	D [см]	E [см]	F [см]	G [см]	H [см]	Тип	D [см]	E [см]	F [см]	G [см]	H [см]
<b>50UI</b>	1.270	1.270	1.270	3.810	1.270	<b>125UI</b>	3.175	3.175	3.175	9.525	3.175
<b>60UI</b>	1.429	1.429	2.223	5.398	1.429	<b>150UI</b>	3.810	3.810	3.810	11.430	3.810
<b>75UI</b>	1.905	1.905	1.905	5.715	1.905	<b>180UI</b>	4.572	4.572	4.572	11.430	4.572
<b>100UI</b>	2.540	2.540	2.540	7.620	2.540	<b>240UI</b>	6.096	6.096	6.096	15.240	6.096

**Таблица 3.5.** Проектировочные данные для 0.356 мм UI-пластин

Тип	$W_{\text{tcu}}^{1)}$ [г]	$W_{\text{tfe}}^{2)}$ [г]	$\text{MLT}^{3)}$ [см]	$L_c^{4)}$ [см]	$W_a$ $A_c$	$A_c^{5)}$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a^{6)}$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p^{7)}$ [см <sup>2</sup> ]	$K_g^{8)}$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t^{9)}$ [см <sup>2</sup> ]
50UI	132	173	7.68	15.24	3.159	1.532	4.839	7.414	0.592	110
60UI	418	300	9.81	18.10	6.187	1.939	11.996	23.263	1.839	209
75UI	434	585	11.22	22.86	3.157	3.448	10.887	37.534	4.614	247
100UI	1016	1384	14.76	30.48	3.158	6.129	19.355	118.626	19.709	439
125UI	1967	2725	18.29	38.10	3.158	9.577	30.242	289.614	60.647	685
150UI	3413	4702	22.04	45.72	3.158	13.790	43.548	600.544	150.318	987
180UI	4884	7491	26.28	50.29	2.632	19.858	52.258	1037.740	313.636	1296
240UI	11487	17692	34.77	67.06	2.632	35.303	92.903	3279.770	1331.997	2304

<sup>1)</sup> $W_{\text{tcu}}$  – все меди;  
<sup>2)</sup> $W_{\text{tfe}}$  – все железа;  
<sup>3)</sup> $\text{MLT}$  – средняя длина витка;  
<sup>4)</sup> $L_c$  – длина средней силовой линии (MPL);  
<sup>5)</sup> $A_c$  – площадь сечения сердечника;  
<sup>6)</sup> $W_a$  – площадь окна;  
<sup>7)</sup> $A_p = A_c W_a$ ;  
<sup>8)</sup> $K_g$  – коэффициент, характеризующий геометрию сердечника;  
<sup>9)</sup> $A_t$  – площадь поверхности трансформатора.

### 3.16. Данные для проектирования сердечников из LL-пластин

На рис. 3.24 показаны очертания LL-пластин и общий вид готового трансформатора. Размеры пластин даны в табл. 3.6. В табл. 3.7 приведены характерные параметры готовых трансформаторов.



### 3.17. Данные для проектирования сердечников из DU-пластин

Очертания DU-пластин и общий вид готового трансформатора даны на рис. 3.25. Размеры пластин указаны в табл. 3.8. Характерные данные трансформаторов даны в табл. 3.9.

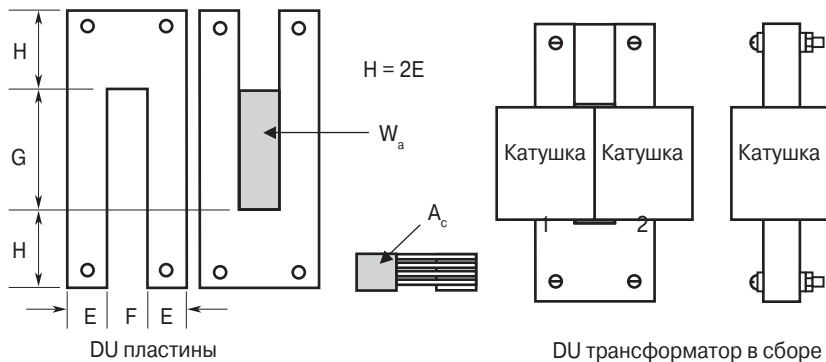


Рис. 3.25. Очертания DU-пластин

Таблица 3.8. Размеры 0.356 мм DU-пластин

Тип	D [см]	E [см]	F [см]	G [см]	H [см]	Тип	D [см]	E [см]	F [см]	G [см]	H [см]
DU-63	0.159	0.159	0.318	0.794	0.318	DU-39	0.953	0.953	0.953	2.858	1.905
DU-124	0.318	0.318	0.476	1.191	0.635	DU-37	0.953	0.953	1.905	3.810	1.905
DU-18	0.476	0.476	0.635	1.588	0.953	DU-50	1.270	1.270	2.540	5.080	2.540
DU-26	0.635	0.635	0.635	1.905	1.270	DU-75	1.905	1.905	3.810	7.620	3.810
DU-25	0.635	0.635	0.953	2.064	1.270	DU-1125	2.858	2.858	5.715	11.430	5.715
DU-1	0.635	0.635	0.953	3.810	1.270	DU-125	3.175	3.175	5.080	10.160	6.350

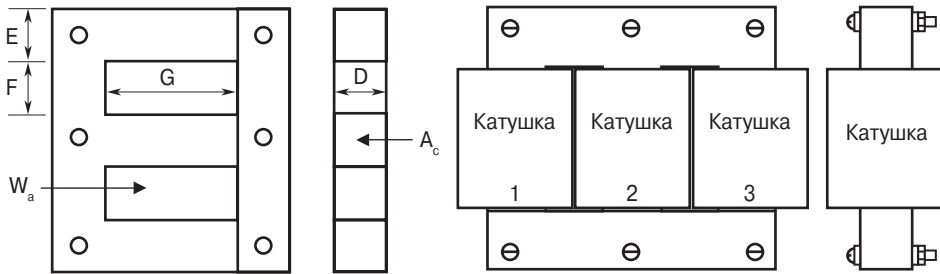
Таблица 3.9. Проектировочные данные для 0.356 мм DU-пластин

Тип	$W_{tcu}^{1)}$ [г]	$W_{tfe}^{2)}$ [г]	$MLT^{3)}$ [см]	$L_c^{4)}$ [см]	$W_a$ $A_c$	$A_c^{5)}$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a^{6)}$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p^{7)}$ [см <sup>2</sup> ]	$K_g^{8)}$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t^{9)}$ [см <sup>2</sup> ]
DU-63	1.4	0.6	1.5	3.2	10.500	0.024	0.252	0.006	0.00003	4.2
DU-124	4.9	4.3	2.4	5.2	5.906	0.096	0.567	0.054	0.0009	11.8
DU-18	11.9	13.5	3.3	7.3	4.688	0.215	1.008	0.217	0.0057	23.4
DU-26	17.0	28.9	3.9	8.9	3.159	0.383	1.210	0.463	0.0180	33.9
DU-25	31.1	30.4	4.4	9.9	5.133	0.383	1.966	0.753	0.0260	44.3

Тип	$W_{\text{tcu}}^{1)}$ [г]	$W_{\text{tfe}}^{2)}$ [г]	$MLT^{3)}$ [см]	$L_c^{4)}$ [см]	$W_a$ $A_c$	$A_c^{5)}$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a^{6)}$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p^{7)}$ [см <sup>2</sup> ]	$K_g^{8)}$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t^{9)}$ [см <sup>2</sup> ]
DU-1	57.3	42.4	4.4	13.3	9.634	0.383	3.630	1.390	0.0479	60.9
DU-39	55.3	104.5	5.7	13.3	3.158	0.862	2.722	2.346	0.1416	76.2
DU-37	186.0	124.5	7.2	17.2	8.420	0.862	7.258	6.256	0.2992	134.3
DU-50	443.9	287.8	9.7	22.8	8.422	1.532	12.903	19.771	1.2524	238.0
DU-75	1467.0	985.2	14.2	34.3	8.420	3.448	29.032	100.091	9.7136	537.1
DU-1125	4880.0	3246.0	21.0	51.4	8.421	7.757	65.322	506.709	74.8302	1208.0
DU-125	3906.0	3966.0	21.3	41.4	5.389	9.577	51.610	494.275	88.9599	1147.0

### 3.18. Данные для проектирования трёхфазных трансформаторов на основе стальных пластин

На рис. 3.26 представлены очертания EI-пластин для трёхфазного трансформатора и общий вид готового трансформатора. Размеры пластин даны в табл. 3.10. В табл. 3.11 имеются характерные данные трёхфазного трансформатора.



Пластины 3-х фазного трансформатора

3-х фазный трансформатор в сборе

**Рис. 3.26.** Очертания EI-пластин трёхфазного трансформатора.

**Таблица 3.10. Размеры трёхфазных 0.356 мм EI-пластин**

Тип	D [см]	E [см]	F [см]	G [см]	Тип	D [см]	E [см]	F [см]	G [см]
<b>0.250EI</b>	0.635	0.635	0.871	2.858	<b>1.000EI</b>	2.540	2.540	3.810	7.620
<b>0.375EI</b>	0.953	0.953	1.270	3.175	<b>1.200EI</b>	3.048	3.048	3.048	7.620
<b>0.500EI</b>	1.270	1.270	1.588	3.493	<b>1.500EI</b>	3.810	3.810	3.810	9.525
<b>0.562EI</b>	1.427	1.427	1.588	5.398	<b>1.800EI</b>	4.572	4.572	4.572	11.430
<b>0.625EI</b>	1.588	1.588	1.984	5.634	<b>2.400EI</b>	6.096	6.096	6.096	15.240
<b>0.875EI</b>	2.223	2.223	2.779	6.111	<b>3.600EI</b>	9.144	9.144	9.144	22.860

**Таблица 3.11. Проектировочные данные для трёхфазных 0.356 мм EI-пластин**

Тип	$W_{tcu}$ [г]	$W_{tfe}$ [г]	MLT [см]	$W_a$	$A_c$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t$ [см <sup>2</sup> ]
				$2A_c$					
0.250EI	57	54	4.3	3.251	0.383	2.49	1.43	0.051	53
0.375EI	134	154	6.2	2.339	0.862	4.03	5.21	0.289	102
0.500EI	242	324	8.2	1.810	1.532	5.54	12.74	0.955	159
0.562EI	403	421	8.8	2.213	1.936	8.57	24.88	2.187	207
0.625EI	600	706	10.1	2.334	2.394	11.18	40.13	3.816	275
0.875EI	1255	1743	13.9	1.809	4.693	16.98	119.53	16.187	487
1.000EI	2594	2751	16.7	2.368	6.129	29.03	266.91	39.067	730
1.200EI	2178	3546	17.6	1.316	8.826	23.23	307.48	61.727	725
1.500EI	4266	6957	22.0	1.316	13.790	36.29	750.68	187.898	1132
1.800EI	7326	12017	26.3	1.316	19.858	52.26	1556.61	470.453	1630
2.400EI	17230	28634	34.8	1.316	35.303	92.90	4919.66	1997.995	2899
3.600EI	58144	96805	52.2	1.316	79.432	209.03	24905.75	15174.600	6522

### 3.19. Данные для проектирования ленточных витых С-сердечников

Очертания С-сердечников показаны на **рис. 3.27**. В **табл. 3.12** указаны размеры С-сердечников. Характерные данные трансформаторов даны в **табл. 3.13**.

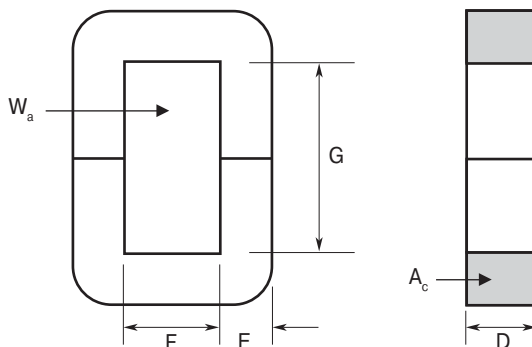
**Рис. 3.27.** Очертания ленточного С-сердечника

Таблица 3.12. Размеры ленточных С-сердечников

Тип	D [см]	E [см]	F [см]	G [см]	Тип	D [см]	E [см]	F [см]	G [см]
ML-002	0.635	0.476	0.635	1.588	ML-014	1.270	1.270	1.270	3.969
ML-004	0.635	0.635	0.635	2.223	ML-016	1.905	1.270	1.270	3.969
ML-006	1.270	0.635	0.635	2.223	ML-018	1.270	1.111	1.588	3.969
ML-008	0.953	0.953	0.953	3.016	ML-020	2.540	1.588	1.588	3.969
ML-010	1.588	0.953	0.953	3.016	ML-022	2.540	1.588	1.588	4.921
ML-012	1.270	1.111	1.270	2.858	ML-024	2.450	1.588	1.905	5.874

Таблица 3.13. Проектировочные данные для ленточных С-сердечников

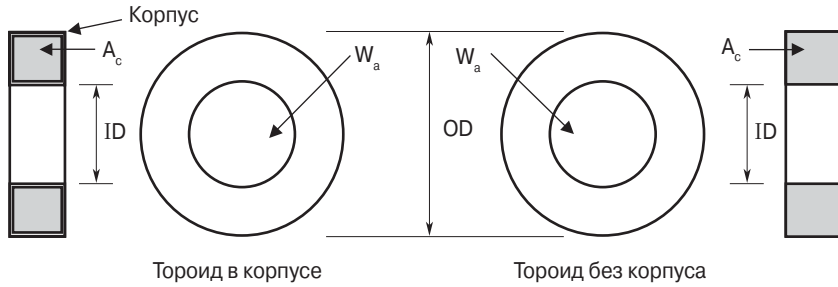
Тип	$W_{\text{tcu}}^{1)}$ [г]	$W_{\text{tfe}}^{2)}$ [г]	$MLT^{3)}$ [см]	$L_c^{4)}$ [см]	$W_a$	$A_c^{5)}$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a^{6)}$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p^{7)}$ [см <sup>2</sup> ]	$K_g^{8)}$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t^{9)}$ [см <sup>2</sup> ]
					$A_c$					
ML-002	13.0	13.0	3.6	6.4	3.747	0.269	1.008	0.271	0.0080	21.0
ML-004	19.8	22.6	3.9	8.3	3.933	0.359	1.412	0.507	0.0184	29.8
ML-006	27.2	45.2	5.4	8.3	1.967	0.718	1.412	1.013	0.0537	37.5
ML-008	58.4	72.5	5.7	11.8	3.556	0.808	2.874	2.323	0.1314	63.6
ML-010	73.5	120.8	7.2	11.8	2.134	1.347	2.874	3.871	0.2902	74.7
ML-012	95.1	121.7	7.4	12.7	2.891	1.256	3.630	4.558	0.3109	87.1
ML-014	137.7	170.4	7.7	15.6	3.513	1.435	5.041	7.236	0.5408	112.1
ML-016	160.5	255.6	9.0	15.6	2.341	2.153	5.041	10.854	1.0443	126.8
ML-018	176.2	149.1	7.9	15.6	5.019	1.256	6.303	7.915	0.5056	118.9
ML-020	254.5	478.4	11.4	17.5	1.756	3.590	6.303	22.626	2.8607	182.0
ML-022	315.6	530.5	11.4	19.4	2.177	3.590	7.815	28.053	3.5469	202.0
ML-024	471.7	600.1	11.9	21.9	3.117	3.590	11.190	40.170	4.8656	244.8

## 3.20. Очертания ленточных намотанных ЕЕ-сердечников

Конструктивные данные ЕЕ-сердечников даны на **рис. 3.28**. Цифровые данные приведены в **табл. 3.14**, а в **табл. 3.15** – данные для проектирования трансформатора.





**Рис. 3.29.** Очертания ленточного тороидального сердечника**Таблица 3.16. Размеры ленточных тороидальных сердечников**

Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]	Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]	Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]
52402	1.346	0.724	0.610	52057	2.134	1.359	0.610	52061	2.781	1.664	0.927
52107	1.651	1.041	0.610	52000	2.134	1.041	0.610	52004	3.429	2.286	0.927
52153	1.499	0.724	0.610	52155	1.659	0.884	0.927	52076	2.794	1.334	0.762
52056	1.816	1.041	0.610	52176	2.134	1.041	0.927	52007	2.794	1.334	0.927

**Таблица 3.17. Проектировочные данные для ленточных тороидальных сердечников**

Тип	$W_{tcu}^{1)}$ [г]	$W_{tfe}^{2)}$ [г]	MLT <sup>3)</sup> [см]	$L_c^{4)}$ [см]	$W_a$	$A_c^{5)}$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a^{6)}$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p^{7)}$ [см <sup>2</sup> ]	$K_g^{8)}$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t^{9)}$ [см <sup>2</sup> ]
					$A_c$					
52402	2.84	0.50	2.16	3.25	18.727	0.022	0.412	0.00906	0.0000388	9.80
52107	6.76	0.70	2.30	4.24	38.682	0.022	0.851	0.01872	0.0000717	15.50
52153	3.20	1.10	2.20	3.49	9.581	0.043	0.412	0.01770	0.0001400	11.20
52056	7.40	1.50	2.40	4.49	19.791	0.043	0.851	0.03660	0.0002592	16.80
52057	13.80	1.80	2.70	5.48	33.744	0.043	1.451	0.06237	0.0003998	23.70
52000	8.10	3.30	2.70	4.99	9.895	0.086	0.851	0.07320	0.0009384	20.60
52155	6.10	2.60	2.80	3.99	7.140	0.086	0.614	0.05278	0.0006461	16.00
52176	9.70	6.50	3.20	4.99	4.977	0.171	0.851	0.14554	0.0031203	23.30
52061	28.70	9.10	3.70	6.98	12.719	0.171	2.175	0.37187	0.0068597	40.30
52004	61.70	11.70	4.20	8.97	24.000	0.171	4.104	0.70184	0.0113585	62.20
52076	17.20	9.50	3.50	6.48	7.244	0.193	1.398	0.26975	0.0060284	34.60
52007	18.50	12.70	3.70	6.48	5.440	0.257	1.398	0.35920	0.0099305	36.40

# 3.22. Параметры ЕЕ-сердечников из феррита

На рис. 3.30 показаны очертания ЕЕ-сердечников из феррита. Их размеры даны в табл. 3.18. Проектировочные данные изделий на их основе даны в табл. 3.19.

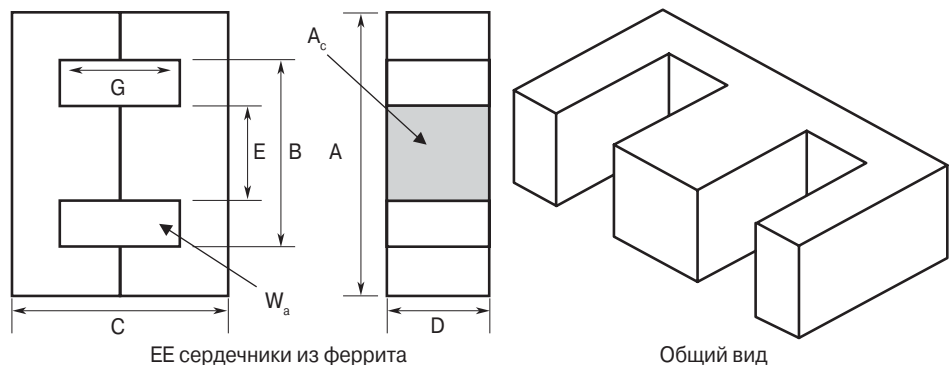


Рис. 3.30. Очертания ЕЕ-сердечников из феррита

Таблица 3.18. Размеры ферритовых ЕЕ-сердечников

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]	Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]
ЕЕ-187	1.930	1.392	1.620	0.478	0.478	1.108	ЕЕ-21	4.087	2.832	3.300	1.252	1.252	2.080
ЕЕ-2425	2.515	1.880	1.906	0.653	0.610	1.250	ЕЕ-625	4.712	3.162	3.940	1.567	1.567	2.420
ЕЕ-375	3.454	2.527	2.820	0.935	0.932	1.930	ЕЕ-75	5.657	3.810	4.720	1.880	1.880	2.900

Таблица 3.19. Проектировочные данные для ферритовых ЕЕ сердечников

Тип	$W_{t_{cu}}$ [г]	$W_{t_{fe}}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t$ [см <sup>2</sup> ]	AL <sup>1)</sup> [мГн]
					$A_c$						
ЕЕ-187	6.8	4.4	3.8	4.01	2.219	0.228	0.506	0.116	0.0028	14.4	500
ЕЕ-2425	13.9	9.5	4.9	4.85	2.068	0.384	0.794	0.305	0.0095	23.5	767
ЕЕ-375	36.4	33.0	6.6	6.94	1.875	0.821	1.539	1.264	0.0624	45.3	1167
ЕЕ-21	47.3	57.0	8.1	7.75	1.103	1.490	1.643	2.448	0.1802	60.9	1967
ЕЕ-625	64.4	103.0	9.4	8.90	0.808	2.390	1.930	4.616	0.4700	81.8	2767
ЕЕ-75	111.1	179.0	11.2	10.70	0.826	3.390	2.799	9.487	1.1527	118.0	3467

<sup>1)</sup> AL — коэффициент индуктивности.  
 Величина AL установлена для магнитной проницаемости 1000. Для нахождения величины AL при другом значении магнитной проницаемости, умножьте данное значение AL на отношение нового значения к 1000. Например, если новое значение 2500, то умножить нужно на 2.5.

### 3.23. Параметры планарных ферритовых ЕЕ- и EI-сердечников

На рис. 3.31. показаны очертания планарных ферритовых ЕЕ- и EI-сердечников, а в табл. 3.20 даны их размеры. В табл. 3.21 приведены данные для изделий на их основе.

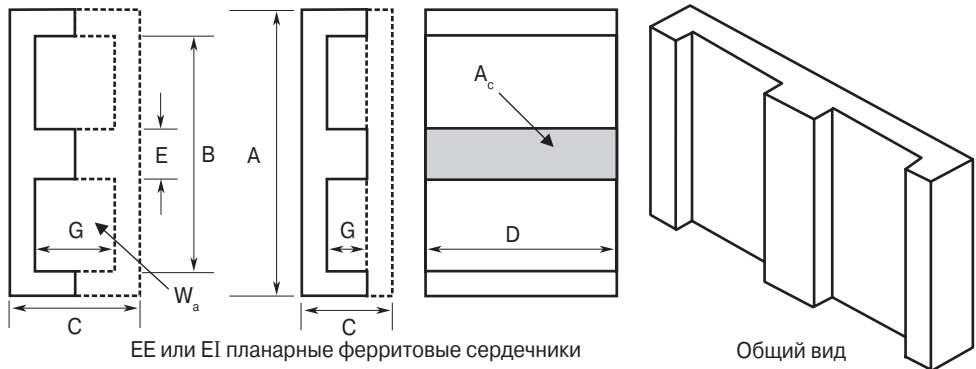


Рис. 3.31. Очертания ЕЕ и EI планарных ферритовых сердечников

Таблица 3.20. Размеры планарных ферритовых ЕЕ- и EI-сердечников

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]	Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]
EI-41805	1.800	1.370	0.638	1.000	0.398	0.188	EI-43208	3.175	2.490	0.953	2.032	0.635	0.305
EE-41805	1.800	1.370	0.796	1.000	0.398	0.376	EE-43208	3.175	2.490	1.270	2.032	0.635	0.610
EI-42216	2.160	1.610	0.867	1.590	0.508	0.297	EI-44310	4.318	3.440	1.395	2.790	0.813	0.533
EE-42216	2.160	1.610	1.144	1.590	0.508	0.610	EE-44310	4.318	3.440	1.906	2.790	0.813	1.066

Таблица 3.21. Проектировочные данные для планарных ферритовых ЕЕ- и EI-сердечников

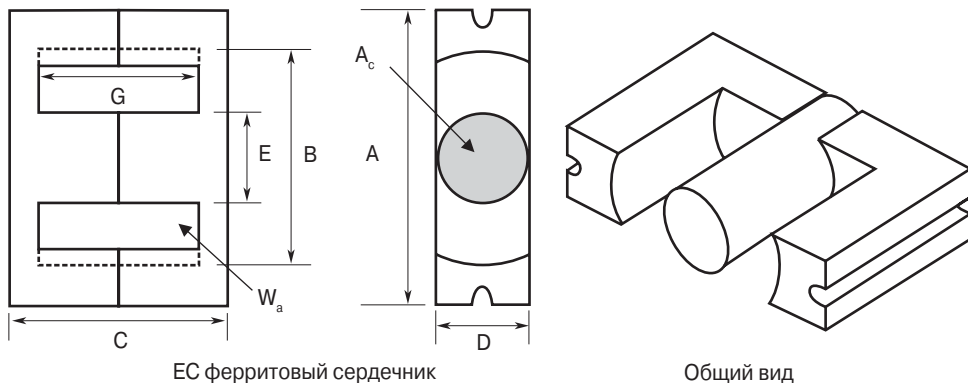
Тип	$W_{icu}$ [г]	$W_{tfe}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t$ [см <sup>2</sup> ]	$AL^{(1)}$ [мГн]
					$A_c$						
EI-41805	1.5	4.1	4.7	2.03	0.2269	0.401	0.091	0.0366	0.00124	10.4	1737
EE-41805	3.1	4.9	4.7	2.42	0.4564	0.401	0.183	0.0715	0.00248	11.6	1460
EI-42216	3.8	10.4	6.5	2.58	0.2035	0.806	0.164	0.1319	0.00651	17.8	2592

Тип	$W_{\text{tcu}}$ [г]	$W_{\text{tfe}}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t$ [см <sup>2</sup> ]	$AL^{1)}$ [мГн]
					$A_c$						
EE-42216	7.8	13.0	6.5	3.21	0.4169	0.806	0.336	0.2709	0.01337	20.5	2083
EI-43208	8.9	22.0	8.9	3.54	0.224	1.290	0.289	0.3649	0.02126	33.4	3438
EE-43208	17.8	26.0	8.9	4.17	0.4388	1.290	0.566	0.7299	0.04253	37.9	2915
EI-44310	29.7	58.0	11.9	5.06	0.3084	2.270	0.700	1.5892	0.12085	65.4	4267
EE-44310	59.4	70.8	11.9	6.15	0.6167	2.270	1.400	3.1784	0.24170	75.3	3483

<sup>1)</sup> См. примеч. к табл. 3.19.

## 3.24. Параметры ферритовых ЕС-сердечников

На рис. 3.32 показаны очертания ЕС-ферритовых сердечников. Размеры их даны в табл. 3.22. Проектировочные данные для изделий на их основе приведены в табл. 3.23.



**Рис. 3.32.** Очертания ферритовых ЕС-сердечников

**Таблица 3.22. Размеры ферритовых ЕС-сердечников**

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]
EC-35	3.450	2.270	3.460	0.950	0.950	2.380
EC-41	4.060	2.705	3.901	1.161	1.161	2.697
EC-52	5.220	3.302	4.841	1.340	1.340	3.099
EC-70	7.000	4.450	6.900	1.638	1.638	4.465

Таблица 3.23. Проектировочные данные для ферритовых ЕС-сердечников

Тип	$W_{tcu}$ [г]	$W_{tfe}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t$ [см <sup>2</sup> ]	$AL^{1)}$ [мГн]
					$A_c$						
ЕС-35	35.1	36.0	6.3	7.59	2.213	0.710	1.571	1.115	0.050	50.2	1000
ЕС-41	55.4	52.0	7.5	8.76	1.964	1.060	2.082	2.207	0.125	67.6	1233
ЕС-52	97.8	111.0	9.0	10.30	2.156	1.410	3.040	4.287	0.267	106.5	1680
ЕС-70	256.7	253.0	11.7	14.10	2.927	2.110	6.177	13.034	0.941	201.7	1920
1) См. примеч. к табл. 3.19											

3.25. Параметры ферритовых ETD-сердечников

На рис. 3.33 показаны очертания ферритовых ETD-сердечников. Их размеры даны в табл. 3.24. В табл. 3.25 приведены проектировочные данные для изделий на их основе.

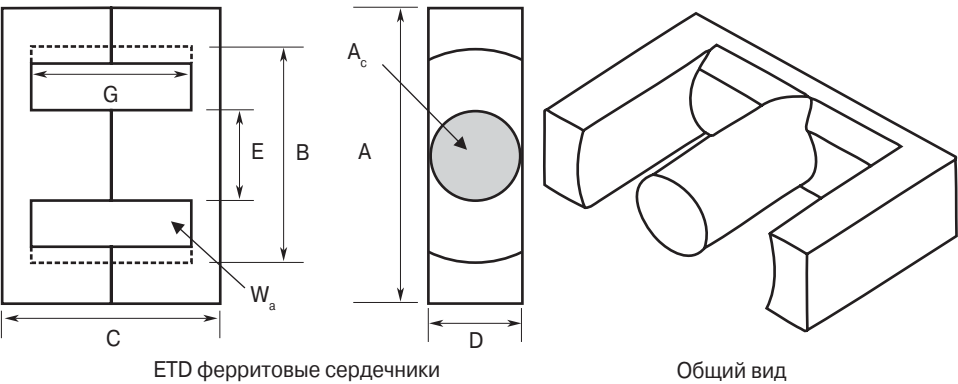


Рис. 3.33. Очертания ферритовых ETD-сердечников

Таблица 3.24. Размеры ферритовых ETD-сердечников

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]	Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]
ETD-29	3.060	2.270	3.160	0.980	0.980	2.200	ETD-49	4.980	3.610	4.940	1.670	1.670	3.540
ETD-34	3.500	2.560	3.460	1.110	1.110	2.360	ETD-54	5.450	4.120	5.520	1.890	1.890	4.040
ETD-39	4.000	2.930	3.960	1.280	1.280	2.840	ETD-59	5.980	4.470	6.200	2.165	2.165	4.500
ETD-44	4.500	3.250	4.460	1.520	1.520	3.220							

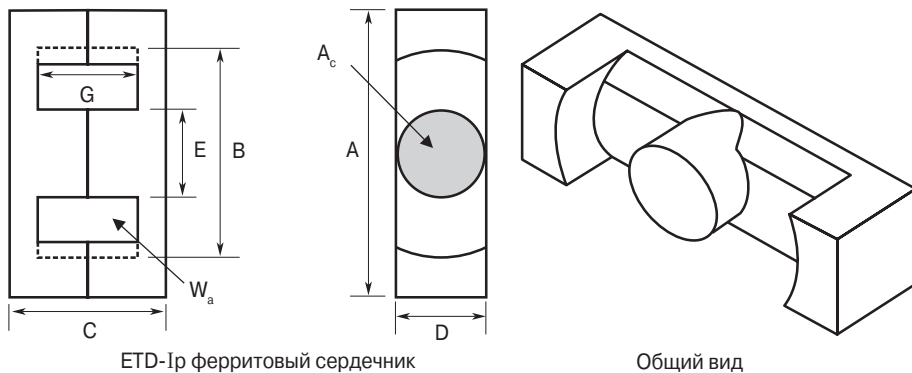
**Таблица 3.25. Проектировочные данные для ферритовых ETD-сердечников**

Тип	$W_{tcu}$ [г]	$W_{tfe}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_l$ [см <sup>2</sup> ]	AL <sup>1)</sup> [мГн]
					$A_c$						
ETD-29	32.1	28.0	6.4	7.20	1.865	0.761	1.419	1.0800	0.0517	42.5	1000
ETD-34	43.4	40.0	7.1	7.87	1.757	0.974	1.711	1.6665	0.0911	53.4	1182
ETD-39	69.3	60.0	8.3	9.22	1.871	1.252	2.343	2.9330	0.1766	69.9	1318
ETD-44	93.2	94.0	9.4	10.30	1.599	1.742	2.785	4.8520	0.3595	87.9	1682
ETD-49	126.2	124.0	10.3	11.40	1.627	2.110	3.434	7.2453	0.5917	107.9	1909
ETD-54	186.9	180.0	11.7	12.70	1.609	2.800	4.505	12.6129	1.2104	133.7	2273
ETD-59	237.7	260.0	12.9	13.90	1.410	3.677	5.186	19.0698	2.1271	163.1	2727

<sup>1)</sup> См. примеч. к табл. 3.19.

## 3.26. Параметры ферритовых ETD-сердечников

На рис. 3.34 показаны очертания низкопрофильных ферритовых ETD-сердечников. В табл. 3.26 даны их размеры, а в табл. 3.27 — проектировочные данные.

**Рис. 3.34. Очертания ферритовых ETD/Lp-сердечников****Таблица 3.26. Размеры ферритовых ETD/Ip-сердечников**

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]
ETD34(Ip)	3.421	2.631	1.804	1.080	1.080	0.762
ETD39(Ip)	3.909	3.010	1.798	1.250	1.250	0.762
ETD44(Ip)	4.399	3.330	1.920	1.481	1.481	0.762
ETD49(Ip)	4.869	3.701	2.082	1.631	1.631	0.762

Таблица 3.27. Проектировочные данные для ETD/Lp ферритовых сердечников

Тип	$W_{lcu}$ [г]	$W_{lfe}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_l$ [см <sup>2</sup> ]	$AL^{1)}$ [мГн]
					$A_c$						
ETD34(lp)	15.1	32.7	7.2	4.65	0.609	0.970	0.591	0.5732	0.0310	33.1	2382
ETD39(lp)	20.0	46.3	8.4	5.03	0.559	1.200	0.671	0.8047	0.0461	39.6	2838
ETD44(lp)	24.6	72.1	9.5	5.40	0.420	1.730	0.727	1.2583	0.0914	48.4	3659
ETD49(lp)	29.1	95.0	10.4	5.85	0.374	2.110	0.789	1.6641	0.1353	58.2	4120

<sup>1)</sup> См. примеч. к табл. 3.19.

3.27. Параметры ферритовых ER-сердечников

Приборы для поверхностного монтажа (SMD)

На рис. 3.35 показаны очертания ферритовых ER-сердечников. В табл. 3.28 даны их размеры, а в табл. 3.29 — проектировочные данные.

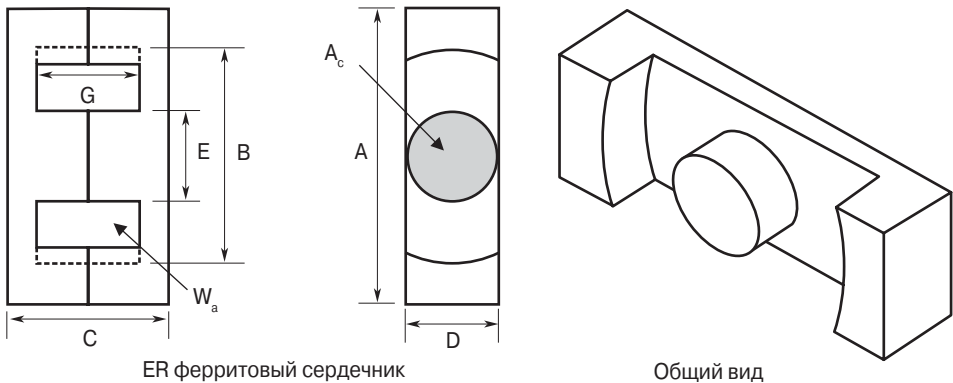


Рис. 3.35. Очертания ферритовых ER-сердечников

Таблица 3.28. Размеры ферритовых ER-сердечников

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]	Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]
ER 9.5	0.950	0.750	0.490	0.500	0.350	0.320	ER42	4.200	3.005	4.480	1.560	1.550	3.090
ER 11	1.100	0.870	0.490	0.600	0.425	0.300	ER48	4.800	3.800	4.220	2.100	1.800	2.940
ER 35	3.500	2.615	4.140	1.140	1.130	2.950	ER54	5.350	4.065	3.660	1.795	1.790	2.220

Таблица 3.29. Проектировочные данные для ферритовых ER-сердечников

Тип	W <sub>tcu</sub> [г]	W <sub>tfe</sub> [г]	MLT [см]	L <sub>c</sub> [см]	W <sub>a</sub>	A <sub>c</sub>	W <sub>a</sub> [см <sup>2</sup> ]	A <sub>p</sub> [см <sup>4</sup> ]	K <sub>g</sub> [см <sup>5</sup> ]	A <sub>t</sub> [см <sup>2</sup> ]	AL <sup>1)</sup> [мГн]
					A <sub>c</sub>	[см <sup>2</sup> ]					
ER 9.5	0.6	0.7	2.700	1.42	0.842	0.076	0.0640	0.00486	0.000054	3.0	435
ER 11	0.7	1.0	3.200	1.47	0.650	0.103	0.0670	0.00688	0.000090	3.7	609
ER 35	56.7	46.0	7.300	9.08	2.190	1.000	2.1900	2.19037	0.120340	62.4	1217
ER42	72.9	96.0	9.100	9.88	1.189	1.890	2.2480	4.24867	0.352444	81.0	2000
ER 48	120.7	128.0	11.500	10.00	1.185	2.480	2.9400	7.29120	0.626245	100.1	2478
ER54	101.9	122.0	11.400	9.18	1.052	2.400	2.5250	6.06060	0.512544	96.2	2652

<sup>1)</sup> См. примеч. к табл. 3.19.

3.28. Параметры ферритовых EFD-сердечников

Приборы для поверхностного монтажа (SMD)

Сердечники EFD (Economic Flat Design) играют заметную роль в миниатюризации силовых трансформаторов. На рис. 3.36 показаны очертания EFD ферритовых сердечников, а в табл. 3.30 даны их размеры. Проектировочные данные приведены в табл. 3.31.

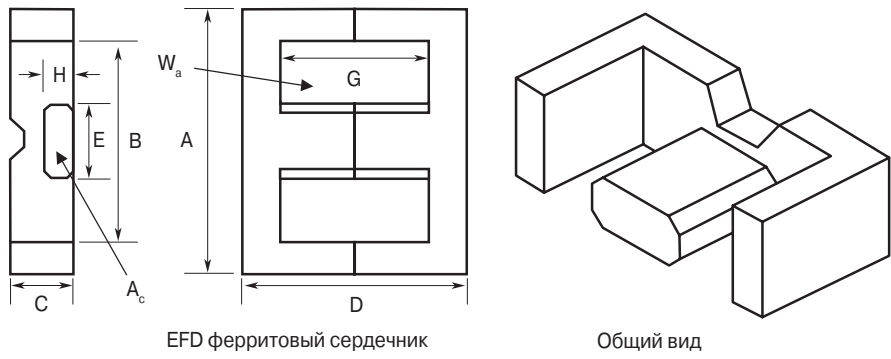


Рис. 3.36. Очертания ферритовых EFD-сердечников

Таблица 3.30. Размеры ферритовых EFD-сердечников

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]	H [см]
EFD-10	1.050	0.765	0.270	1.040	0.455	0.750	0.145
EFD-15	1.500	1.100	0.465	1.500	0.530	1.100	0.240



Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]	H [см]
EFD-20	2.000	1.540	0.665	2.000	0.890	1.540	0.360
EFD-25	2.500	1.870	0.910	2.500	1.140	1.860	0.520
EFD-30	3.000	2.240	0.910	3.000	1.460	2.240	0.490

Таблица 3.31. Проектировочные данные для ферритовых EFD-сердечников

Тип	$W_{\text{tcu}}$ [г]	$W_{\text{tfe}}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$	$W_a$	$A_p$	$K_g$	$A_t$	$AL^{(1)}$
						[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>4</sup> ]	[см <sup>5</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[мГн]
EFD-10	0.8	0.90	1.8	2.37	1.611	0.072	0.116	0.00837	0.00013	3.3	254
EFD-15	3.0	2.80	2.7	3.40	2.093	0.150	0.314	0.04703	0.00105	7.3	413
EFD-20	6.8	7.00	3.8	4.70	1.616	0.310	0.501	0.15516	0.00506	13.3	565
EFD-25	11.5	16.00	4.8	5.70	1.171	0.580	0.679	0.39376	0.01911	21.6	957
EFD-30	17.0	24.00	5.5	6.80	1.267	0.690	0.874	0.60278	0.03047	28.9	913
1) См. примеч. к табл. 3.19.											

3.29. Параметры ферритовых EPC-сердечников

Приборы для поверхностного монтажа (SMD)

На рис. 3.37 показаны очертания ферритовых EPC-сердечников, а в табл. 3.32 даны их размеры. Проектировочные данные приведены в табл. 3.33.

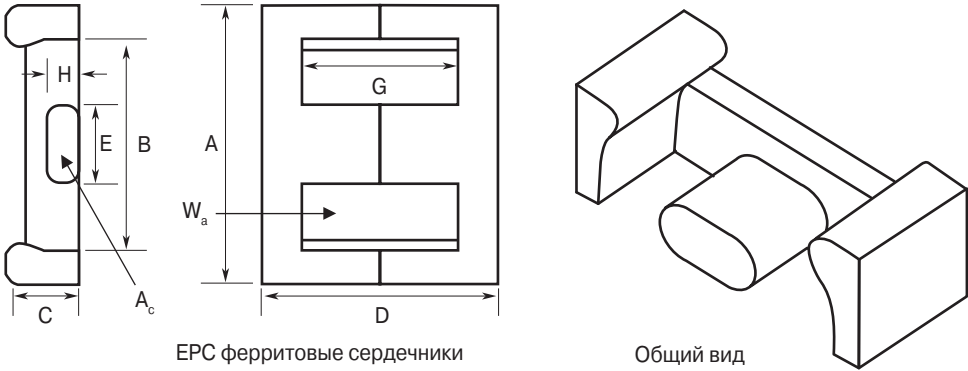


Рис. 3.37. Очертания ферритовых EPC-сердечников

**Таблица 3.32. Размеры ферритовых ЕРС-сердечников**

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]	H [см]
ЕРС-10	1.020	0.760	0.340	0.810	0.500	0.530	0.190
ЕРС-13	1.325	1.050	0.460	1.320	0.560	0.900	0.205
ЕРС-17	1.760	1.430	0.600	1.710	0.770	1.210	0.280
ЕРС-19	1.910	1.580	0.600	1.950	0.850	1.450	0.250
ЕРС-25	2.510	2.040	0.800	2.500	1.150	1.800	0.400
ЕРС-27	2.710	2.160	0.800	3.200	1.300	2.400	0.400
ЕРС-30	3.010	2.360	0.800	3.500	1.500	2.600	0.400

**Таблица 3.33. Проектировочные данные для ферритовых ЕРС-сердечников**

Тип	W <sub>tcu</sub> [г]	W <sub>tfe</sub> [г]	MLT [см]	L <sub>c</sub> [см]	W <sub>a</sub>	A <sub>c</sub>	W <sub>a</sub>	A <sub>p</sub>	K <sub>g</sub>	A <sub>t</sub>	AL <sup>1)</sup>
					A <sub>c</sub>	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>4</sup> ]	[см <sup>5</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[мГн]
ЕРС-10	0.5	1.1	1.9	1.78	0.735	0.094	0.069	0.00647	0.000128	2.9	416
ЕРС-13	2.0	2.1	2.5	3.06	1.768	0.125	0.221	0.02756	0.000549	5.9	363
ЕРС-17	4.9	4.5	3.4	4.02	1.750	0.228	0.399	0.09104	0.002428	10.2	479
ЕРС-19	6.9	5.3	3.7	4.61	2.330	0.227	0.529	0.12014	0.002981	12.1	392
ЕРС-25	14.8	13.0	5.0	5.92	1.804	0.464	0.837	0.38837	0.014532	20.6	650
ЕРС-27	18.8	18.0	5.1	7.31	1.890	0.546	1.032	0.56347	0.024036	26.8	642
ЕРС-30	21.9	23.0	5.5	8.16	1.833	0.610	1.118	0.68198	0.030145	31.5	654

<sup>1)</sup> См. примеч. к табл. 3.19.

### 3.30. Параметры ферритовых РС-сердечников

На рис. 3.38 показаны очертания ферритовых РС-сердечников, а в табл. 3.34 приведены их размеры. В табл. 3.35 приведены проектировочные данные для РС-сердечников.

**Таблица 3.34. Размеры ферритовых РС-сердечников**

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	E [см]	G [см]	Тип	A [см]	B [см]	C [см]	E [см]	G [см]
РС-40905	0.914	0.749	0.526	0.388	0.361	РС-42616	2.550	2.121	1.610	1.148	1.102
РС-41408	1.400	1.160	0.848	0.599	0.559	РС-43019	3.000	2.500	1.880	1.350	1.300

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	E [см]	G [см]	Тип	A [см]	B [см]	C [см]	E [см]	G [см]
PC-41811	1.800	1.498	1.067	0.759	0.720	PC-43622	3.560	2.990	2.200	1.610	1.460
PC-42213	2.160	1.790	1.340	0.940	0.920	PC-44229	4.240	3.560	2.960	1.770	2.040

Таблица 3.35. Проектировочные данные для ферритовых РС-сердечников

Тип	$W_{tcu}$ [г]	$W_{tfe}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$	$W_a$	$A_p$	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t$ [см <sup>2</sup> ]	$AL^{(1)}$ [мГн]
					$A_c$	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>4</sup> ]			
PC-40905	0.5	1.0	1.9	1.25	0.650	0.100	0.065	0.00652	0.000134	2.8	455
PC-41408	1.6	3.2	2.9	1.97	0.631	0.249	0.15	0.03904	0.001331	6.8	933
PC-41811	3.5	7.3	3.7	2.59	0.620	0.429	0.266	0.11413	0.005287	11.1	1333
PC-42213	6.2	13.0	4.4	3.12	0.612	0.639	0.391	0.24985	0.014360	16.4	1633
PC-42616	10.1	20.0	5.3	3.76	0.576	0.931	0.536	0.49913	0.035114	23.1	2116
PC-43019	16.7	34.0	6.3	4.50	0.550	1.360	0.748	0.97175	0.080408	31.9	2700
PC-43622	26.7	57.0	7.5	5.29	0.499	2.020	1.007	2.03495	0.220347	44.5	3400
PC-44229	55.9	104.0	8.6	6.85	0.686	2.660	1.826	4.85663	0.600289	67.7	4000

<sup>1)</sup> См. примеч. к табл. 3.19.

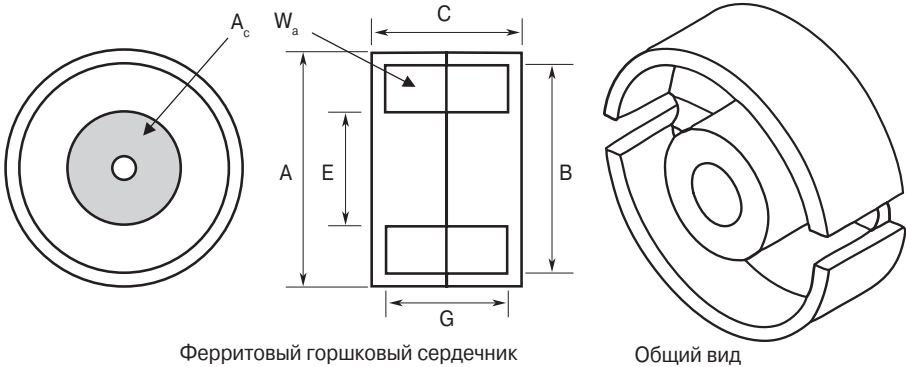


Рис. 3.38. Очертания ферритовых РС-сердечников

### 3.31. Параметры ферритовых ЕР-сердечников

Ферритовые ЕР-сердечники обычно используются для изготовления трансформаторов. Сердечник в сборе имеет почти кубическую форму, что обеспечивает высокую плотность упаковки деталей на печатной плате. На рис. 3.39 показаны очертания ЕР-сердечников, а в табл. 3.36 даны их размеры. Проектировочные данные для ЕР-сердечников приведены в табл. 3.37.

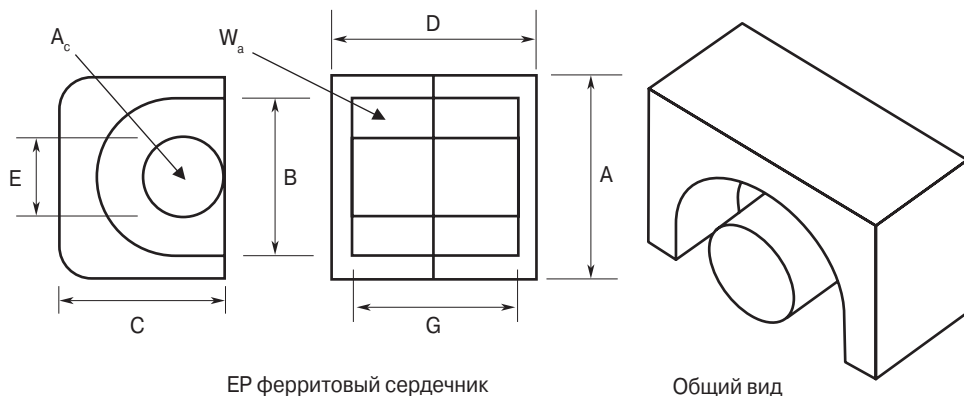


Рис. 3.39. Очертания ферритовых EP-сердечников

Таблица 3.36. Размеры ферритовых EP-сердечников

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]
EP-07	0.920	0.720	0.635	0.740	0.340	0.500
EP-10	1.150	0.920	0.760	1.030	0.345	0.720
EP-13	1.250	0.972	0.880	1.290	0.452	0.899
EP-17	1.798	1.160	1.100	1.680	0.584	1.118
EP-20	2.400	1.610	1.495	2.139	0.899	1.397

Таблица 3.37. Проектировочные данные для ферритовых EP-сердечников

Тип	$W_{tcu}$ [г]	$W_{tfe}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$	$W_a$	$A_p$	$K_g$	$A_t$	$AL^{1)}$
					$A_c$	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>4</sup> ]	[см <sup>5</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[мГн]
EP-10	1.6	2.8	2.1	1.92	1.832	0.113	0.207	0.02339	0.00049	5.7	400
EP-13	2.0	5.1	2.4	2.42	1.200	0.195	0.234	0.04558	0.00148	7.7	667
EP-17	11.6	11.6	2.9	2.85	0.950	0.339	0.322	0.10915	0.00510	13.7	1033
EP-20	7.4	27.6	4.2	3.98	0.637	0.780	0.497	0.38737	0.02892	23.8	1667

<sup>1)</sup> См. примеч. к табл. 3.19.

## 3.32. Параметры ферритовых PQ-сердечников

Характерной чертой ферритовых PQ-сердечников является круглый центральный стержень и малое поперечное сечение. На рис. 3.40 показаны очертания ферритовых PQ-сердечников, а в табл. 3.38 даны их размеры. В табл. 3.39 приведены проектировочные данные для этих сердечников.

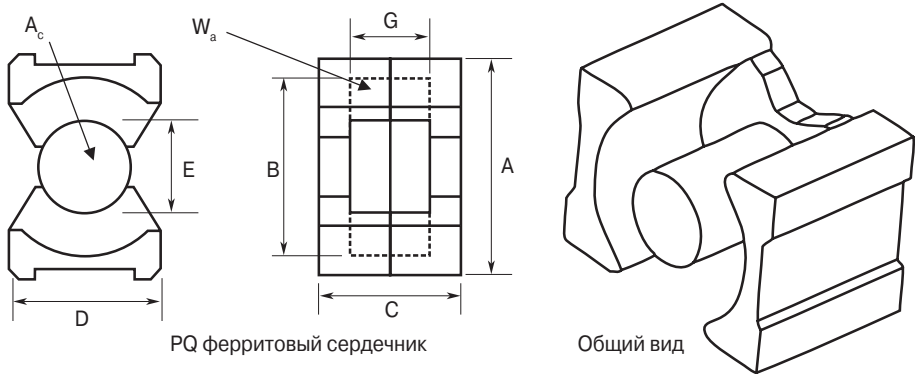


Рис. 3.40. Очертания PQ ферритовых сердечников

Таблица 3.38. Размеры ферритовых PQ-сердечников

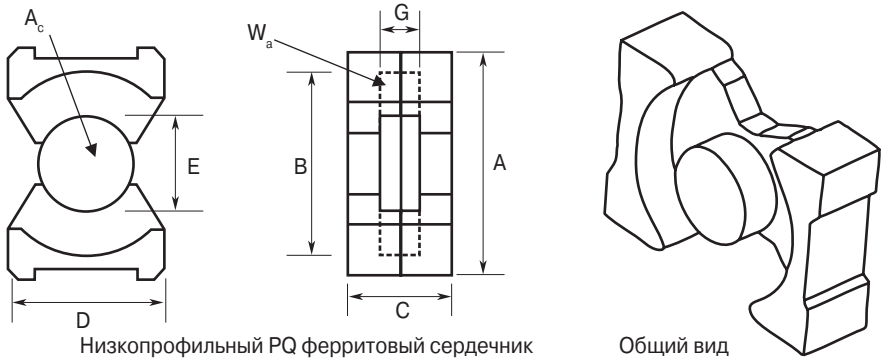
Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]	Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]
PQ20/16	2.050	1.800	1.620	1.400	0.880	1.030	PQ32/30	3.200	2.750	3.035	2.200	1.345	2.130
PQ20/20	2.050	1.800	2.020	1.400	0.880	1.430	PQ35/35	3.510	3.200	3.475	2.600	1.435	2.500
PQ26/20	2.650	2.250	2.015	1.900	1.200	1.150	PQ40/40	4.050	3.700	3.975	2.800	1.490	2.950
PQ26/25	2.650	2.250	2.475	1.900	1.200	1.610	PQ50/50	5.000	4.400	4.995	3.200	2.000	3.610
PQ32/20	3.200	2.750	2.055	2.200	1.345	1.150							

Таблица 3.39. Проектировочные данные для PQ ферритовых сердечников

Тип	W <sub>tcu</sub> [г]	W <sub>tfe</sub> [г]	MLT [см]	L <sub>c</sub> [см]	W <sub>a</sub>	A <sub>c</sub> [см²]	W <sub>a</sub> [см²]	A <sub>p</sub> [см⁴]	K <sub>g</sub> [см⁵]	A <sub>t</sub> [см²]	AL <sup>1)</sup> [мГн]
					A <sub>c</sub>						
PQ20/16	7.4	13.0	4.4	3.74	0.765	0.620	0.474	0.294	0.0167	16.9	1617
PQ20/20	10.4	15.0	4.4	4.54	1.061	0.620	0.658	0.408	0.0227	19.7	1313
PQ26/20	31.0	31.0	5.6	4.63	0.508	1.190	0.604	0.718	0.0613	28.4	2571
PQ26/25	17.0	36.0	5.7	5.55	0.716	1.180	0.845	0.997	0.0832	32.6	2187
PQ32/20	18.9	42.0	6.6	5.55	0.475	1.700	0.808	1.373	0.1417	36.3	3046
PQ32/30	35.5	55.0	6.7	7.46	0.929	1.610	1.496	2.409	0.2326	46.9	2142
PQ35/35	59.0	73.0	7.5	8.79	1.126	1.960	2.206	4.324	0.4510	60.7	2025
PQ40/40	97.2	95.0	8.4	10.20	1.622	2.010	3.260	6.552	0.6280	77.1	1792
PQ50/50	58.5	195.0	10.3	11.30	1.321	3.280	4.332	14.209	1.8120	113.9	2800

### 3.33. Параметры низкопрофильных ферритовых PQ-сердечников

Сердечники PQ/Lp представляют собой усечённый вариант стандартных PQ-сердечников, у них существенно уменьшенная высота. Очертания ферритового PQ/Lp-сердечника показаны на **рис. 3.41**, а в **табл. 3.40** даны их размеры. Проектировочные данные для этих сердечников приведены в **табл. 3.41**.



**Рис. 3.41.** Очертания ферритовых сердечников PQ/Lp

**Таблица 3.40. Размеры ферритовых PQ/Lp-сердечников**

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]
PQ20-14-141p	2.125	1.801	1.352	1.400	0.884	0.762
PQ26-16-141p	2.724	2.250	1.630	1.900	1.199	0.762
PQ32-17-221p	3.302	2.751	1.670	2.200	1.348	0.762
PQ35-17-261p	3.612	3.200	1.738	2.601	1.435	0.762
PQ40-18-281p	4.148	3.701	1.784	2.799	1.491	0.762

**Таблица 3.41. Проектировочные данные для PQ/Lp ферритовых сердечников**

Тип	W <sub>tcu</sub> [г]	W <sub>tfe</sub> [г]	MLT [см]	L <sub>c</sub> [см]	W <sub>a</sub>	A <sub>c</sub> [см²]	W <sub>a</sub> [см²]	A <sub>p</sub> [см⁴]	K <sub>g</sub> [см⁵]	A <sub>t</sub> [см²]	AL <sup>1)</sup> [мГн]
					A <sub>c</sub>						
PQ26-16-191p	7.9	28.0	5.6	3.9	0.336	1.190	0.400	0.477	0.0407	25.4	3170
PQ32-17-221p	12.5	39.4	6.6	4.8	0.315	1.700	0.535	0.909	0.0937	32.9	3659
PQ35-17-261p	17.8	44.9	7.4	5.3	0.343	1.960	0.672	1.318	0.1389	40.4	3893
PQ40-18-281p	24.9	63.5	8.3	5.8	0.419	2.010	0.842	1.692	0.1637	48.0	3850

<sup>1)</sup> См. примеч. к **табл. 3.19**.

### 3.34. Параметры ферритовых RM-сердечников

Сердечники RM были разработаны для повышения плотности упаковки элементов печатного монтажа. На рис. 3.42 показаны очертания ферритовых RM-сердечников, а в табл. 3.42 даны их размеры. Проектировочные данные приведены в табл. 3.43.

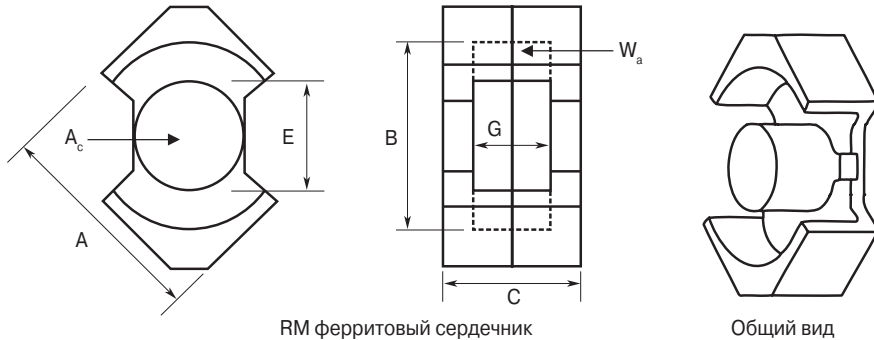


Рис. 3.42. Очертания ферритовых RM-сердечников

Таблица 3.42. Размеры ферритовых RM-сердечников

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	E [см]	G [см]	Тип	A [см]	B [см]	C [см]	E [см]	G [см]
RM-4	0.963	0.815	1.04	0.38	0.72	RM-10	2.415	2.165	1.86	1.07	1.27
RM-5	1.205	1.04	1.04	0.48	0.65	RM-12	2.925	2.55	2.35	1.26	1.71
RM-6	1.44	1.265	1.24	0.63	0.82	RM-14	3.42	2.95	2.88	1.47	2.11
RM-8	1.935	1.73	1.64	0.84	1.1						

Таблица 3.43. Проектировочные данные для ферритовых RM-сердечников

Тип	$W_{tcu}$ [г]	$W_{tfe}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$	$W_a$	$A_p$	$K_g$	$A_t$	$AL^{1)}$
					$A_c$	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>4</sup> ]	[см <sup>3</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[мГн]
RM-4	1.1	1.7	2.0	2.27	1.121	0.140	0.157	0.0219	0.0006	5.9	489
RM-5	1.6	3.0	2.5	2.24	0.768	0.237	0.182	0.0431	0.0016	7.9	869
RM-6	2.9	5.5	3.1	2.86	0.710	0.366	0.260	0.0953	0.0044	11.3	1130
RM-8	7.3	13.0	4.2	3.80	0.766	0.640	0.490	0.3133	0.0191	20.2	1233
RM-10	13.2	23.0	5.3	4.40	0.709	0.980	0.695	0.6814	0.0502	29.6	1833
RM-12	24.4	42.0	6.2	5.69	0.788	1.400	1.103	1.5440	0.1389	44.6	2434
RM-14	39.9	70.0	7.2	6.90	0.830	1.880	1.561	2.7790	0.2755	62.8	2869

<sup>1)</sup> См. примеч. к табл. 3.19.

# 3.35. Параметры низкопрофильных ферритовых RM-сердечников

## Прибор для поверхностного монтажа (SMD)

Ферритовые RM/Lp-сердечники – это усечённая версия стандартных RM-сердечников. Их очертания показаны на рис. 3.43, а в табл. 3.44 даны их размеры. Проектировочные данные приведены в табл. 3.45.

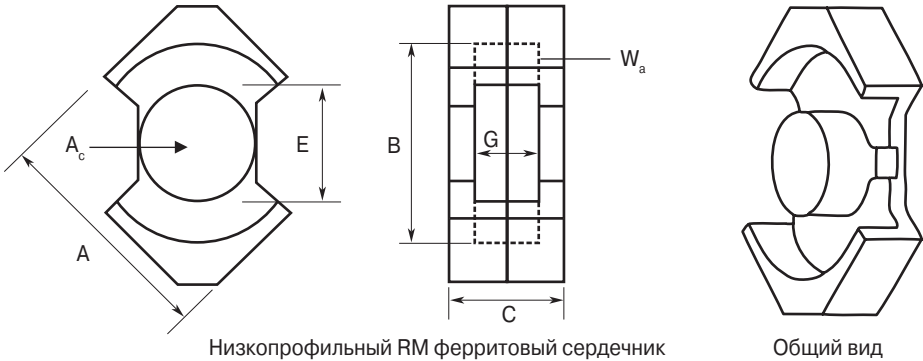


Рис. 3.43. Очертания ферритовых RM/Lp-сердечников

Таблица 3.44. Размеры ферритовых RM/Lp-сердечников

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	E [см]	G [см]	Тип	A [см]	B [см]	C [см]	E [см]	G [см]
RM4/ILP	0.980	0.795	0.780	0.390	0.430	RM8/ILP	1.970	1.700	1.160	0.855	0.590
RM5/ILP	1.230	1.020	0.780	0.490	0.360	RM10/ILP	2.470	2.120	1.300	1.090	0.670
RM6S/LP	1.470	1.240	0.900	0.640	0.450	RM12/ILP	2.980	2.500	1.680	1.280	0.900
RM7/ILP	1.720	1.475	0.980	0.725	0.470	RM14/ILP	3.470	2.900	2.050	1.500	1.110

Таблица 3.45. Проектировочные данные для ферритовых RM/Lp-сердечников

Тип	$W_{tcu}$ [г]	$W_{tfc}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t$ [см <sup>2</sup> ]	$AL^{1)}$ [мГн]
					$A_c$						
RM4/ILP	0.6	1.5	2.0	1.73	0.770	0.113	0.087	0.00984	0.00022	5.0	609
RM5/ILP	0.9	2.2	2.5	1.75	0.525	0.181	0.095	0.01127	0.00049	6.9	1022
RM6S/LP	1.5	4.2	3.1	2.18	0.433	0.312	0.135	0.04212	0.00169	9.6	1380
RM7/ILP	2.3	6.0	3.6	2.35	0.444	0.396	0.176	0.06979	0.00306	12.7	1587
RM8/ILP	3.7	10.0	4.2	2.87	0.449	0.554	0.249	0.13810	0.00733	16.9	1783
RiMIO/ILP	6.4	17.0	5.2	3.39	0.426	0.809	0.345	0.27915	0.01736	25.0	2435



Тип	$W_{tcu}$ [г]	$W_{tfc}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$	$W_a$	$A_p$	$K_g$	$A_t$	$AL^{1)}$
					$A_c$	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>4</sup> ]	[см <sup>5</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[мГн]
RM12/ILP	11.9	34.0	6.1	4.20	0.439	1.250	0.549	0.68625	0.05627	37.8	3087
RM14/ILP	19.5	55.0	7.1	5.09	0.463	1.680	0.777	1.30536	0.12404	52.5	3652

<sup>1)</sup> См. примеч. к табл. 3.19.

### 3.36. Параметры ферритовых DS-сердечников

Ферритовые DS-сердечники подобны стандартным горшковым сердечникам РС. Эти сердечники имеют большие «окна» для облегчения организации большого количества выводов многочисленных обмоток, что встречается при больших мощностях и нескольких номиналах выходных напряжений. На рис. 3.44 показаны очертания DS-сердечников, а в табл. 3.46 даны их размеры. В табл. 3.47 приведены проектировочные параметры для этих сердечников.

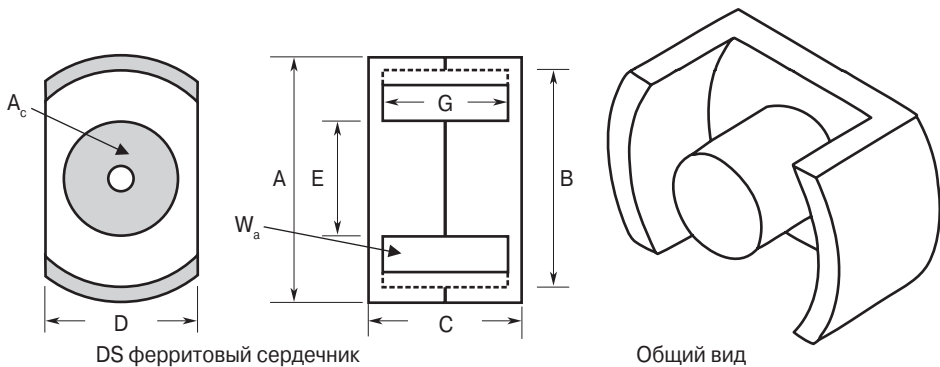


Рис. 3.44. Очертания ферритовых DS-сердечников

Таблица 3.46. Размеры ферритовых DS-сердечников

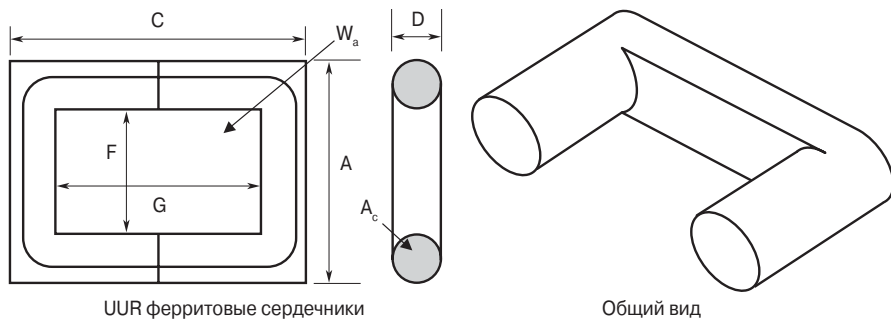
Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]
DS-42311	2.286	1.793	1.108	1.540	0.990	0.726
DS-42318	2.286	1.793	1.800	1.540	0.990	1.386
DS-42616	2.550	2.121	1.610	1.709	1.148	1.102
DS-43019	3.000	2.500	1.880	1.709	1.351	1.300
DS-43622	3.561	2.985	2.170	2.385	1.610	1.458
DS-44229	4.240	3.561	2.960	2.840	1.770	2.042

**Таблица 3.47. Проектировочные данные для ферритовых DS-сердечников**

Тип	$W_{\text{tcu}}$ [г]	$W_{\text{tfc}}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_l$ [см <sup>2</sup> ]	AL <sup>1)</sup> [мГн]
					$A_c$						
DS-42311	4.7	10.0	4.5	2.68	0.770	0.378	0.291	0.110	0.00368	16.2	1487
DS-42318	9.1	13.0	4.6	3.99	1.366	0.407	0.556	0.227	0.00800	21.1	1267
DS-42616	10.1	15.0	5.3	3.89	0.855	0.627	0.536	0.336	0.01593	23.1	1667
DS-43019	16.7	22.0	6.3	4.62	0.778	0.960	0.747	0.717	0.04380	31.9	1933
DS-43622	26.6	37.0	7.5	5.28	0.802	1.250	1.002	1.253	0.08404	44.2	2333
DS-44229	56.0	78.0	8.6	7.17	1.028	1.780	1.829	3.255	0.26917	67.7	2800
1) См. примеч. к табл. 3.19.											

### 3.37. Параметры ферритовых UUR-сердечников

Характерной чертой ферритовых UUR-сердечников являются круглые стержни и общее малое поперечное сечение. Круглые стержни позволяют легко выполнять обмотки при помощи проводов или фольги. U-сердечники применяются для силовых, импульсных и высоковольтных трансформаторов. На рис. 3.45 показаны очертания ферритовых UUR-сердечников, а в табл. 3.48 даны их размеры. Проектировочные данные для них имеются в табл. 3.49.

**Рис. 3.45. Очертания ферритовых UUR-сердечников****Таблица 3.48. Размеры ферритовых UUR-сердечников**

Тип.	A [см]	C [см]	D [см]	F [см]	G [см]
UUR-44121	4.196	4.120	1.170	1.910	2.180
UUR-44119	4.196	4.180	1.170	1.910	2.680
UUR-44125	4.196	5.080	1.170	1.910	3.140
UUR-44130	4.196	6.100	1.170	1.910	4.160

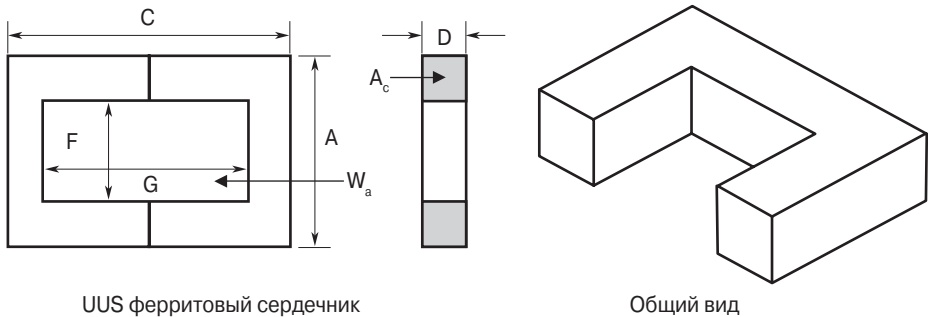
**Таблица 3.49. Проектировочные данные для ферритовых UUR-сердечников**

Тип	$W_{\text{tcu}}$ [г]	$W_{\text{tfc}}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$	$W_a$	$A_p$	$K_g$	$A_t$	$AL^{1)}$
					$A_c$	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>4</sup> ]	[см <sup>5</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[мГн]
UUR-44121	119.0	55.0	8.0	11.3	4.215	0.988	4.164	4.114	0.202	98.5	616
UUR-44119	146.2	54.0	8.0	12.1	5.619	0.911	5.119	4.663	0.211	102.9	710
UUR-44125	171.3	64.0	8.0	13.3	6.070	0.988	5.997	5.925	0.291	116.1	702
UUR-44130	227.0	75.0	8.0	15.3	8.043	0.988	7.946	7.850	0.386	134.9	610

<sup>1)</sup> См. примеч. к табл. 3.19.

### 3.38. Параметры ферритовых UUS-сердечников

Ферритовые UUS-сердечники имеют стержни квадратного или прямоугольного сечения. U-сердечники используются в силовых, импульсных или высоковольтных трансформаторах. На рис. 3.46 показаны очертания UUS ферритовых сердечников, а в табл. 3.50 даны их размеры. В табл. 3.51 даны проектировочные данные для них.

**Рис. 3.46. Очертания ферритовых UUS-сердечников****Таблица 3.50. Размеры ферритовых UUS-сердечников**

Тип.	A [см]	C [см]	D [см]	F [см]	G [см]
U10-08-03	1.000	1.640	0.290	0.435	1.000
U20-16-07	2.080	3.120	0.750	0.640	1.660
U25-20-13	2.480	3.920	1.270	0.840	2.280
U30-25-16	3.130	5.060	1.600	1.050	2.980
U67-27-14	6.730	5.400	1.430	3.880	2.540
U93-76-16	9.300	15.200	1.600	3.620	9.600

Таблица 3.51. Проектировочные данные для ферритовых UUS-сердечников

Тип	$W_{\text{тсu}}$ [г]	$W_{\text{тfc}}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$ $A_c$	$A_c$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t$ [см <sup>2</sup> ]	AL <sup>1)</sup> [мГн]
U10-08-03	3.5	1.8	2.2	3.8	5.370	0.081	0.435	0.0352	0.000510	8.1	213
U20-16-07	16.4	19.0	4.4	6.8	1.896	0.560	1.062	0.5949	0.030661	29.5	826
U25-20-13	41.6	47.0	6.1	8.8	1.841	1.040	1.915	1.9920	0.135669	51.1	1261
U30-25-16	83.9	86.0	7.5	11.1	1.943	1.610	3.129	5.0380	0.430427	82.5	1609
U67-27-14	435.0	170.0	12.4	17.3	4.831	2.040	9.855	20.1050	1.321661	240.2	1652
U93-76-16	1875.2	800.0	15.2	35.4	7.757	4.480	34.752	155.6890	18.386023	605.3	1478
1) См. примеч. к табл. 3.19..											

### 3.39. Параметры тороидальных ферритовых сердечников

Тороидальный ферритовый сердечник имеет наилучшую форму с точки зрения магнитных свойств. Магнитный поток целиком замыкается внутри магнитной структуры. Тороид полностью использует возможности ферритового материала. На рис. 3.47 показаны очертания тороидальных ферритовых сердечников, а в табл. 3.52 даны их размеры. Проектировочные размеры для них даны в табл. 3.53.

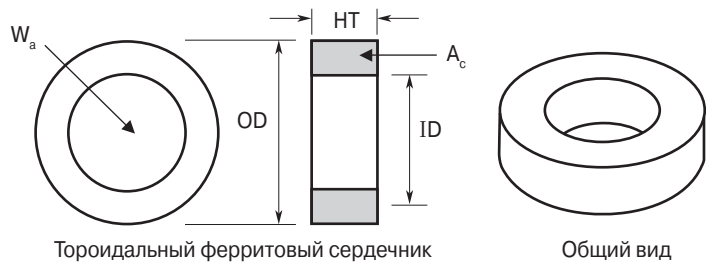


Рис. 3.47. Очертания тороидальных ферритовых сердечников

Таблица 3.52. Размеры тороидальных ферритовых сердечников

Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]	Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]
ТС-40907	1.016	0.495	0.768	ТС-42206	2.286	1.295	0.691
ТС-41005	1.016	0.411	0.529	ТС-42908	2.990	1.811	0.806

Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]	Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]
ТС-41206	1.334	0.452	0.691	ТС-43806	3.925	1.790	0.691
ТС-41306	1.334	0.729	0.691	ТС-43610	3.689	2.212	1.065
ТС-41605	1.664	0.812	0.521	ТС-43813	3.925	1.790	1.334
ТС-42106	2.134	1.193	0.691	ТС-48613	8.738	5.389	1.334

**Таблица 3.53. Проектировочные данные для тороидальных ферритовых сердечников**

Тип	$W_{tcu}$ [г]	$W_{tfc}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$	$W_a$	$A_p$	$K_g$	$A_t$	$AL^{1)}$
					$A_c$	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>4</sup> ]	[см <sup>3</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[мГн]
ТС-41005	0.8	1.2	1.7	2.07	1.243	0.107	0.133	0.014196	0.000366	5.3	657
ТС-40907	1.4	1.6	2.0	2.27	1.422	0.135	0.192	0.025980	0.000687	6.6	752
ТС-41206	1.2	3.3	2.2	2.46	0.724	0.221	0.160	0.035462	0.001443	8.6	1130
ТС-41306	3.2	2.4	2.2	3.12	2.856	0.146	0.417	0.060939	0.001638	10.2	591
ТС-41605	4.0	2.8	2.2	3.68	3.386	0.153	0.518	0.079231	0.002240	12.8	548
ТС-42106	11.2	5.4	2.8	5.00	4.840	0.231	1.118	0.258216	0.008482	22.7	600
ТС-42206	13.7	6.4	2.9	5.42	5.268	0.250	1.317	0.329283	0.011221	25.8	600
ТС-42908	33.7	12.9	3.7	7.32	7.196	0.358	2.576	0.922167	0.035869	44.6	630
ТС-43806	38.0	29.4	4.2	8.97	4.006	0.628	2.516	1.580357	0.093505	61.2	878
ТС-43610	63.6	26.4	4.7	8.30	6.742	0.570	3.843	2.190456	0.107283	68.5	883
ТС-43813	47.2	51.7	5.3	8.30	2.188	1.150	2.516	2.893966	0.252394	71.0	1665
ТС-48613	740.1	203.0	9.1	21.50	12.197	1.870	22.809	42.652794	3.496437	348.0	1091
<sup>1)</sup> См. примеч. к табл. 3.19.											

### 3.40. Параметры тороидальных порошковых МРР-сердечников

На рис. 3.42 показаны очертания порошковых МРР-сердечников, а в табл. 3.54 даны их размеры. Проектировочные данные для них даны в табл. 3.55. Дополнительная информация содержится в главе 2.

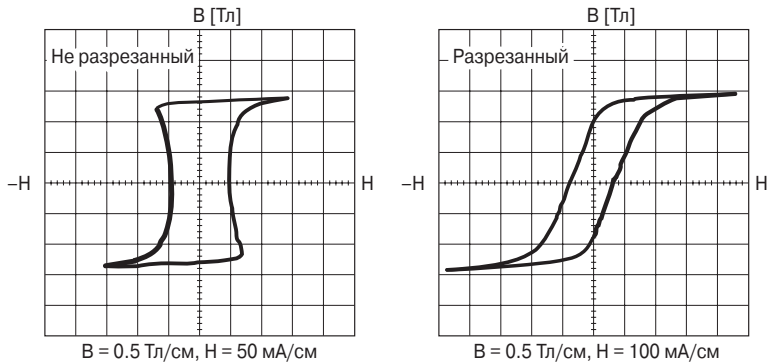


Рис. 3.48. Очертания тороидальных порошковых МРР-сердечников

Таблица 3.54. Размеры тороидальных порошковых МРР-сердечников

Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]	Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]	Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]
55021	0.699	0.229	0.343	55381	1.803	0.902	0.711	55076	3.670	2.150	1.135
55281	1.029	0.427	0.381	55848	2.110	1.207	0.711	55083	4.080	2.330	1.537
55291	1.029	0.427	0.460	55059	2.360	1.334	0.838	55439	4.760	2.330	1.892
55041	1.080	0.457	0.460	55351	2.430	1.377	0.965	55090	4.760	2.790	1.613
55131	1.181	0.584	0.460	55894	2.770	1.410	1.194	55716	5.170	3.090	1.435
55051	1.346	0.699	0.551	55071	3.380	1.930	1.143	55110	5.800	3.470	1.486
55121	1.740	0.953	0.711	55586	3.520	2.260	0.978				

Таблица 3.55. Проектировочные данные для тороидальных порошковых МРР-сердечников

Тип	$W_{tcu}$ [г]	$W_{tfc}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$\frac{W_a}{A_c}$	$A_c$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t$ [см <sup>2</sup> ]	AL <sup>1)</sup> [мГн]
55021	0.10	0.553	1.10	1.36	0.723	0.047	0.034	0.001610	0.000027	2.30	24
55281	0.70	1.307	1.40	2.18	1.729	0.075	0.130	0.009757	0.000204	4.80	25
55291	0.70	1.645	1.60	2.18	1.376	0.095	0.130	0.012359	0.000301	5.10	32
55041	0.90	1.795	1.60	2.38	1.500	0.100	0.150	0.014998	0.000375	5.60	32
55131	1.50	1.993	1.70	2.69	2.759	0.091	0.250	0.022735	0.000492	6.90	26
55051	2.50	2.886	2.00	3.12	3.175	0.114	0.362	0.041279	0.000961	9.30	27
55121	6.10	6.373	2.50	4.11	3.563	0.192	0.684	0.131267	0.003985	16.00	35
55381	5.60	7.670	2.60	4.14	2.634	0.232	0.611	0.141747	0.005099	16.30	43
55848	11.10	8.836	2.80	5.09	4.898	0.226	1.107	0.250092	0.008001	22.70	32

Тип	$W_{\text{tcu}}$ [г]	$W_{\text{ffc}}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t$ [см <sup>2</sup> ]	$AL^{1)}$ [мГн]
					$A_c$	[см <sup>2</sup> ]					
55059	15.20	14.993	3.20	5.67	4.097	0.331	1.356	0.448857	0.018406	28.60	43
55351	17.90	18.706	3.50	5.88	3.727	0.388	1.446	0.561153	0.024969	31.40	51
55894	22.30	33.652	4.10	6.35	2.320	0.654	1.517	0.992423	0.062916	39.80	75
55071	46.20	44.086	4.50	8.15	4.263	0.672	2.865	1.925420	0.114179	58.30	61
55586	61.40	32.806	4.40	8.95	8.681	0.454	3.941	1.789128	0.074166	64.40	38
55076	60.20	48.692	4.80	8.98	5.255	0.678	3.563	2.415897	0.137877	68.00	56
55083	85.30	86.198	5.70	9.84	3.910	1.072	4.191	4.492709	0.336608	87.50	81
55439	101.90	170.140	6.80	10.74	2.106	1.990	4.191	8.340010	0.971244	112.60	135
55090	136.90	122.576	6.40	11.63	4.497	1.340	6.026	8.075211	0.677485	117.20	86
55716	169.30	132.540	6.40	12.73	5.917	1.251	7.402	9.260268	0.720435	133.10	73
55110	233.30	164.500	7.00	14.300	6.474	1.444	9.348	13.498792	1.111049	164.70	75

### 3.41. Параметры порошковых железных тороидальных сердечников

На рис. 3.49 показаны очертания железных порошковых сердечников, а в табл. 3.56 даны их размеры. Проектировочные данные для них даны в табл. 3.57. Дополнительная информация имеется в главе 2.

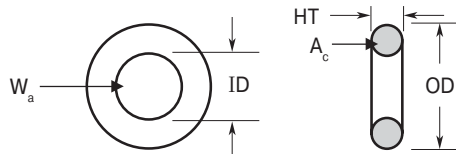


Рис. 3.49. Очертания железных порошковых тороидальных сердечников

Таблица 3.56. Размеры тороидальных порошковых железных сердечников

Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]	Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]	Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]
T25-26	0.648	0.305	0.244	T60-26	1.520	0.853	0.594	T132-26	3.300	1.780	1.110
T26-26	0.673	0.267	0.483	T68-26	1.750	0.940	0.483	T131-26	3.300	1.630	1.110
T30-26	0.780	0.384	0.325	T80-26	2.020	1.260	0.635	T141-26	3.590	2.240	1.050
T37-26	0.953	0.521	0.325	T94-26	2.390	1.420	0.792	T150-26	3.840	2.150	1.110
T38-26	0.953	0.445	0.483	T90-26	2.290	1.400	0.953	T175-26	4.450	2.720	1.650
T44-26	1.120	0.582	0.404	T106-26	2.690	1.450	1.110				

**Таблица 3.57. Проектировочные данные для тороидальных порошковых железных сердечников**

Тип	$W_{\text{tcu}}$ [г]	$W_{\text{tfc}}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_a$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t$ [см <sup>2</sup> ]	AL <sup>1)</sup> [мГн]
					$A_c$						
T20-26	0.10	0.19	0.70	1.15	1.713	0.023	0.039	0.000900	0.000010	1.2	18.5
T25-26	0.24	0.39	0.90	1.50	1.973	0.037	0.073	0.002700	0.000038	2.0	24.5
T26-26	0.26	0.93	1.30	1.47	0.644	0.090	0.058	0.005030	0.000130	2.6	57
T30-26	0.47	0.77	1.14	1.84	1.933	0.060	0.116	0.006940	0.000140	3.1	33.5
T37-26	0.97	1.04	1.28	2.31	3.328	0.064	0.213	0.013630	0.000270	4.5	28.5
T38-26	0.85	1.74	1.50	2.18	1.360	0.114	0.155	0.017700	0.000520	4.8	49
T44-26	1.46	1.86	1.50	2.68	2.687	0.099	0.266	0.026320	0.000670	6.2	37
T50-26	2.96	2.50	1.80	3.19	4.071	0.112	0.456	0.052120	0.001300	8.8	33
T60-26	4.40	4.89	2.20	3.74	3.053	0.187	0.571	0.106800	0.003680	12.2	50
T68-26	5.36	5.30	2.17	4.23	3.877	0.179	0.694	0.124150	0.004090	14.4	43.5
T80-26	11.66	8.31	2.63	5.14	5.394	0.231	1.246	0.287880	0.010100	21.4	46
T94-26	17.44	15.13	3.10	5.97	4.373	0.362	1.583	0.573000	0.026770	29.6	60
T90-26	18.37	15.98	3.40	5.78	3.894	0.395	1.538	0.607740	0.029600	29.4	70
T106-26	23.05	29.94	3.93	6.49	2.504	0.659	1.650	1.087660	0.072990	38.0	93
T130-26	48.33	40.46	4.40	8.28	4.408	0.698	3.077	2.148800	0.135810	56.9	81
T132-26	39.05	44.85	4.40	7.96	3.089	0.805	2.487	2.002190	0.145990	53.9	103
T131-26	32.75	47.83	4.40	7.72	2.357	0.885	2.086	1.845820	0.147960	51.7	116
T141-26	62.70	45.70	4.60	9.14	5.743	0.674	3.871	2.608887	0.154516	66.6	75
T150-26	62.55	58.24	4.85	9.38	4.091	0.887	3.629	3.218620	0.235550	71.6	96
T175-26	128.04	105.05	6.20	11.20	4.334	1.340	5.808	7.782300	0.672790	107.4	105

### 3.42. Параметры тороидальных сендастовых порошковых сердечников

Очертания сендастовых порошковых сердечников показаны на **рис. 3.50**, а в **табл. 3.58** даны их размеры. Проектировочные данные для них приведены в **табл. 3.59**. Дополнительная информация содержится в главе 2.



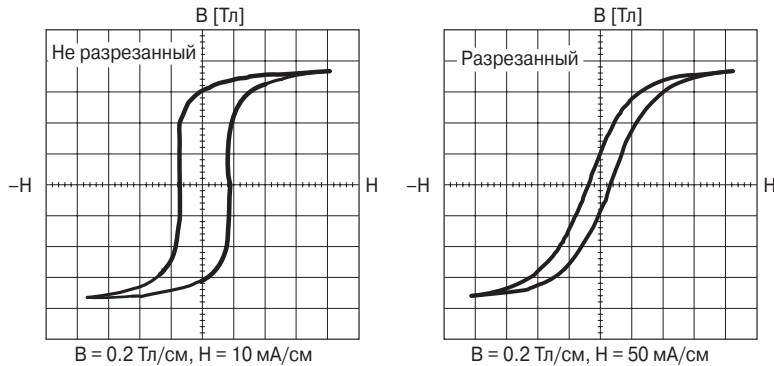


Рис. 3.50. Очертания тороидальных сендастовых порошковых сердечников

Таблица 3.58. Размеры тороидальных сендастовых порошковых сердечников

Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]	Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]	Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]
77021	0.699	0.229	0.343	77381	1.803	0.902	0.711	77076	3.670	2.150	1.135
77281	1.029	0.427	0.381	77848	2.110	1.207	0.711	77083	4.080	2.330	1.537
77291	1.029	0.427	0.460	77059	2.360	1.334	0.838	77439	4.760	2.330	1.892
77041	1.080	0.457	0.460	77351	2.430	1.377	0.965	77090	4.760	2.790	1.613
77131	1.181	0.584	0.460	77894	2.770	1.410	1.194	77716	5.170	3.090	1.435
77051	1.346	0.699	0.551	77071	3.380	1.930	1.143	77110	5.800	3.470	1.486
77121	1.740	0.953	0.711	77586	3.520	2.260	0.978				

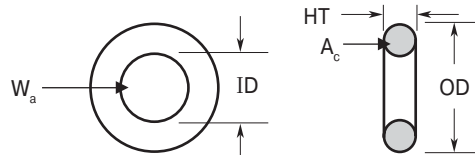
Таблица 3.59. Проектировочные данные для тороидальных сендастовых порошковых сердечников

Тип	$W_{\text{tcu}}$ [г]	$W_{\text{tfc}}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t$ [см <sup>2</sup> ]	$AL^{(1)}$ [мГн]
					$A_c$						
77281	0.70	1.148	1.40	2.18	1.729	0.075	0.130	0.009757	0.000204	4.80	25
77291	0.70	1.442	1.60	2.18	1.376	0.095	0.130	0.012359	0.000301	5.10	32
77041	0.90	1.666	1.60	2.38	1.500	0.100	0.150	0.014998	0.000375	5.60	32
77131	1.50	1.706	1.70	2.69	2.759	0.091	0.250	0.022735	0.000492	6.90	26
77051	2.50	2.490	2.00	3.12	3.175	0.114	0.362	0.041279	0.000961	9.30	27
77121	6.10	5.524	2.50	4.11	3.563	0.192	0.684	0.131267	0.003985	16.00	35
77381	5.60	6.723	2.60	4.14	2.634	0.232	0.611	0.141747	0.005099	16.30	43
77848	11.10	8.052	2.80	5.09	4.898	0.226	1.107	0.250092	0.008001	22.70	32
77059	15.20	13.137	3.20	5.67	4.097	0.331	1.356	0.448857	0.018406	28.60	43

Тип	$W_{\text{tcu}}$ [г]	$W_{\text{tfc}}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$	$W_a$	$A_p$	$K_g$	$A_t$	$AL^{(1)}$
					$A_c$	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>4</sup> ]	[см <sup>3</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[мГн]
77351	17.90	15.970	3.50	5.88	3.727	0.388	1.446	0.561153	0.024969	31.40	51
77894	22.30	29.070	4.10	6.35	2.320	0.654	1.517	0.992423	0.062916	39.80	75
77071	46.20	38.338	4.50	8.15	4.263	0.672	2.865	1.925420	0.114179	58.30	61
77586	61.40	28.443	4.40	8.95	8.681	0.454	3.941	1.789128	0.074166	64.40	38
77076	60.20	42.619	4.80	8.98	5.255	0.678	3.563	2.415897	0.137877	68.00	56
77083	85.30	73.839	5.70	9.84	3.910	1.072	4.191	4.492709	0.336608	87.50	81
77439	101.90	149.608	6.80	10.74	2.106	1.990	4.191	8.340010	0.971244	112.60	135
77090	136.90	109.089	6.40	11.63	4.497	1.340	6.026	8.075211	0.677485	117.20	86
77716	169.30	111.477	6.40	12.73	5.917	1.251	7.402	9.260268	0.720435	133.10	73
77110	233.30	144.544	7.00	14.300	6.474	1.444	9.348	13.498792	1.111049	164.70	75

### 3.43. Параметры тороидальных порошковых сердечников High Flux

Очертания порошковых сердечников High Flux показаны на **рис. 3.51**, а их размеры даны в **табл. 3.60**. Проектировочные данные для них приведены в **табл. 3.61**. Дополнительная информация содержится в главе 2.



**Рис. 3.51.** Очертания тороидальных порошковых сердечников High Flux

**Таблица 3.60. Размеры тороидальных порошковых сердечников High Flux**

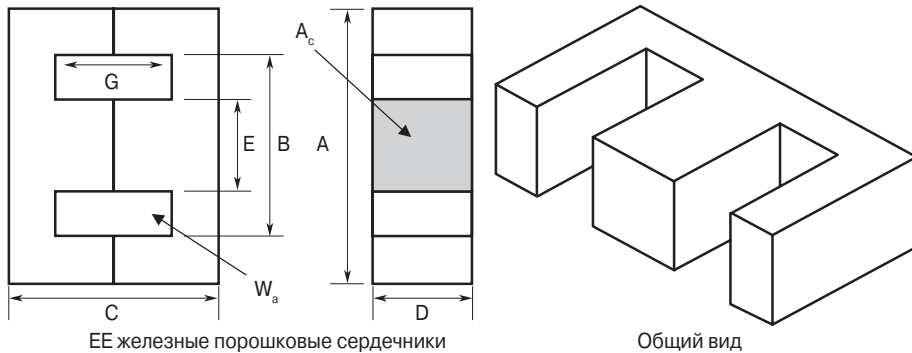
Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]	Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]	Тип	OD [см]	ID [см]	HT [см]
58021	0.699	0.229	0.343	58381	1.803	0.902	0.711	58076	3.670	2.150	1.135
58281	1.029	0.427	0.381	58848	2.110	1.207	0.711	58083	4.080	2.330	1.537
58291	1.029	0.427	0.460	58059	2.360	1.334	0.838	58439	4.760	2.330	1.892
58041	1.080	0.457	0.460	58351	2.430	1.377	0.965	58090	4.760	2.790	1.613
58131	1.181	0.584	0.460	58894	2.770	1.410	1.194	58716	5.170	3.090	1.435
58051	1.346	0.699	0.551	58071	3.380	1.930	1.143	58110	5.800	3.470	1.486
58121	1.740	0.953	0.711	58586	3.520	2.260	0.978				

**Таблица 3.61. Проектировочные данные для тороидальных порошковых сердечников High Flux**

Тип	$W_{\text{tcu}}$ [г]	$W_{\text{tfc}}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t$ [см <sup>2</sup> ]	$AL^{1)}$ [мГн]
					$A_c$						
58021	0.10	0.504	1.10	1.36	0.723	0.047	0.034	0.001610	0.000027	2.30	24
58281	0.70	1.222	1.40	2.18	1.729	0.075	0.130	0.009757	0.000204	4.80	25
58291	0.90	1.598	1.60	2.18	1.376	0.095	0.130	0.012359	0.000301	5.10	32
58041	1.50	1.692	1.60	2.38	1.500	0.100	0.150	0.14998	0.000375	5.60	32
58131	1.50	1.880	1.70	2.69	2.759	0.091	0.250	0.022735	0.00492	6.90	26
58051	2.50	2.726	2.00	3.12	3.175	0.114	0.362	0.041279	0.000961	9.30	27
58121	6.10	6.016	2.50	4.11	3.563	0.192	0.684	0.131267	0.003985	16.00	35
58381	5.60	7.238	2.60	4.14	2.634	0.232	0.611	0.141747	0.005099	16.30	43
58848	11.10	8.366	2.80	5.09	4.898	0.260	1.107	0.250092	0.008001	22.70	32
58059	15.20	14.100	3.20	5.67	4.097	0.331	1.356	0.448857	0.018406	28.60	43
58351	17.90	17.672	3.50	5.88	3.727	0.388	1.446	0.561153	0.024969	31.40	51
58894	22.30	31.772	4.10	6.35	2.320	0.654	1.517	0.992423	0.062916	39.80	75
58071	46.20	41.548	4.50	8.15	4.263	0.672	2.865	1.925420	0.114179	58.30	61
58586	61.40	30.926	4.40	8.95	8.681	0.454	3.941	1.789128	0.074166	64.40	38
58076	60.20	45.966	4.80	8.98	5.255	0.678	3.563	2.415897	0.137877	68.00	56
58083	85.30	81.310	5.70	9.84	3.910	1.072	4.191	4.492709	0.336608	87.50	81
58439	101.90	160.740	6.80	10.74	2.106	1.990	4.191	8.340010	0.971244	112.60	135
58090	136.90	115.620	6.40	11.63	4.497	1.340	6.026	8.075211	0.677485	117.20	86
58716	169.30	125.020	6.40	12.73	5.917	1.251	7.402	9.260268	0.720435	133.10	73
58110	233.30	155.100	7.00	14.300	6.474	1.444	9.348	13.498792	1.111049	164.70	75

### 3.44. Параметры железных порошковых ЕЕ-сердечников

На рис. 3.52 показаны очертания железных порошковых ЕЕ-сердечников, а в табл. 3.62 даны их размеры. Проектировочные данные для них приведены в табл. 3.63. Дополнительная информация имеется в главе 2.

**Рис. 3.52.** Очертания железных порошковых ЕЕ-сердечников**Таблица 3.62.** Размеры железных порошковых ЕЕ-сердечников

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]	Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]
DIN-16-5	1.640	1.130	1.630	0.462	0.462	1.200	DIN-42-15	4.280	3.070	4.220	1.500	1.200	3.070
EI-187	1.910	1.430	1.610	0.475	0.475	1.160	DIN-42-20	4.280	3.070	4.220	2.000	1.200	3.070
EE-24-25	2.540	1.910	1.910	0.635	0.635	1.270	EI-625	4.740	3.180	3.940	1.570	1.570	2.420
EI-375	3.490	2.540	2.910	0.953	0.953	1.960	DIN-55-21	5.610	3.860	5.540	2.080	1.730	3.830
EI-21	4.130	2.860	3.410	1.270	1.270	2.140	EI-75	5.690	3.810	4.760	1.890	1.890	2.900

**Таблица 3.63.** Проектировочные данные для железных порошковых ЕЕ-сердечников

Тип	$W_{\text{tcu}}$ [г]	$W_{\text{tfc}}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$ [см <sup>2</sup> ]	$W_a$ [см <sup>2</sup> ]	$A_p$ [см <sup>4</sup> ]	$K_g$ [см <sup>5</sup> ]	$A_t$ [см <sup>2</sup> ]	AL <sup>1)</sup> [мГн]
					$A_c$						
EI-187	7.5	5.5	3.8	4.10	2.451	0.226	0.554	0.125	0.00297	14.4	64
EI-24-25	14.3	12.2	5.0	5.10	2.010	0.403	0.810	0.326	0.01062	23.5	92
EI-375	37.1	40.1	6.7	7.40	1.714	0.907	1.555	1.411	0.07624	46.8	134
EI-21	50.2	80.8	8.2	8.40	1.071	1.610	1.725	2.777	0.21852	63.3	210
DIN-42-15	91.3	112.4	8.9	10.40	1.586	1.810	2.870	5.196	0.42050	84.4	195
DIN-42-20	101.5	149.6	9.9	10.40	1.191	2.410	2.870	6.918	0.67054	92.9	232
EI-625	65.2	141.1	9.4	9.5	0.785	2.480	1.948	4.831	0.50894	82.4	265
DIN-55-21	167.9	283.7	11.6	13.2	1.133	3.600	4.079	14.684	1.82699	141.3	275
EI-75	110.7	245.8	11.2	11.5	0.778	3.580	2.784	9.9667	1.27615	119.3	325

### 3.45. Параметры сендастовых порошковых ЕЕ-сердечников

На рис. 3.53 показаны очертания сендастовых порошковых ЕЕ-сердечников, а в табл. 3.64 даны их размеры. Проектировочные данные для них приведены в табл. 3.65. Дополнительная информация содержится в главе 2.

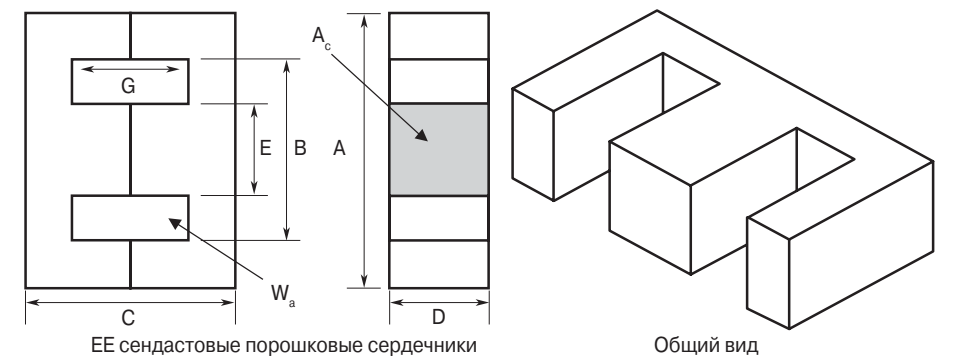


Рис. 3.53. Очертания сендастовых порошковых ЕЕ-сердечников

Таблица 3.64. Размеры сендастовых порошковых ЕЕ-сердечников

Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]	Тип	A [см]	B [см]	C [см]	D [см]	E [см]	G [см]
EI-187	1.910	1.430	1.610	0.475	0.475	1.160	DIN-42-15	4.280	3.070	4.220	1.500	1.200	3.070
EE-24-25	2.540	1.910	1.910	0.635	0.635	1.270	DIN-42-20	4.280	3.070	4.220	2.000	1.200	3.070
EI-375	3.490	2.540	2.910	0.953	0.953	1.960	DIN-55-21	5.610	3.860	5.540	2.080	1.730	3.830
EI-21	4.130	2.860	3.410	1.270	1.270	2.140							

Таблица 3.65. Проектировочные данные для сендастовых порошковых ЕЕ-сердечников

Тип	$W_{\text{тсu}}$ [г]	$W_{\text{тfc}}$ [г]	MLT [см]	$L_c$ [см]	$W_a$	$A_c$	$W_a$	$A_p$	$K_g$	$A_c$	$AL^{(1)}$
					$A_c$	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[см <sup>4</sup> ]	[см <sup>5</sup> ]	[см <sup>2</sup> ]	[мГн]
EI-24-25	14.3	13.1	5.0	4.85	2.010	0.403	0.810	0.326	0.01062	23.5	70
EI-375	37.1	40.8	6.7	6.94	1.714	0.907	1.555	1.411	0.07624	46.8	102
EI-21	50.2	82.6	8.2	7.75	1.071	1.610	1.725	2.777	0.21852	63.3	163
DIN-42-15	91.3	126.0	8.9	9.84	1.586	1.810	2.870	5.196	0.42050	84.4	150
DIN-42-20	101.5	163.0	9.9	9.84	1.191	2.410	2.870	6.918	0.67054	92.9	194
DIN-55-21	167.9	302.0	11.6	12.3	1.133	3.600	4.079	14.684	1.82699	141.3	219

# 4

## Использование окна сердечника, обмоточный провод и изоляция

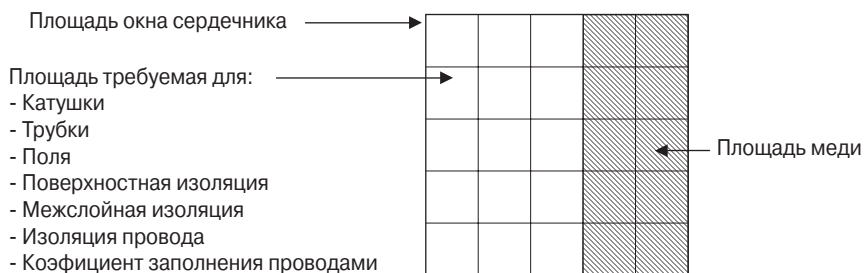
1	Коэффициент заполнения окна	150
2	Изоляция провода, $S_1$	151
3	Коэффициент заполнения обмоткой	152
4	Эффективная площадь окна	155
5	Коэффициент влияния изоляции	157
6	Заключение	158
7	Коэффициент заполнения окна для ферритовых сердечников с катушкой	159
8	Провод круглого и квадратного сечения с диаметром и стороной 0.0254 мм	161
9	Обмоточный провод	161
10	Плёночная изоляция обмоточного провода	162
11	Таблица проводов	163
12	Изоляция, которую можно паять	166
13	Укреплённый обмоточный провод	167
14	Базовая плёночная изоляция	167
15	Методы нанесения укрепляющего покрытия	168
16	Миниатюрный обмоточный провод прямоугольного сечения	168
17	Многожильный провод и поверхностный эффект	169
18	Уменьшение скин-эффекта в трансформаторах	170
19	Расчёт скин-эффекта в дросселе постоянного тока	171
20	Многожильный провод типа литцендрат	174
21	Эффект близости	175
22	Эффект близости в трансформаторах	176
23	Высокочастотные трансформаторы с многослойными обмотками	176
24	Анализ эффекта близости при помощи кривых Доула	179
25	Специальные провода	180
26	Провод с тройной изоляцией	181
27	Литцендрат с тройной изоляцией	182
28	Многожильный обмоточный провод	182
29	Стандартная фольга	183
30	Использование фольги	184
31	Расчёт средней длины витка	187
32	Расчёт средней длины витка тороидального сердечника	188
33	Расчёт сопротивления меди обмотки	188
34	Расчёт веса меди	188
35	Электрический изоляционный материал	189
36	Источники	189

## 4.1. Коэффициент заполнения окна

Коэффициент заполнения окна  $K_u$  определяет количество меди, которое появляется в площади окна трансформатора или дросселя. Коэффициент использования окна определяется пятью главными факторами:

1. Толщиной изоляции провода,  $S_1$ .
2. Фактором укладки проводов в окне (обмотка рядовая или внавал),  $S_2$ .
3. Эффективной площадью окна (при использовании тороида – диаметром отверстия, необходимым для прохождения челнока),  $S_3$ .
4. Толщиной межслойной изоляции в многообмоточных конструкциях,  $S_4$ .
5. Человеческим фактором (качество намотки).

В совокупности эти факторы определяют нормализованный коэффициент заполнения окна  $K_u = 0.4$ , что проиллюстрировано на **рис. 4.1**.



**Рис. 4.1.** Площадь окна, заполненная медью

Коэффициент заполнения окна  $K_u$  данного сердечника определяет площадь, занимаемую медью проводов обмотки, и рассчитывается по следующей формуле:

$$K_u = S_1 S_2 S_3 S_4, \quad (4.1)$$

где

$S_1$  = проводящая площадь / площадь провода;

$S_2$  = площадь, занимаемая обмоткой / площадь окна, пригодная к употреблению;

$S_3$  = площадь окна, пригодная к употреблению / вся площадь окна;

$S_4$  = площадь окна, пригодная к употреблению / площадь окна, пригодная к употреблению + изоляция,

в которых:

- проводящая площадь  $A_{W(B)}$  = площади, занимаемой медью;
- площадь провода  $A_W$  = площадь меди + площадь изоляции;
- площадь, занимаемая обмоткой = количество витков  $\times$  площадь провода одного витка;

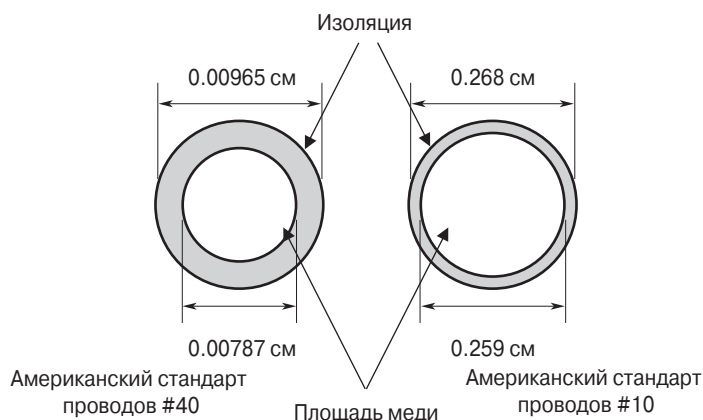
- площадь окна, пригодная к употреблению = полная площадь окна – площадь, определяемую техникой изготовления конкретной обмотки;
- площадь окна = полной площади окна;
- площадь, занимаемая изоляцией = площади использованной для изоляции обмоток.

## 4.2. Изоляция провода, $S_1$

При проектировании силовоточных или слаботочных трансформаторов отношение проводящей площади к полной площади провода может варьироваться от 0.941 до 0.673 в зависимости от диаметра провода.

На **рис. 4.2** толщина изоляции специально увеличена, чтобы продемонстрировать её место в общей площади провода. Например, для борьбы со скин-эффектом обмотка выполняется несколькими очень тонкими проводами, при этом занимаемая изоляцией площадь будет значительна, что сказывается на величине коэффициента заполнения окна  $K_u$  (рис. 4.2).  $S_1$  зависит не только от диаметра провода, но и от толщины изоляции. В табл. 4.1 дано отношение диаметра голого обмоточного провода к диаметру обмоточного провода с одинарной, усиленной, тройной и четверной изоляцией. При проектировании слаботочных трансформаторов целесообразно уменьшать  $S_1$  из-за возрастающей относительной толщины изоляционного материала.

$$S_1 = \frac{A_{W(B)}}{A_W}. \quad (4.2)$$



**Рис. 4.2.** Сравнение относительной толщины изоляции проводов разного диаметра



**Таблица 4.1. Данные обмоточных проводов**

Размер	Площадь голого провода [см <sup>2</sup> ]	Одиночная изоляция	Усиление изоляции	Тройная изоляция	Четвёртая изоляция
10	0.1019	0.961	0.930	0.910	0.880
15	0.0571	0.939	0.899	0.867	0.826
20	0.0320	0.917	0.855	0.812	0.756
25	0.0179	0.878	0.793	0.733	0.662
30	0.0100	0.842	0.743	0.661	0.574
35	0.0056	0.815	0.698	0.588	0.502
40	0.0031	0.784	0.665	0.544	0.474

### 4.3. Коэффициент заполнения обмоткой

$S_2$  – коэффициент заполнения обмоткой, или слой провода в площади окна, пригодной для заполнения. Когда плотно наматывается большое количество витков на гладкую поверхность, то длина обмотки отличается от расчётной величины на 10...15% в зависимости от диаметра провода. Посмотрите **рис. 4.3**. Слой провода зависит от натяжения, диаметра и техники намотки, определяемой мастерством оператора. Коэффициент заполнения слоя проводом рядовой намотки катушки указан в **табл. 4.2**, а в **табл. 4.3** – для намотки внавал.

**Таблица 4.2. Коэффициент заполнения слоя проводом для рядовой намотки на катушку**

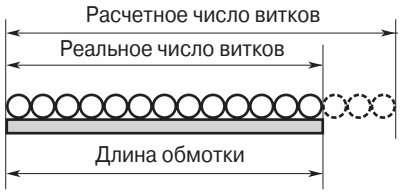
Стандарт American Wire Gage <sup>1)</sup>	Insulated Wire	Изолированный провод. Диаметр [см]	Фактор заполнения
10...25	0.1051...0.0199	0.2670...0.0505	0.90
26...30	0.0178...0.0116	0.0452...0.0294	0.89
31...35	0.0105...0.0067	0.0267...0.0170	0.88
36...38	0.0060...0.0049	0.0152...0.0124	0.87
39...40	0.0043...0.0038	0.0109...0.0096	0.86
41...44	0.0034...0.0025	0.00863...0.00635	0.85

<sup>1)</sup> Внешний диаметр обмоточного провода с усиленной изоляцией.

**Таблица 4.3. Фактор заполнения слоя проводом для случая намотки катушки внавал**

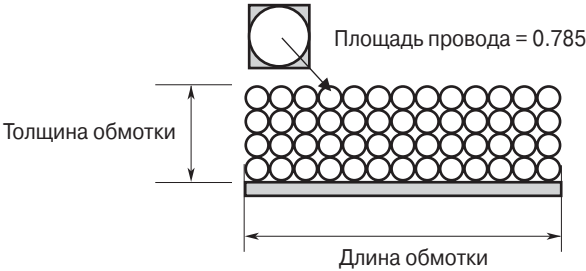
Стандарт American Wire <sup>1)</sup> Gage <sup>1)</sup>	Insulated Wire OD (inch)	Изолированный провод. Диаметр [см]	Фактор заполнения слоя
10...22	0.1051...0.0276	0.267...0.0701	0.90
23...39	0.0623...0.0109	0.0249...0.0043	0.85
40...44	0.0038...0.0025	0.0096...0.00635	0.75

<sup>1)</sup> Внешний диаметр обмоточного провода с усиленной изоляцией.



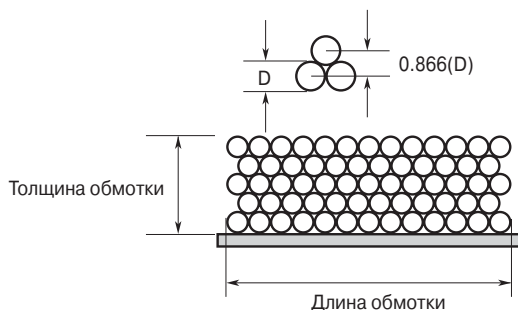
**Рис. 4.3.** Возможное число витков на единицу длины

Возможны два идеальных способа организации выполнения обмоток – «квадратный» и «гексагональный», показанные на **рис. 4.4** и **4.5** соответственно. Простейший способ намотки – это укладка проводов «виток к витку» и «слой над слоем», как показано на **рис. 4.4**. Коэффициент заполнения обмоткой в этом случае теоретически равен 0.785.



**Рис. 4.4.** «Квадратный» способ укладки проводов. Теоретический коэффициент заполнения равен 0.785

Более высокий коэффициент заполнения может быть получен в случае «гексагонального» способа укладки проводов обмотки, как показано на **рис. 4.5**. Этот способ намотки обеспечивает теоретический коэффициент заполнения, равный 0.907.

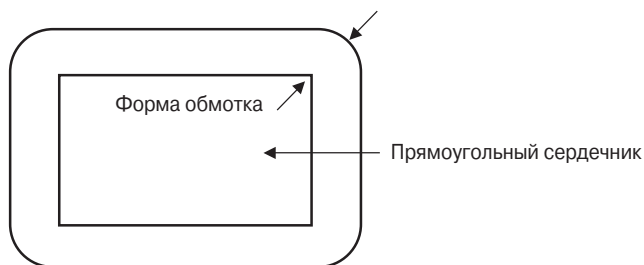


**Рис. 4.5.** «Гексагональный» способ укладки проводов обмотки. Теоретический коэффициент заполнения равен 0.907

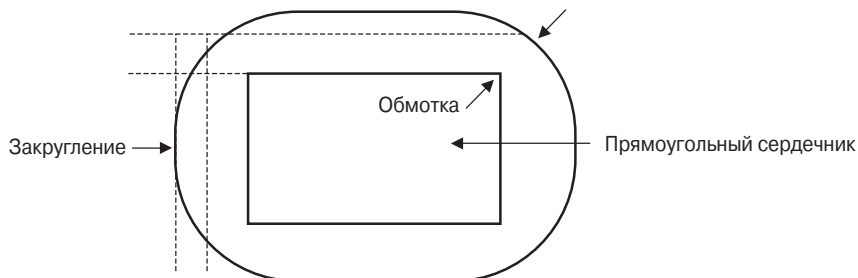
Коэффициент заполнения 0.785 при «квадратном» способе укладки проводов почти недостижим при ручной намотке без межслойной изоляции. Любая межслойная изоляция снижает коэффициент заполнения.

Коэффициент заполнения 0.907 при «гексагональном» способе укладки проводов тоже трудно достижим. Такой способ намотки реален при малом количестве витков. Если количество слоёв больше трёх, то намотка делается беспорядочной.

Идеальная намотка на прямоугольную катушку показана на **рис. 4.6**. На самом деле реальная высота обмотки может быть больше, чем рассчитанная из-за её закруглённой формы, как показано на **рис. 4.7**.



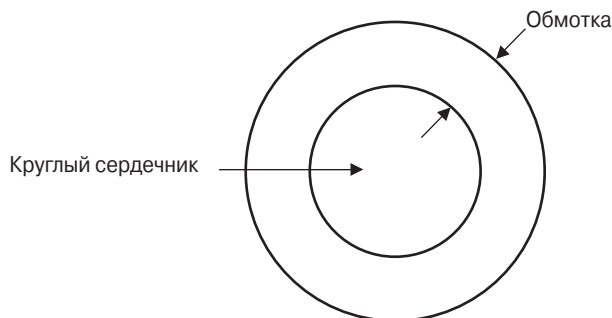
**Рис. 4.6.** Идеальная намотка на прямоугольную катушку



**Рис. 4.7.** Закругления трансформаторных обмоток

Величина закругления зависит от числа витков и высоты обмотки. Обычно реальная толщина обмотки должна быть уменьшена на 15...20%. При намотке на круглую катушку этим эффектом можно пренебречь. Таким образом, учитывая особенности разных способов намотки, можно сказать, что коэффициент заполнения обмоткой не более 0.61. Возможны отклонения, связанные с правильным выбором катушки, числа витков и диаметра провода.

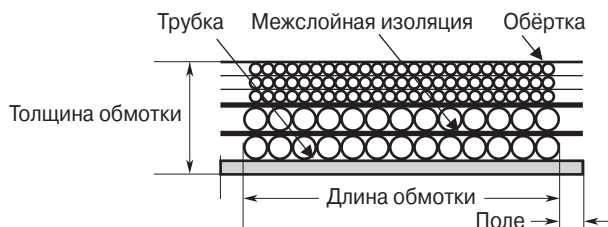
Для устранения эффекта вспучивания обмотки целесообразно использовать круглую катушку, как показано на **рис. 4.8**. При этом получается наиболее компактная конструкция. Кроме того, минимизируется индуктивность рассеивания, определяемая формой обмотки.



**Рис. 4.8.** Круглая катушка гарантирует минимальный размер конструкции

## 4.4. Эффективная площадь окна

Эффективная площадь окна  $S_z$  определяет, какая доля полной площади может быть занята обмоткой. Площадь, занятая обмоткой, определяется конфигурацией катушки. Рядовая намотка с использованием трубки в качестве каркаса требует оставления краевых полей, как показано на **рис. 4.9**. Размеры полей варьируются в зависимости от диаметра провода (см. **табл. 4.4**). Из рис. 4.9 и **табл. 4.4** видно, насколько поля уменьшают эффективную площадь окна. Существует промышленный стандарт, определяющий толщину межслойной изоляции. Эта толщина зависит от диаметра провода, как следует из **табл. 4.5**.



**Рис. 4.9.** Трансформаторные обмотки с полями

Таблица 4.4. Обмоточные поля в соответствии с AWG

Стандарт American Wire Gage	Толщина изоляции [см]
10...15	0.635
16...18	0.475
19...21	0.396
22...31	0.318
32...37	0.236
38...up	0.157

Таблица 4.5. Толщина межслойной изоляции

Стандарт American Wire Gage	Толщина изоляции [см]
10...16	0.02540
17...19	0.01780
20...21	0.01270
22...23	0.00760
24...27	0.00510
28...33	0.00381
34...41	0.00254
42...46	0.00127

Однокатушечная конструкция, показанная на **рис. 4.10**, для пластинчатого сердечника обеспечивает коэффициент заполнения окна в диапазоне 0.835...0.929 и 0.55...0.75 – для ферритового сердечника. Двухкатушечная конструкция, показанная на **рис. 4.11**, обеспечивает коэффициент заполнения ленточного С-сердечника 0.687...0.873.

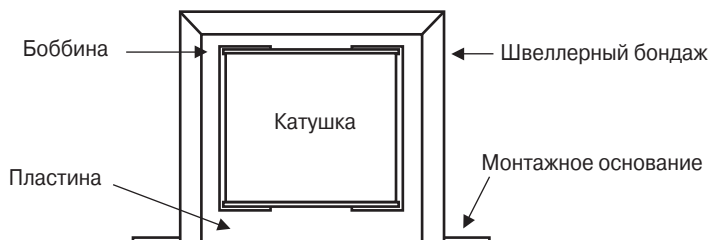
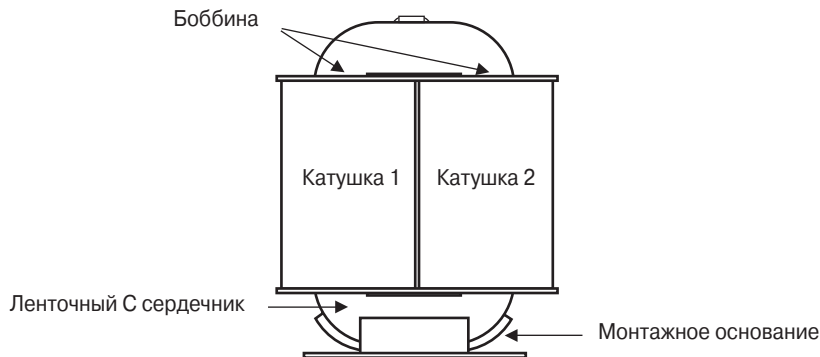


Рис. 4.10. Однокатушечная конструкция трансформатора



**Рис. 4.11.** Двухкатушечная конструкция трансформатора

В случае тороидального сердечника ситуация несколько другая. Тороид наматывается с помощью челнока, поэтому в центре конструкции должно быть оставлено место для его свободного прохождения. Если половину внутреннего диаметра оставить для челнока, то 75% площади окна останется для обмотки (**рис. 4.12**). Таким образом, коэффициент заполнения окна равен 0.75, что вполне согласуется с выше рассмотренными вариантами.



$$\text{Эффективная площадь окна } W_{a(\text{eff})} = 0.75\pi (ID)^2/4$$

**Рис. 4.12.** Эффективная намоточная площадь тороидального сердечника

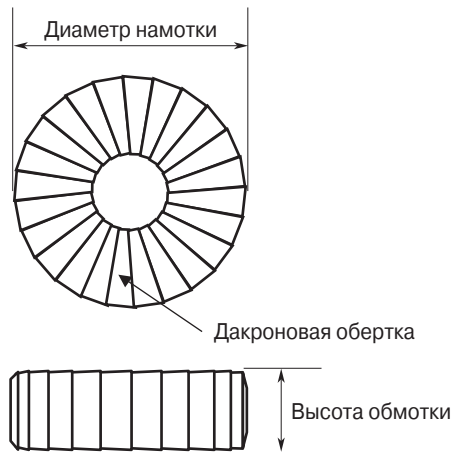
## 4.5. Коэффициент влияния изоляции

Коэффициент влияния изоляции  $S_4$  показывает, какая доля площади окна, пригодная для употребления, может быть занята изоляцией. Если у трансформатора много вторичных обмоток со значительным количеством изоляции,

коэффициент  $S_4$  должен быть уменьшен на 5...10% для каждой дополнительной вторичной обмотки. Частично из-за дополнительного пространства, занятого изоляцией, и частично из-за уменьшения коэффициента заполнения окна.

Коэффициент влияния изоляции не учтён на **рис. 4.12**, он принят равным 1.  $S_4$  сильно влияет на величину  $K_u$  из-за быстрого наложения изоляции в случае тороида, как показано на **рис. 4.13**. На этом рисунке видно, что толщина изоляции больше внутри тороида. Например, из **рис. 4.13** следует, что если для обёртки взята лента шириной 1.27 см с перекрытием 0.32 см на внешнем диаметре, то толщина перекрытия будет в четыре раза больше толщины ленты.

Следует заметить, что величина перекрытия зависит главным образом от диаметра тороида и требуемой ленты. Если при проектировании тороидальных компонентов оставлять половину внутреннего диаметра тороида для пропуска челнока, то останется вполне достаточно места для обёртки всей конструкции.



**Рис. 4.13.** Тороид в обёртке

## 4.6. Заключение

Автор надеется, что читателю понятны причины снижения коэффициента использования окна  $K_u$  до 0.4. Все факторы, определяющие степень использования окна, объяснены. Как было сказано в начале этой главы, хорошая аппроксимация коэффициента заполнения окна  $K_u = 0.4$ .

$$S_1 = \text{площадь, занятая проводником} / \text{площадь, занятая проводом} = 0.855, \#20 \text{ AWG.}$$

$$S_2 = \text{площадь, занятая обмоткой} / \text{площадь пригодная к употреблению} = 0.61.$$

$S_3$  = площадь, пригодная к употреблению / вся площадь окна = 0.75.

$S_4$  = площадь, пригодная к употреблению / площадь, пригодная к употреблению + изоляция = 1.

$$K_u = S_1 S_2 S_3 S_4. \quad (4.3)$$

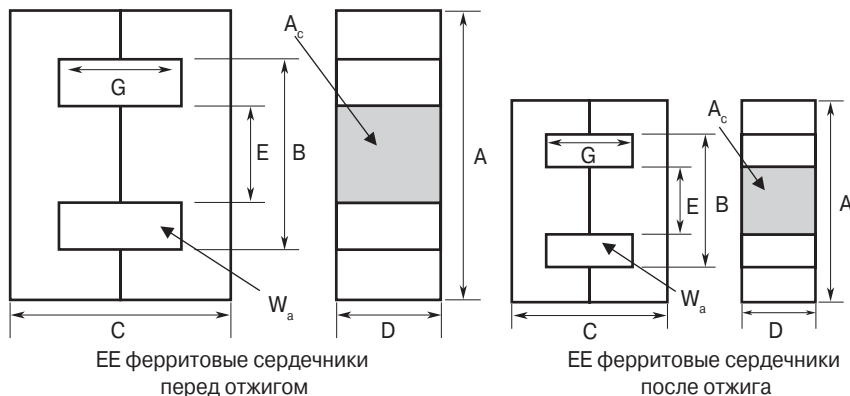
$$K_u = 0.855 \cdot 0.61 \cdot 0.75 \cdot 1.0 \approx 0.4$$

Это важный фактор, который может быть использован во всех случаях проектирования магнитных компонентов.

## 4.7. Коэффициент заполнения окна для ферритовых сердечников с катушкой

В высокочастотной силовой электронике чаще всего используются ферритовые сердечники с катушкой. Главной причиной этого являются хорошие частотные свойства ферритов и их достаточно низкая цена. Коэффициент заполнения окна  $K_u$  у ферритовых сердечников с катушкой меньше, чем у железных сердечников. Опытным проектировщикам этот факт известен.

Ферритовые материалы отжигаются в печи так же, как керамическая посуда. После отжига наблюдается сжатие изделия. Степень сжатия зависит от производственного процесса и может составлять 15...30%, как показано на **рис. 4.14**. Производители стараются контролировать этот процесс с тем, чтобы размеры изделия удерживать в пределах допусков. Тем не менее разброс размеров получается существенно больше, чем у железных пластинчатых и ленточных сердечников. При изготовлении катушки это нужно учитывать, ибо он существенно уменьшает коэффициент использования площади окна катушки. Этот факт отражен в **табл. 4.6**.



**Рис. 4.14.** Ферритовый ЕЕ-сердечник до и после отжига



Таблица 4.6. Эффективная площадь окна

Сердечник	Окно [см <sup>2</sup> ]	Катушка [см <sup>2</sup> ]	Отношение В/В
RM-6	0.260	0.150	0.577
RM-8	0.456	0.303	0.664
RM-12	1.103	0.730	0.662
PQ-20/16	0.474	0.256	0.540
PQ-26/25	0.845	0.502	0.594
PQ-35/35	2.206	1.590	0.721
EFD-10	0.116	0.042	0.362
EFD-15	0.314	0.148	0.471
EFD-25	0.679	0.402	0.592
EC-35	1.571	0.971	0.618
EC-41	2.082	1.375	0.660
EC-70	6.177	4.650	0.753
<b>Пластины</b>			
EI-187	0.529	0.368	0.696
EI-375	1.512	1.170	0.774
EI-21	1.638	1.240	0.757

Всё это уменьшает энергетические возможности сердечника.

Они также снижаются из-за влияния скин-эффекта при работе на высоких частотах. Для уменьшения этого влияния обмотку следует выполнять пучком тонких проводов, а не одним толстым проводом эквивалентного сечения. Правильный выбор сечения провода для минимизации влияния скин-эффекта на данной частоте определяется уравнениями (4.5)...(4.9). Рассмотрим пример с максимальным сечением провода на частоте 100 кГц. Переоценим величину  $K_u$  из уравнения (4.3) для работы на частоте 100 кГц с сердечником с немагнитным зазором.

$$S_1 = \text{площадь, занятая проводником} / \text{площадь, занятая проводом} = 0.79, \text{ \#26 AWG.}$$

$$S_2 = \text{площадь, занятая обмоткой} / \text{площадь пригодная к употреблению} = 0.61.$$

$$S_3 = \text{площадь, пригодная к употреблению} / \text{вся площадь окна} = 0.6.$$

$$S_4 = \text{площадь, пригодная к употреблению} / \text{площадь, пригодная к употреблению} + \text{изоляция} = 1.$$

$$K_u = S_1 S_2 S_3 S_4. \tag{4.3}$$

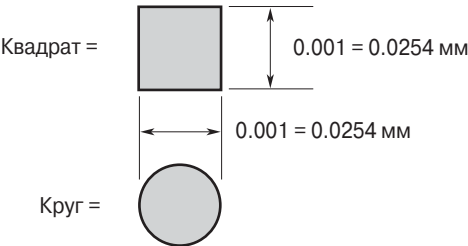
$$K_u = 0.79 \cdot 0.61 \cdot 0.6 \cdot 1 \approx 0.289.$$

### 4.8. Провод круглого и квадратного сечения с диаметром и стороной 0.0254 мм

0.0254 мм – это 0.001 дюйма. Плотность тока измеряется в [А/см²]. На **рис. 4.15** показано сечение квадратного и круглого провода. Квадрат со стороной 0.001 дюйма имеет площадь  $6.45 \cdot 10^{-6}$  см². Если известна площадь одного из них, то для нахождения площади другого можно использовать коэффициенты 1.2732 либо 0.7854.

$$500 \text{ см/А} \approx 400 \text{ А/см}^2.$$

$$1000 \text{ см/А} \approx 200 \text{ А/см}^2.$$



**Рис. 4.15.**

### 4.9. Обмоточный провод

Для обмоточных проводов используется один из трёх металлов, указанных в **табл. 4.7**. Чаще всего используется медь. Алюминий в три раза легче меди, но имеет почти в два раза большее сопротивление. Алюминий не поддаётся обычной пайке. Серебро имеет самую большую электропроводность, легко поддаётся пайке и на 20% тяжелее меди.

**Таблица 4.7. Свойства материала обмоточного провода**

Материал	Обозначение	Плотность [г/см³]	Удельное сопротивление [мОм/см]	Относительная плотность	Фактор веса	Температурный коэффициент
Медь	Cu	8.89	1.72	1	1	0.00393
Серебро	Ag	10.49	1.59	1.18	0.95	0.00380
Алюминий	Al	2.703	2.83	0.3	1.64	0.00410

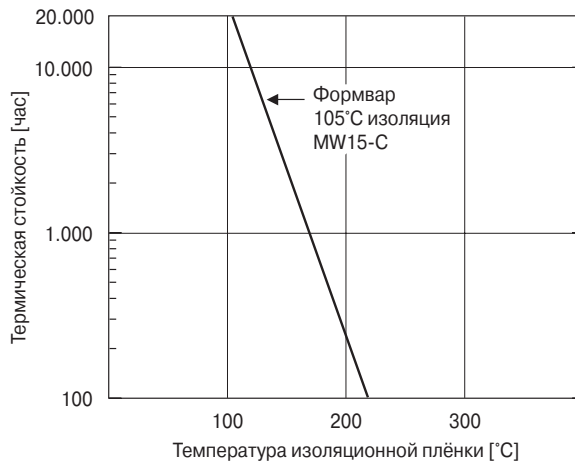
## 4.10. Плёночная изоляция обмоточного провода

Инженер должен быть уверен в том, что выбранный обмоточный провод соответствует требованиям технического задания, где в частности оговорена максимальная температура окружающей среды. Обмоточный провод подвергается воздействию суммарной температуры внешней среды и собственного нагрева провода и окружающих деталей. После расчёта температуры следует выбрать провод в соответствии с **табл. 4.8**, данные которой – лишь часть имеющихся в стандарте MW1000 NEMA.

**Таблица 4.8. Изоляция обмоточного провода**

Температурный класс	Тип изоляции	Диэлектрическая постоянная	NEMA Стандарт MW1000
105 °C	Полиуретан <sup>1)</sup>	6.20	MW-2-C
105 °C	Формвар	3.71	MW-15-C
130 °C	Полиуретан-нейлон <sup>1)</sup>	6.20	MW-28-C
155 °C	Полиуретан-155	6.20	MW-79-C
180 °C	Полиэстер-паяемый <sup>1)</sup>	3.95	MW-77-C
200 °C	Полиэстер-амид-имид	4.55	MW-35-C
220 °C	Полиимид (ML)	3.90	MW-16-C

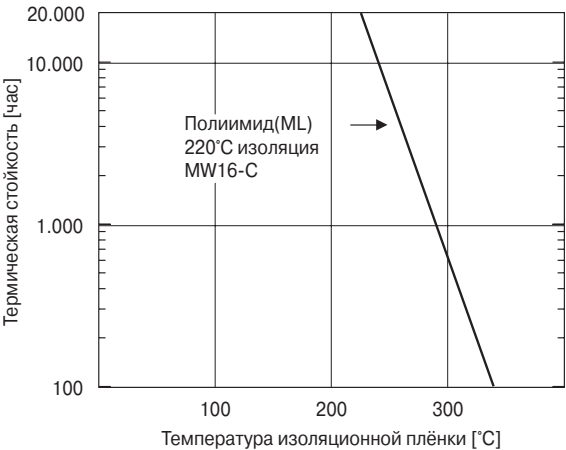
<sup>1)</sup>Паяемая изоляция



**Рис. 4.16. Термическая стойкость 105° C Формвар изоляции**

Недостаточно высокое значение максимальной рабочей температуры – ахиллесова пята обмоточного провода. Диапазон рабочих температур 105...220 °C. Изоляционная плёнка находится на поверхности провода, и поэтому она наи-

более чувствительна к перегрузкам. Правильный выбор изоляции определяет срок службы провода. Когда обмоточный провод подвергается термическим перегрузкам сверх допустимых величин, его срок службы сокращается, как показано на **рис. 4.16, 4.17**. Инженер должен быть очень внимательным к горячим точкам, дабы не уменьшить срок службы провода.



**Рис. 4.17.** Термическая стойкость 220 С Полиамидной изоляции

4.11. Таблица проводов

**Табл. 4.9** содержит сведения о проводах с усиленной плёночной изоляцией стандарта AWG. Площадь сечения голого провода дана в [см²] в колонке 2, а в колонке 3 она указана в круговых милах. Сопротивление дано в колонке 4 в [мкОм/см]. Колонки 5...13 характеризуют изоляционную плёнку. Вес провода в г/см дан в колонке 13.

**Табл. 4.10** определяет максимальный внешний диаметр провода с одиночной, усиленной, тройной и четверной изоляцией. Размеры указаны в [см] и [дюймах] в соответствии со стандартом AWG.

**Таблица 4.9. Таблица проводов**

AWG	Площадь голо- го провода		Со- про- тивле- ние 20° С	Усиленная синтетическая								
				Площадь		Диаметр		Витки на		Витки на		Вес
	[см² (10 <sup>-3</sup> )]	[круг. мил]		см² (10 <sup>-3</sup> )	[круг. мил]	[см]	[дюйм]	[см]	[дюйм]	[см²]	[дюйм²]	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
10	52.6100	10384.00	32.7	55.9000	11046.00	0.2670	0.105	3.9	10	11	69	0.46800
11	41.6800	8226.00	41.4	44.5000	8798.00	0.2380	0.094	4.4	11	13	90	0.37500

AWG	Площадь голо- го провода		Со- про- тивле- ние 20° С	Усиленная синтетическая								
				Площадь		Диаметр		Витки на		Витки на		Вес
	[см <sup>2</sup> (10 <sup>-3</sup> )]	[круг. мил]		см <sup>2</sup> (10 <sup>-3</sup> )	[круг. мил]	[см]	[дюйм]	[см]	[дюйм]	[см <sup>2</sup> ]	[дюйм <sup>2</sup> ]	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
12	33.0800	6529.00	52.1	35.6400	7022.00	0.2130	0.084	4.9	12	17	108	0.29770
13	26.2600	5184.00	65.6	28.3600	5610.00	0.1900	0.075	5.5	13	21	136	0.23670
14	20.8200	4109.00	82.8	22.9500	4556.00	0.1710	0.068	6.0	15	26	169	0.18790
15	16.5100	3260.00	104.3	18.3700	3624.00	0.1530	0.060	6.8	17	33	211	0.14920
16	13.0700	2581.00	131.8	14.7300	2905.00	0.1370	0.054	7.3	19	41	263	0.11840
17	10.3900	2052.00	165.8	11.6800	2323.00	0.1220	0.048	8.2	21	51	331	0.09430
18	8.2280	1624.00	209.5	9.3260	1857.00	0.1090	0.043	9.1	23	64	415	0.07474
19	6.5310	1289.00	263.9	7.5390	1490.00	0.0980	0.039	10.2	26	80	515	0.05940
20	5.1880	1024.00	332.3	6.0650	1197.00	0.0879	0.035	11.4	29	99	638	0.04726
21	4.1160	812.30	418.9	4.8370	954.80	0.0785	0.031	12.8	32	124	800	0.03757
22	3.2430	640.10	531.4	3.8570	761.70	0.0701	0.028	14.3	36	156	1003	0.02965
23	2.5880	510.80	666.0	3.1350	620.00	0.0632	0.025	15.8	40	191	1234	0.02372
24	2.0470	404.00	842.1	2.5140	497.30	0.0566	0.022	17.6	45	239	1539	0.01884
25	1.6230	320.40	1062.0	2.0020	396.00	0.0505	0.020	19.8	50	300	1933	0.01498
26	1.2800	252.80	1345.0	1.6030	316.80	0.0452	0.018	22.1	56	374	2414	0.01185
27	1.0210	201.60	1687.0	1.3130	259.20	0.0409	0.016	24.4	62	457	2947	0.00945
28	0.8046	158.80	2142.0	1.0515	207.30	0.0366	0.014	27.3	69	571	3680	0.00747
29	0.6470	127.70	2664.0	0.8548	169.00	0.0330	0.013	30.3	77	702	4527	0.00602
30	0.5067	100.00	3402.0	0.6785	134.50	0.0294	0.012	33.9	86	884	5703	0.00472
31	0.4013	79.21	4294.0	0.5596	110.20	0.0267	0.011	37.5	95	1072	6914	0.00372
32	0.3242	64.00	5315.0	0.4559	90.25	0.0241	0.010	41.5	105	1316	8488	0.00305
33	0.2554	50.41	6748.0	0.3662	72.25	0.0216	0.009	46.3	118	1638	10565	0.00241
34	0.2011	39.69	8572.0	0.2863	56.25	0.0191	0.008	52.5	133	2095	13512	0.00189
35	0.1589	31.36	10849.0	0.2268	44.89	0.0170	0.007	58.8	149	2645	17060	0.00150
36	0.1266	25.00	13608.0	0.1813	36.00	0.0152	0.006	62.5	167	3309	21343	0.00119
37	0.1026	20.25	16801.0	0.1538	30.25	0.0140	0.006	71.6	182	3901	25161	0.00098
38	0.0811	16.00	21266.0	0.1207	24.01	0.0124	0.005	80.4	204	4971	32062	0.00077
39	0.0621	12.25	27775.0	0.0932	18.49	0.0109	0.004	91.6	233	6437	41518	0.00059
40	0.0487	9.61	35400.0	0.0723	14.44	0.0096	0.004	103.6	263	8298	53522	0.00046
41	0.0397	7.84	43405.0	0.0584	11.56	0.0086	0.003	115.7	294	10273	66260	0.00038

AWG	Площадь голо- го провода		Со- про- тивле- ние 20° C	Усиленная синтетическая								
				Площадь		Диаметр		Витки на		Витки на		Вес
	[см <sup>2</sup> (10 <sup>-3</sup> )]	[круг. мил]		см <sup>2</sup> (10 <sup>-3</sup> )	[круг. мил]	[см]	[дюйм]	[см]	[дюйм]	[см <sup>2</sup> ]	[дюйм <sup>2</sup> ]	[г/см]
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
42	0.0317	6.25	54429.0	0.0456	9.00	0.0076	0.003	131.2	333	13163	84901	0.00030
43	0.0245	4.84	70308.0	0.0368	7.29	0.0069	0.003	145.8	370	16291	105076	0.00023
44	0.0202	4.00	85072.0	0.0316	6.25	0.0064	0.003	157.4	400	18957	122272	0.00020

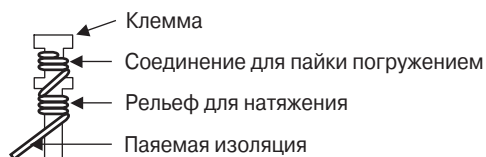
Таблица 4.10. Размер обмоточного провода в плёночной изоляции

Номер провода по AWG	Максимальный диаметр			
	Одиночная изоляция [см]	Усиленная изоляция [см]	Тройная изоляция [см]	Четвёртая изоляция [см]
10	0.2677	0.2720	0.2753	0.2809
11	2.3901	0.2431	0.2461	0.2517
12	0.2134	0.2172	0.2202	0.2256
13	0.1905	0.1943	0.1971	0.2022
14	0.1702	0.1737	0.1765	0.1816
15	0.1521	0.1557	0.1585	0.1636
16	0.1356	0.1392	0.1417	0.1466
17	0.1214	0.1250	0.1275	0.1321
18	0.1082	0.1118	0.1143	0.1189
19	0.0970	0.1003	0.1026	0.1072
20	0.0866	0.0897	0.0919	0.0963
21	0.0777	0.0805	0.0828	0.0869
22	0.0693	0.0721	0.0742	0.0782
23	0.0620	0.0648	0.0668	0.0709
24	0.0554	0.0582	0.0602	0.6401
25	0.0495	0.0523	0.0544	0.0579
26	0.0442	0.0470	0.0488	0.0523
27	0.0396	0.0419	0.0437	0.0470
28	0.0353	0.0376	0.0394	0.0422
29	0.0320	0.0340	0.0358	0.0386
30	0.0284	0.0305	0.0323	0.0348

Номер провода по AWG	Максимальный диаметр			
	Одиночная изоляция [см]	Усиленная изоляция [см]	Тройная изоляция [см]	Четвёртая изоляция [см]
31	0.0254	0.0274	0.0292	0.0315
32	0.0231	0.0249	0.0267	0.0287
33	0.0206	0.0224	0.0241	0.0259
34	0.0183	0.0198	0.0213	0.0231
35	0.0163	0.0178	0.0193	0.0208
36	0.0147	0.0160	0.0175	0.0188
37	0.0132	0.0145	0.0157	0.0170
38	0.0119	0.0130	0.0142	0.0152
39	0.0104	0.0114	0.0127	0.0135
40	0.0094	0.0102	0.0112	0.0119
41	0.0084	0.0091	0.0102	0.0109
42	0.0076	0.0081	0.0094	0.0097
43	0.0066	0.0074	0.0084	0.0089
44	0.0061	0.0069	0.0076	0.0081

## 4.12. Изоляция, которую можно паять

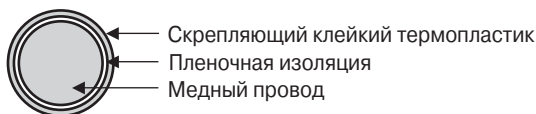
Паяемая изоляция – это специальная плёночная изоляция, которая используется в обмоточных проводах недорогих изделий большого объёма. Провод с такой изоляцией обматывается вокруг зажима или штырька, как показано на **рис. 4.18**. Затем контакт может быть залужен при определённой температуре без предварительной зачистки. Температурный диапазон окружающей среды для этого провода – 105...180 °С. Есть некоторые особенности в использовании такого провода. Перед использованием следует согласовать условия эксплуатации с производителем. Некоторые виды проводов с такой изоляцией не рекомендуется использовать там, где есть растягивающие перенапряжения. Некоторые виды этой изоляции размягчаются при длительном воздействии сильных растворителей, таких как алкоголь, ацетон и др.



**Рис. 4.18.** Провод в паяемой изоляции на клемме для пайки погружением

## 4.13. Укреплённый обмоточный провод

Поверхность укрепленных обмоточных алюминиевых или медных проводов покрыта клейким термопластиком, как показано на **рис. 4.19**. Этот провод используется в тех случаях, когда требуется скрепляющий фактор, который будет поддерживать форму катушки во время отжига в печи. Большинство клейких покрытий может быть размягчено при помощи растворителя или нагрева. Если катушка намотана нестандартно, помещена в какую-то ёмкость, нагрета до определённой температуры, то она сохранит первоначальную форму. Укреплённые обмоточные провода используются как арматура, полевые катушки и бескаркасные катушки.



**Рис. 4.19.** Поперечное сечение укрепленного обмоточного провода

## 4.14. Базовая плёночная изоляция

Все виды обычной плёночной изоляции могут быть покрыты клейким термопластиком, для того чтобы получить укрепленный провод.

Однако всё же нужно быть внимательным при выборе проводов, которые изолируются высокотемпературными плёнками, так как клейкий термопластик может не выдержать слишком высокой температуры (см. **табл. 4.11**). Значения температур в табл. 4.11 даны ориентировочно. Добавление клейкого покрытия поверх изоляционной плёнки увеличивает общий диаметр провода на ту же величину, как если бы он переходил из класса с единичной изоляцией в класс с усиленной изоляцией.

**Таблица 4.11. Укрепляющие покрытия**

Тип	Рабочая температура	Нагревающая активизирующая температура	Растворители, активизирующие вещества
Поливинил бутрал	105 °C	120...140 °C	Алкоголь
Эпоксид	130 °C	130...150 °C	Ацетон
Полиэстер	130 °C	130...150 °C	Ацетон
Нейлон	155 °C	180...220 °C	Нет



## 4.15. Методы нанесения укрепляющего покрытия

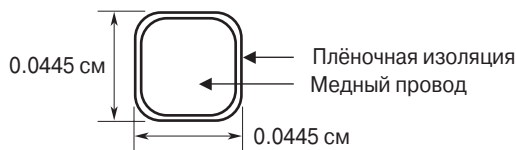
Тепловой метод может быть реализован с помощью печи с контролируемой температурой. Для обработки малогабаритных изделий можно использовать вентилятор с контролируемой температурой воздушного потока. В обоих случаях следует иметь в виду, что, трогая руками тёплые изделия, можно их деформировать.

Второй способ, по сути, тоже тепловой, только нужная температура достигается путём нагрева изделия при протекании тока через провод. При этом методе достигается равномерное распределение температуры по обмотке. Можно одновременно обрабатывать несколько катушек. Если обмотки соединить последовательно, то через них будет течь один и тот же ток. Катушки последовательно соединяются при помощи пайки, и напряжение поднимается до получения тока нужной величины.

Третий метод нанесения укрепляющего покрытия – протягивание проволоки через мягкую прокладку, пропитанную насыщенным раствором укрепляющего материала. Имеется много активирующих растворов, которые могут быть использованы: денатурат этил алкоголь, изопропил алкоголь, ацетон и др. Растворы всегда следует согласовывать с производителем при помощи самых современных рекомендаций по применению.

## 4.16. Миниатюрный обмоточный провод прямоугольного сечения

Развитие миниатюризации требует увеличения коэффициента заполнения медью заданной площади. Изолированный обмоточный провод прямоугольного сечения позволяет проектировать компактные катушки и снимать большую мощность на меньшем пространстве (табл. 4.12.) Такой провод может быть как медным, так и алюминиевым. Он выпускается как в паяемой, так и в высокотемпературной плёночной изоляции. Поперечное сечение такого обмоточного провода показано на рис. 4.20.



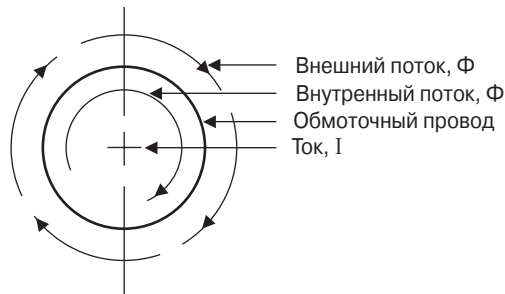
**Рис. 4.20.** Поперечное сечение усиленного обмоточного провода прямоугольного сечения

**Таблица 4.12. Обмоточный провод микропрямоугольного сечения**

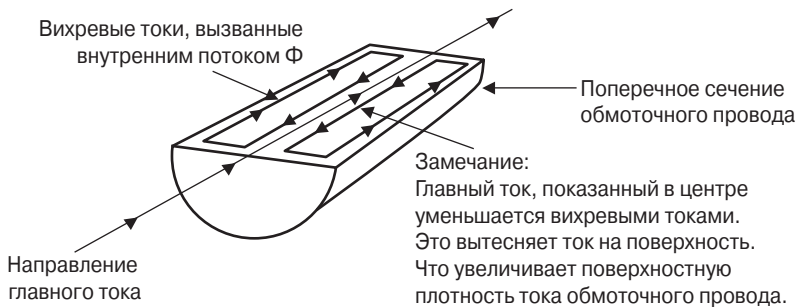
AWG	Ширина голового провода [см]	Ширина голового провода [дюйм]	Сечение [см <sup>2</sup> ]	Медь сопротив- ление [Ом/см]	Алюминий сопротив- ление [Ом/см]	Единичный ширина [см]	Усиленный ширина [см]
15	0.1450	0.0571	0.019614	0.0000879	0.000144	0.1483	0.1514
16	0.1290	0.0508	0.015228	0.0001132	0.000186	0.1323	0.1354
17	0.1151	0.0453	0.011816	0.0001459	0.000239	0.1184	0.1212
18	0.1024	0.0403	0.009675	0.0001782	0.000293	0.1054	0.1080
19	0.0912	0.0359	0.007514	0.0002294	0.000377	0.0940	0.0968
20	0.0813	0.0320	0.006153	0.0002802	0.000460	0.0841	0.0866
21	0.0724	0.0285	0.004786	0.0003602	0.000591	0.0749	0.0772
22	0.0643	0.0253	0.003935	0.0004382	0.000719	0.0668	0.0688
23	0.0574	0.0226	0.003096	0.0005568	0.000914	0.0599	0.0620
24	0.0511	0.0201	0.002412	0.0007147	0.001173	0.0536	0.0556
25	0.0455	0.0179	0.002038	0.0008458	0.001388	0.0480	0.0498
26	0.0404	0.0159	0.001496	0.0011521	0.001891	0.0427	0.0445
27	0.0361	0.0142	0.001271	0.0013568	0.002227	0.0389	0.0409
28	0.0320	0.0126	0.001006	0.0017134	0.002813	0.0348	0.0366
29	0.0287	0.0113	0.000787	0.0021909	0.003596	0.0312	0.0330
30	0.0254	0.0100	0.000587	0.0029372	0.004822	0.0277	0.0295

## 4.17. Многожильный провод и поверхностный эффект

Электронное оборудование сейчас работает на высоких частотах. При этом прогнозируемая эффективность его изменяется, так как равномерно по сечению проводника распределяется только низкочастотный или постоянный ток. Поток, генерируемый обмоточным проводом, показан на **рис. 4.21**. На высоких частотах наблюдается концентрация тока вблизи поверхности провода. Это явление называется «скин-эффект». Это результат воздействия магнитного потока, который генерирует вихревые токи в обмоточном проводе, как показано на **рис. 4.22**.



**Рис. 4.21.** Распределение потока в обмоточном проводе



**Рис. 4.22.** Вихревые токи, генерируемые в обмоточном проводе

## 4.18. Уменьшение скин-эффекта в трансформаторах

Скин-эффект возникает потому, что отношение сопротивления переменному току к сопротивлению постоянному току больше единицы. Степень влияния этого эффекта на высоких частотах на проводимость, магнитную проницаемость и индуктивность требует оценки в процессе проектирования оптимального размера проводника. Глубина проникновения скин-эффекта равна расстоянию от поверхности проводника, где плотность тока уменьшается до 37% от величины на поверхности.

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{f}} \cdot K \quad [\text{см}], \quad (4.5)$$

где  $\varepsilon$  – глубина проникновения;

$f$  – частота в герцах;

$K = 1$  для меди.

Выбирая провод для работы на высоких частотах, возьмите такой, у которого сопротивления переменному и постоянному току одинаковы.

$$R_R = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1. \quad (4.6)$$

Для оценки диаметра провода, работающего на частоте 100 кГц, можно использовать соотношение (4.5).

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{100000}} \cdot 1 = 0.0209 \quad [\text{см}] \quad (4.7)$$

В соответствии со стандартом AWG диаметр провода определяется следующим соотношением:

$$D_{AWG} = 2\varepsilon \quad [\text{см}], \quad (4.8)$$

$$D_{AWG} = 0.0418 \quad [\text{см}].$$

Площадь сечения голого провода определяется следующим образом:

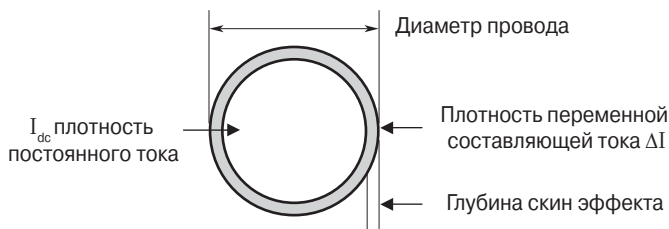
$$A_{w(B)} = \frac{\pi D^2}{4} [\text{см}^2]. \quad (4.9)$$

$$A_{w(B)} = 0.00137 \quad [\text{см}^2]$$

Ближайшим к нему является стандартный провод сечением 0.00128 см<sup>2</sup> (см. табл. 4.9).

## 4.19. Расчёт скин-эффекта в дросселе постоянного тока

В дросселях постоянного тока скин-эффект создаёт те же проблемы, что и в трансформаторах. Он зависит от величины переменной составляющей  $\Delta I$  тока. Постоянная составляющая тока дросселя протекает по центральной оси проводника, а переменная – вблизи поверхности, как показано на **рис. 4.23**.



**Рис. 4.23.** Распределение постоянной и переменной составляющих тока в проводе дросселя постоянного тока

Ниже рассмотрена процедура расчёта плотности высокочастотной составляющей тока дросселя в соответствии с рис. 4.23.

Глубина скин-эффекта:

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{f}} \cdot K \quad [\text{см}], \quad (4.10)$$

Требуемый диаметр медного провода:

$$D_{\text{AWG}} = \sqrt{\frac{4A_{\text{W(B)}}}{\pi}} \quad [\text{см}]. \quad (4.11)$$

$$D_n = D_{\text{AWG}} - 2\varepsilon \quad [\text{см}]. \quad (4.12)$$

Площадь, соответствующая диаметру  $D_n$ :

$$A_n = \frac{\pi D_n^2}{4} \quad [\text{см}^2]. \quad (4.13)$$

Площадь сечения, по которой течёт высокочастотная составляющая тока, определяется следующим соотношением:

$$A_{\text{W(ΔI)}} = A_{\text{W(B)}} - A_n \quad [\text{см}^2]. \quad (4.14)$$

Импульсы переменного тока дросселя имеют треугольную форму. Действующее значение этого тока рассчитывается следующим образом:

$$\Delta I_{\text{rms}} = I_{\text{pk}} \sqrt{1/3} \quad [\text{A}], \quad (4.15)$$

где  $I_{\text{pk}}$  – пиковое значение тока.

Плотность переменного тока  $\Delta I_{\text{rms}}$ :

$$\text{Вт/кг} = 0.000557 \cdot f^{1.68} \cdot B_{\text{ac}}^{1.86}. \quad (4.16)$$

$$\text{Вт/кг} = 0.000557 \cdot 47^{1.68} \cdot 1.6^{1.86}.$$

$$\text{Вт/кг} = 0.860.$$

Плотность переменного тока  $\Delta I_{\text{rms}}$  не более плотности постоянного тока. На **рис. 4.24** показана зависимость глубины скин-эффекта от частоты. Отношение глубины скин-эффекта к радиусу провода по AWG в зависимости от частоты при  $R_{\text{ac}}/R_{\text{dc}} = 1$  показано на **рис. 4.25**.

В **табл. 4.13** показано, как меняется с частотой отношение сопротивления переменному току к сопротивлению постоянному току стандартных проводов AWG. Из этой таблицы следует, что максимальный размер провода в преобразователе, работающем на частоте 100 кГц должен соответствовать номеру 26 AWG. Для него  $R_{\text{ac}}/R_{\text{dc}} = 1.001$ .

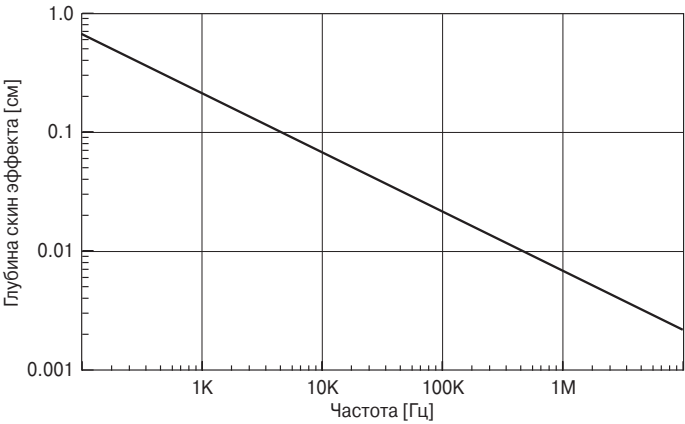


Рис. 4.24. Зависимость глубины скин-эффекта от частоты

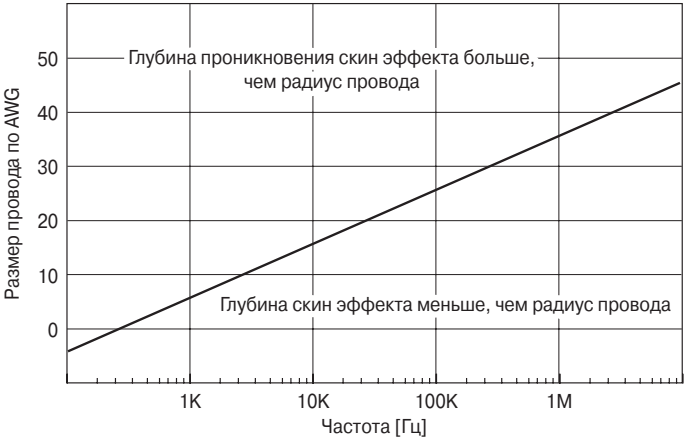


Рис. 4.25. Частота, на которой глубина скин-эффекта равна радиусу провода

Таблица 4.13. Отношение  $R_{ac}/R_{dc}$  проводов на разных частотах по данным AWG

AWG	$D_{(AWG)}$ [см]	25 кГц		50 кГц		100 кГц		200 кГц	
		$\varepsilon$	$R_{ac}$	$\varepsilon$	$R_{ac}$	$\varepsilon$	$R_{ac}$	$\varepsilon$	$R_{ac}$
		[см]	$R_{dc}$	[см]	$R_{dc}$	[см]	$R_{dc}$	[см]	$R_{dc}$
12	0.20309	0.041868	1.527	0.029606	2.007	0.020934	2.704	0.014802	3.699
14	0.16132	0.041868	1.300	0.029606	1.668	0.020934	2.214	0.014802	2.999
16	0.12814	0.041868	1.136	0.029606	1.407	0.020934	1.829	0.014802	2.447
18	0.10178	0.041868	1.032	0.029606	1.211	0.020934	1.530	0.014802	2.011

AWG	$D_{(AWG)}$ [см]	25 кГц		50 кГц		100 кГц		200 кГц	
		$\varepsilon$ [см]	$R_{ac}$	$\varepsilon$ [см]	$R_{ac}$	$\varepsilon$ [см]	$R_{ac}$	$\varepsilon$ [см]	$R_{ac}$
			$R_{dc}$		$R_{dc}$		$R_{dc}$		$R_{dc}$
20	0.08085	0.041868	1.001	0.029606	1.077	0.020934	1.303	0.014802	1.672
22	0.06422	0.041868	1.000	0.029606	1.006	0.020934	1.137	0.014802	1.410
24	0.05101	0.041868	1.000	0.029606	1.000	0.020934	1.033	0.014802	1.214
26	0.04052	0.041868	1.000	0.029606	1.000	0.020934	1.001	0.014802	1.078
28	0.03219	0.041868	1.000	0.029606	1.000	0.020934	1.000	0.014802	1.006
30	0.02557	0.041868	1.000	0.029606	1.000	0.020934	1.000	0.014802	1.000
Медный провод при 20° C									

## 4.20. Многожильный провод типа литцендрат

Название «литцендрат» происходит от немецкого слова, означающего «плетсти». Это провод, сплетённый из отдельных изолированных проводов. Многожильная конструкция минимизирует потери мощности от скин-эффекта в сравнении с одним проводом эквивалентного сечения. Минимальное и максимальное количество жил в стандартном литцендрате дано в табл. 4.14.

**Таблица 4.14. Стандартный литцендрат**

AWG	Минимум жил	Аппроксимация жил AWG	Максимум жил	Аппроксимация AWG
30	3	25	20	17.0
32	3	27	20	19.0
34	3	29	20	21.0
36	3	31	60	18.5
38	3	33	60	20.5
40	3	35	175	18.0
41	3	36	175	18.5
42	3	37	175	19.5
43	3	38	175	21.0
44	3	39	175	21.5
45	3	40	175	22.5
46	3	41	175	23.5
47	3	42	175	25.0
48	3	43	175	25.5

## 4.21. Эффект близости

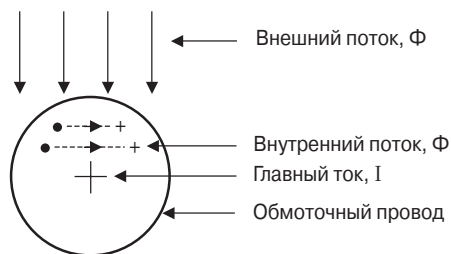
Сегодня рабочая частота ключевых источников электропитания лежит в диапазоне 50...500 кГц. В связи с этим приходится решать задачи, связанные со скин-эффектом и эффектом близости. Оба связаны с генерацией вихревых токов в обмоточном проводе.

Генерация вихревых токов, вызванная этими эффектами, определяется отношением сопротивлений переменному и постоянному току провода:

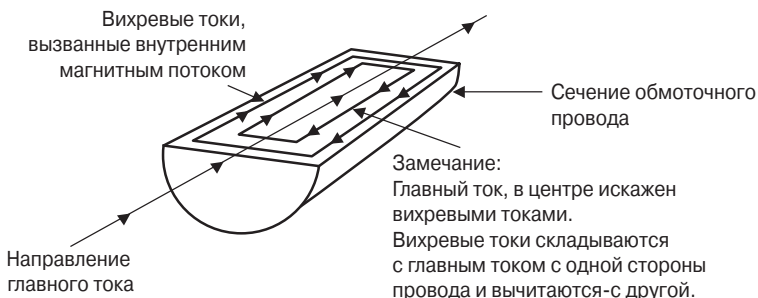
$$R_R = \frac{R_{ac}}{R_{dc}}. \quad (4.17)$$

Информация, приведённая здесь в отношении эффекта близости, заимствована из пяти публикаций, упомянутых в конце этой главы. Они содержат глубокий анализ потерь, связанных с эффектом близости, который выходит за рамки предложенного здесь анализа.

Эффект близости вызывается вихревыми токами, индуцированными в проводе, под влиянием магнитных полей, созданных вблизи расположенными проводами. Поток, обусловленный обмоточным проводом, представлен на **рис. 4.26**. Вихревые токи изменяют плотность тока. Это искажение есть результат воздействия магнитных силовых линий, генерирующих вихревые токи в проводе, которые, с одной стороны, складываются с основным током, а с другой – вычитаются, как показано на **рис. 4.27**.



**Рис. 4.26.** Распределение магнитного потока в обмоточном проводе



**Рис. 4.27.** Вихревые токи, генерируемые в обмоточном проводе



Сечение обмоточного провода с искажённой плотностью тока показано на рис. 4.28.

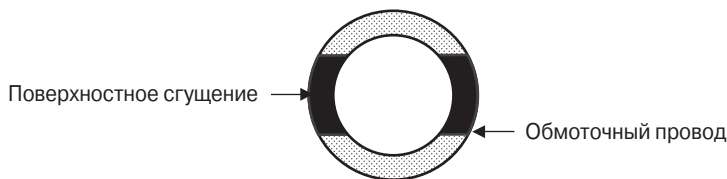


Рис. 4.28. Обмоточный провод с искажённой поверхностной плотностью тока

## 4.22. Эффект близости в трансформаторах

Эффект близости минимально влияет на режим работы трансформатора с однослойной вторичной обмоткой, как показано на рис. 4.29. Там же дана диаграмма низкочастотной магнитодвижущей силы (МДС). Для минимизации эффекта близости нужно проектировать трансформаторы с минимальным количеством слоёв обмоток. Для решения этой задачи необходимо выбрать сердечник с длинным низким окном.

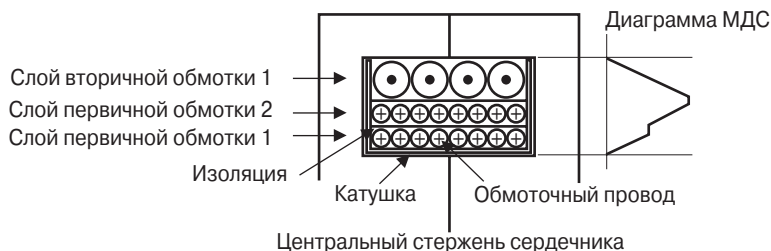


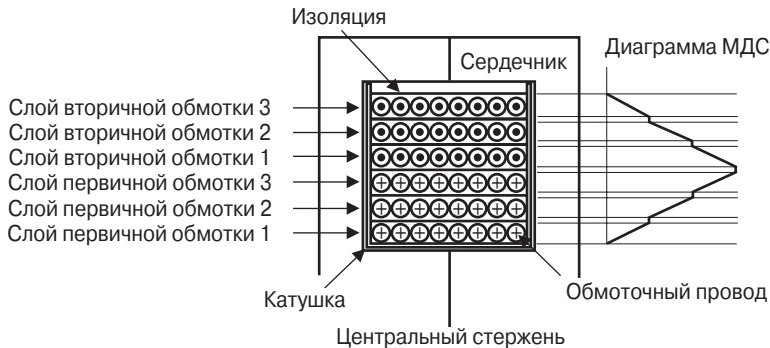
Рис. 4.29. Простой трансформатор с диаграммой МДС

## 4.23. Высокочастотные трансформаторы с многослойными обмотками

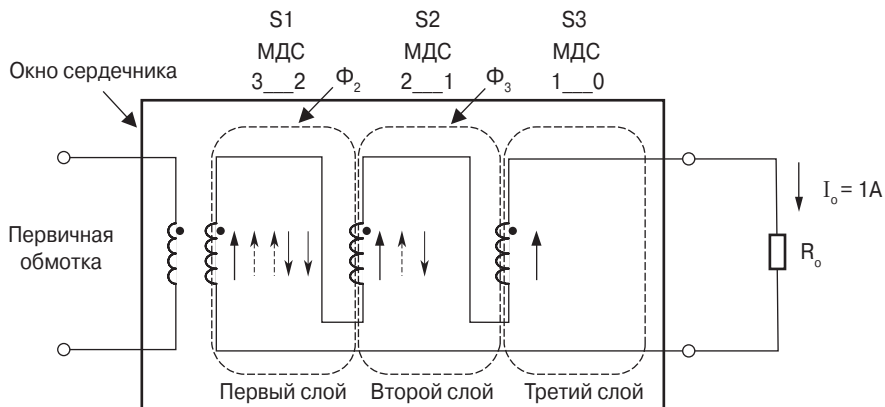
Эффект близости рассмотрен для трансформатора с равномерно распределённой трёхслойной вторичной обмоткой, как показано на рис. 4.30. На рис. 4.31 показана эквивалентная схема трансформатора с распределённой МДС. Предположим, что глубина проникновения высокой частоты равна 25%. Трансформатор имеет по 24 витка в первичной и вторичной обмотках и ток, равный 1 А. Магнитодвижущая сила  $F_m = 24 \text{ А Вит}$ .

$$F_m = NI \text{ (МДС)}. \quad (4.18)$$

В системе СГС:  $F_m = 0.8NI \text{ (МДС)}$ .



**Рис. 4.30.** Простой трансформатор с диаграммой МДС



- Ток нагрузки  $I_o = 1A$ .
- Ток  $I_g$ , индуцированный МДС в соседней обмотке благодаря току нагрузки.
- Ток  $I_c$ , индуцированный МДС для противодействия МДС тока, индуцированного соседней обмоткой.

**Рис. 4.31.** Эквивалентная схема трансформатора, показывающая влияние МДС

Эквивалентная схема, данная на рис. 4.31, используется для демонстрации влияния эффекта близости на слои обмоток трансформатора. Ток нагрузки  $I_o = 1A$ . Трансформатор имеет трёхслойную вторичную обмотку по 8 витков в каждом слое. Из-за скин-эффекта, или глубины проникновения, в каждом проводе используется только 25% площади его поперечного сечения. Поэтому ток сосредотачивается на этой доле площади.

Справа от  $S_3$  МДС = 0. Слева от  $S_3$  —  $F_m = 8A$  Вит.

1. Магнитное поле  $\Phi_3$ , созданное током нагрузки  $I_o = 1A$  в слое  $S_3$ , будет генерировать ток  $I_g$  в обмоточном слое  $S_2$ . Он течёт в направлении, противоположном нормальному току, и уменьшает ток нагрузки  $I_o$ .

МДС ( $F_m$ ) станет равной 16 А Вит, или  $I_c = 2$  А, чтобы сохранить первоначальный ток нагрузки  $I_0 = 1$  А.

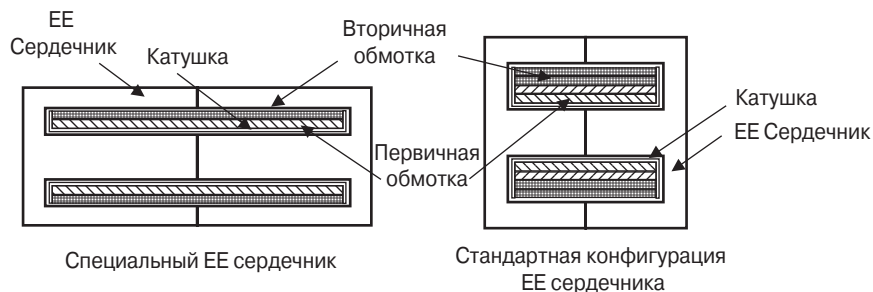
- Магнитное поле  $\Phi_2$ , установленное током нагрузки  $I_0$  и разница между токами  $I_c$  и  $I_g$  в слое  $S_2$ , вызовет ток  $2I_g$  в обмоточном слое  $S_1$ . Он противоположен нормальному току  $I_0$ . МДС станет равной 24 А Вит, или  $I_c = 3$  А, для того чтобы сохранить первоначальный ток нагрузки  $I_0 = 1$  А.

Если ток в каждом слое равен 1 А и в соответствии с глубиной проникновения скин-эффекта занимает лишь 25% площади сечения провода, то это значит, что отношение сопротивления переменному току к сопротивлению постоянному току  $R_R = 4:1$ . Поверхностные токи последующих слоёв становятся много больше, как было замечено выше. Токи обмоток табулированы в табл. 4.15. Там же даны суммарные значения токов.  $I_g$  – ток, индуцированный ближайшей обмоткой.  $I_c$  – противодействующий ток, индуцированный МДС.

**Таблица 4.15. Уровни вторичных токов**

Обмотка	$I_o$ [А]	$I_c$ [А]	$I_o + I_c$ [А]	$I_o^2 + I_c^2$ [А²]	$I_g$ [А]	Полный ток провода [А²]
S3	1	0	1	1	0	$(I_o + I_c)^2 = 1$
S2	1	1	2	4	1	$(I_o + I_c)^2 + (I_g)^2 = 5$
S1	1	2	3	9	2	$(I_o + I_c)^2 + (I_g)^2 = 13$

Из данных табл. 4.15 видно, что трансформаторы с многослойными обмотками, работающие на высоких частотах, рожают проблемы из-за эффекта близости. Потери из-за вихревых токов, обусловленных эффектом близости, растут экспоненциально по мере увеличения количества слоёв обмоток. Выбор сердечника с удлинённым окном и увеличенным отношением длины окна к его высоте позволяет уменьшить число слоёв обмоток, как показано на рис. 4.32.



**Рис. 4.32.** Сравнение стандартного ЕЕ-сердечника и ЕЕ-сердечника с удлинённым окном

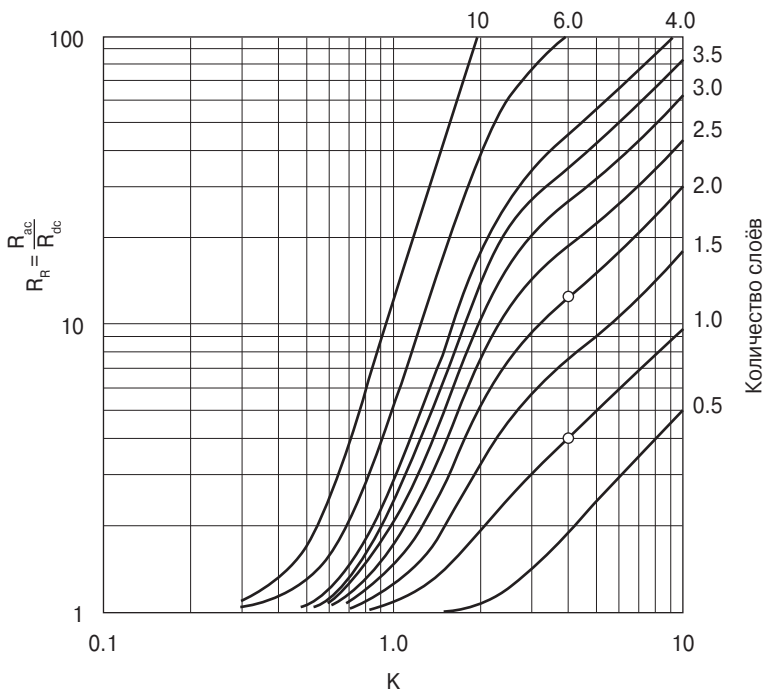
## 4.24. Анализ эффекта близости при помощи кривых Доула

Кривые Доула, относящиеся к эффекту близости, даны на **рис. 4.33**. Вертикальная шкала  $R_R$  – это отношение  $R_{ac}$  к  $R_{dc}$ . Горизонтальная шкала  $K$  – это отношение эффективной высоты проводника, или толщины слоя, к глубине проникновения  $\varepsilon$ . Справа от кривых указан параметр – количество сегментов обмотки. Слои обмоток разбиты на сегменты, что означает, что слои вторичной обмотки расположены между слоями первичной. Каждое такое подразделение и есть сегмент.

$$K = \frac{h\sqrt{F1}}{\varepsilon}, \quad (4.19)$$

где  $h = 0.866 D_{AWG}$ ,

$$F1 = \frac{ND_{AWG}}{\ell_w}. \quad (4.20)$$

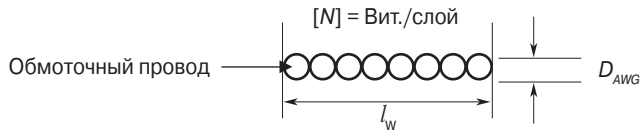


**Рис. 4.33.** Отношение сопротивлений переменному и постоянному току ( $R_{ac}/R_{dc}$ ), определяемое эффектом близости

Переменные уравнения (4.20) поясняются на **рис. 4.34**. Если  $ND_{\text{AWG}}/l_w$  равно единице, то соотношение (4.19) упрощается и переходит в соотношение (4.21).

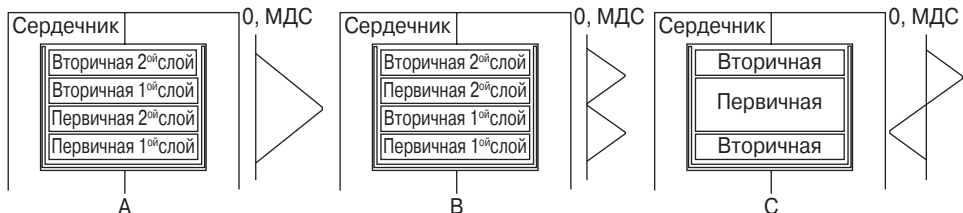
$$K = \frac{h}{\varepsilon}. \quad (4.21)$$

$$h = 0.866 D_{\text{AWG}}.$$



**Рис. 4.34.** Параметры слоя обмотки

Используя кривые рис. 4.33, сравните потери в трансформаторе *A* с двумя слоями обмоток и в трансформаторе *B*, в котором вторичная обмотка чередуется с первичной, как показано на **рис. 4.35**. Оба трансформатора *A* и *B* имеют одинаковые ампер-витки, но, поскольку в случае *B* обмотки чередуются, в нём максимальная МДС вдвое меньше, чем в случае *A*.



**Рис. 4.35.** Трансформаторы с различными вариантами исполнения первичной и вторичной обмоток

На рис. 4.33 есть вертикальная пунктирная линия, на которой  $K = 4$ . Эта линия пересекается с кривой 1 в точке  $R_r = 13$ . Таким образом, трансформатор *B* (кривая 1) с чередующимися обмотками в сравнении с трансформатором *A* (кривая 2) имеет сопротивление переменному току в 3.25 раза меньше.

Эффект близости с обусловленным им экспоненциальным ростом потерь является основной причиной определяющей потери в проводниках высокочастотных магнитных компонентов, особенно в случае многослойных обмоток.

## 4.25. Специальные провода

Производители проводов предлагают много новых идей, которыми может воспользоваться любой инженер, если у него есть время вникнуть в их суть и доверие к производителю.

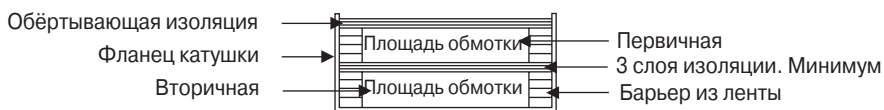
## 4.26. Провод с тройной изоляцией

Разработчики устройств с повышенными требованиями по безопасности должны обратиться к следующим стандартам:

1. VDE 0805;
2. IEC 950;
3. EN 60950;
4. UL 1950-3I;
5. CSA 950-95.

Инженер должен иметь в виду, что один стандарт не содержит указаний на все возможные варианты разработок. Например, стандарт IEC касается разработок офисной техники, электромедицинского оборудования, электрических приборов, оборудования обработки данных и т. д.

Первоначально стандарт IEC был разработан для 50 или 60 Гц трансформаторов и не способствовал оптимальному проектированию высокочастотных силовых трансформаторов. Комплексная структура высокочастотного импульсного трансформатора в стандарте IEC/VDE дана на **рис. 4.36**.

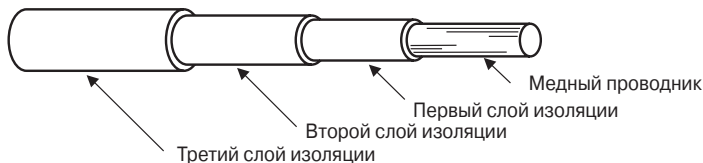


**Рис. 4.36.** Поперечное сечение катушки в соответствии со стандартом IEC/VDE

Компоновка любого импульсного трансформатора имеет первостепенное значение с точки зрения уменьшения потоков рассеивания.

Провод с тройной изоляцией был сделан, чтобы удовлетворить требованиям вышеупомянутого стандарта и исключить необходимость тройной изоляции между первичной и вторичной обмотками. Также этот провод исключает необходимость оставлять поля для предотвращения поверхностной утечки. Поэтому вся площадь катушки может быть использована для обмотки. Этот провод также можно использовать для выводов от обмоток к внешней схеме без использования изоляционной трубки.

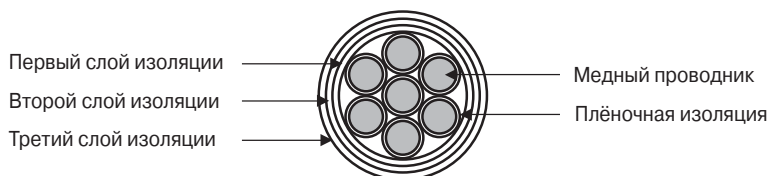
Конструкция провода с тройной изоляцией представлена на **рис. 4.37**. Максимальная рабочая температура – 105...180 °С. Размеры провода с толщиной покрытия 0.002 дюйма на слой даны в **табл. 4.16**. Другие размеры производителя Rubadue Wire Company упомянуты в списке источников в конце этой главы.



**Рис. 4.37.** Конструкция провода с тройной изоляцией

## 4.27. Литцендрат с тройной изоляцией

Высокочастотный литцендрат с тройной изоляцией показан на **рис. 4.38**. Толщина изоляционного слоя – 0.002...0.003 дюйма.



**Рис. 4.38.** Литцендрат с тройной изоляцией

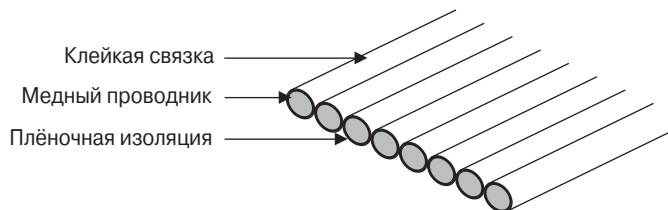
**Таблица 4.16. Размеры провода с тройной изоляцией**

AWG	Голый провод				Провод с изоляцией	
	Площадь [см <sup>2</sup> (10 <sup>-3</sup> )]	Диаметр [дюйм]	Диаметр [мм]	Сопротивление [мОм/см]	Диаметр [дюйм]	Дюйм [мм]
16	13.0700	0.0508	1.2903	132	0.0628	1.5951
18	8.2280	0.0403	1.0236	166	0.0523	1.3284
19	6.5310	0.0359	0.9119	264	0.0479	1.2167
20	5.1880	0.0320	0.8128	332	0.0440	1.1176
21	4.116	0.0285	0.7239	419	0.0405	1.0287
22	3.2430	0.0253	0.6426	531	0.373	0.9474
23	2.5880	0.0226	0.5740	666	0.0346	0.8788
24	2.0470	0.0201	0.5105	842	0.0321	0.8153
25	1.6230	0.0179	0.4547	1062	0.0299	0.7595
26	1.2800	0.0159	0.4039	1345	0.0279	0.7087
27	1.0210	0.0142	0.3607	1687	0.0262	0.6655
28	0.8046	0.0126	0.3200	2142	0.0246	0.6248
29	0.6470	0.0113	0.2870	2664	0.0233	0.5918
30	0.5067	0.0100	0.2540	3402	0.0220	0.5588
32	0.3242	0.0080	0.2032	5315	0.0200	0.5080
34	0.2011	0.0063	0.1600	8572	0.0183	0.4648
36	0.1266	0.0050	0.1270	13608	0.0170	0.4318
38	0.0811	0.0040	0.1016	21266	0.0160	0.4064

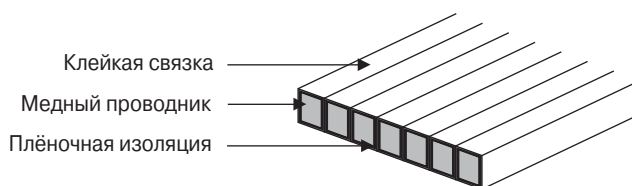
## 4.28. Многожильный обмоточный провод

Обмоточный провод, состоящий из нескольких соединённых жил, может использоваться во многих типах трансформаторов и дросселей. Такой провод, со-

стоящий из жил круглого сечения, показан на **рис. 4.39**, а на **рис. 4.40** показан такой же провод, но состоящий из жил квадратного сечения. Он может быть использован вместо фольги в случае низковольтной сильноточной вторичной обмотки или в качестве электростатического экрана.



**Рис. 4.39.** Обмоточный провод, состоящий из нескольких соединённых жил круглого сечения



**Рис. 4.40.** Обмоточный провод, состоящий из многих соединённых жил квадратного сечения

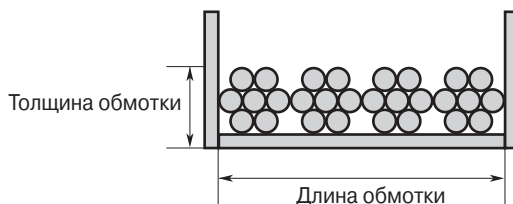
Ширина полосы этого провода может быть легко изменена так, чтобы как раз заполнить катушку. Его относительно просто наматывать. Провод снабжен необходимой изоляцией и в отличие от фольги не имеет острых краёв. Его не рекомендуется использовать в тех случаях, когда требуется обмотка с центральным выводом. Из-за большой межвитковой ёмкости часто лучше использовать многожильный провод с плёночной изоляцией (см. табл. 4.8).

## 4.29. Стандартная фольга

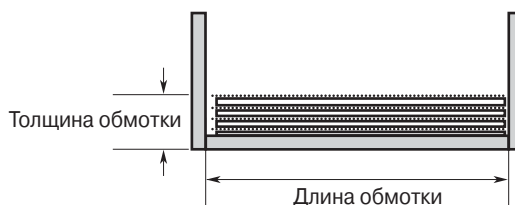
При использовании фольги вместо обмоточного провода сильно увеличивается коэффициент заполнения обмоткой. Широко распространены сильноточные высокочастотные преобразователи постоянного напряжения в постоянное. Главная причина, определяющая повышение рабочей частоты, – это уменьшение размеров преобразователя. Силовой трансформатор – это наиболее громоздкий элемент всего устройства. При проектировании высокочастотного трансформатора инженер стремится сделать его очень маленьким. При этом определяющим становится влияние скин-эффекта, что требует использования более тонкого провода обмотки. Если плотность тока не позволяет уменьшать диаметр провода, нужно использовать литцендрат. Чем тоньше провод, тем больше коэффициент заполнения обмоткой.



При использовании фольги коэффициент заполнения много больше, чем в случае использования литцендрата. Это хорошо видно при рассмотрении и сравнении **рис. 4.41** и **4.42**. В случае литцендрата очевидно, что определённая доля площади окна не может быть заполнена медью. Обмотка, выполненная фольгой, оптимально использует площадь окна (**рис. 4.42**). Межслойная изоляция минимальна ввиду тщательной обработки краёв фольги с целью уничтожения заусенцев (см. **рис. 4.46**).



**Рис. 4.41.** Слой обмотки при использовании литцендрата



**Рис. 4.42.** Слой обмотки при использовании фольги

## 4.30. Использование фольги

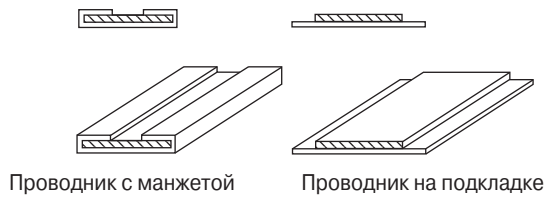
Проектирование трансформаторов и дросселей с использованием фольги – очень трудоёмкая задача, особенно если инженер занимается этим время от времени. Главное – разунзать, где достать материал. Преимуществами фольги являются способность проводить большой ток, способность работать на высокой частоте, высокая плотность заполнения пространства.

Коэффициент использования окна ( $K_v$ ) может быть больше, чем 0.6. Стандартные материалы для фольги – медь или алюминий. Стандартная толщина фольги, которую следует использовать – 1.0, 1.4, 2, 5 или 10 мил (1.0 мил =  $25.4 \cdot 10^{-3}$  мм).

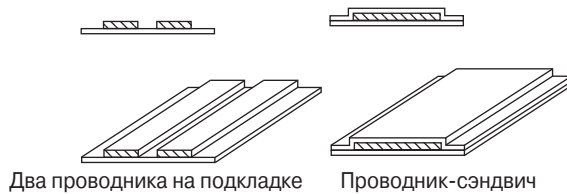
Можно использовать фольгу другой толщины, но лучше использовать стандартную. Будьте осторожны при использовании нестандартной толщины: она может не соответствовать заявленным параметрам, что создаст трудности при изготовлении. Стандартная ширина фольги может быть выбрана из следующего ряда:

0.25; 0.375; 0.50; 0.625; 0.75; 1.0; 1.25; 1.50; 2.00; 2.50; 3.00; 4.00 дюйма.

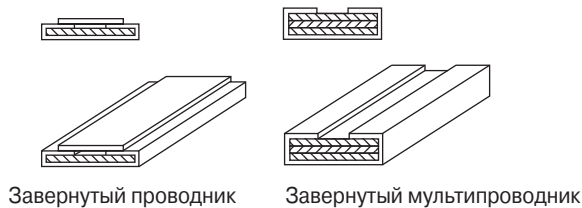
Также могут быть использованы различные конфигурации фольги, показанные на **рис. 4.43... 4.45**.



**Рис. 4.43.** Разновидности фольги

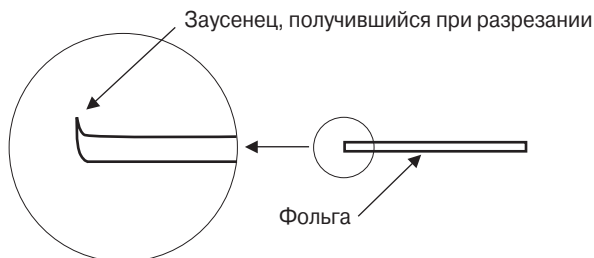


**Рис. 4.44.** Разновидности фольги



**Рис. 4.45.** Разновидности фольги

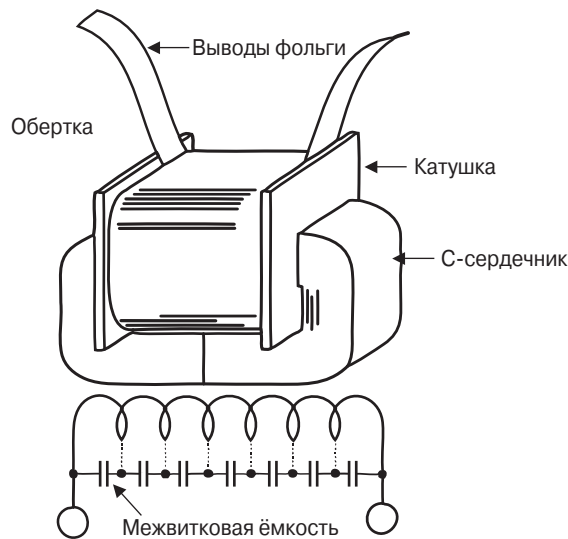
Часто в фольге делают специальные разрезы. При этом нужно внимательно следить за состоянием края фольги, чтобы на нём не было острых заусенцев (**рис. 4.46**). Отрезанный край нужно тщательно заглаживать, чтобы исключить возможность прокола изоляции, толщина которой должна быть не менее 1 мила.



**Рис. 4.46.** Край фольги с заусенцем после разреза

При намотке фольгой трансформаторов и дросселей специальное внимание нужно уделить выводам. Одна из трудных задач при использовании фольги – пайка выводов, которые могут повредить изоляцию и вызвать короткое замыкание. Изоляция, используемая для фольги, очень тонкая.

Фольга, используемая для намотки трансформаторов и дросселей, должна быть совершенно мягкой. Есть ещё одна проблема при использовании фольги – это межвитковая ёмкость, показанная на **рис. 4.47**. Эта ёмкость определяется выражением (4.22).



**Рис. 4.47.** ????????

$$C = 0.0885 \left( \frac{K(N-1)(MLT)(G)}{d} \right), \quad (4.22)$$

где  $K$  – диэлектрическая постоянная;

$MLT$  – средняя длина витка;

$N$  – число витков;

$G$  – ширина фольги [см];

$D$  – толщина межслойной изоляции [см].

В **табл. 4.17** можно найти величину диэлектрической постоянной различных материалов.

Таблица 4.17. Диэлектрические постоянные

Материал	К
Каптон	3.2...3.5
Майлар	3...3.5
Бумага	1.5...3.0
Номекс	1.6...2.9

## 4.31. Расчёт средней длины витка

Среднюю длину витка MLT нужно знать для расчёта сопротивления провода обмотки и её веса. Размеры, относящиеся к расчёту MLT для обмотки на трубке или катушке, даны на **рис. 4.48**.

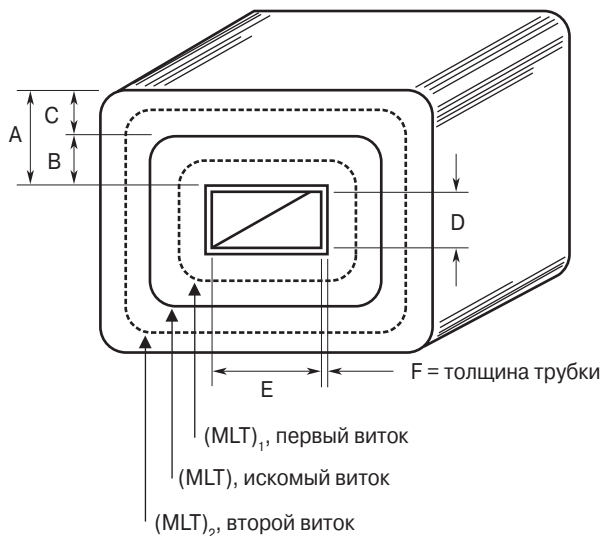


Рис. 4.48. Размеры, относящиеся к расчёту средней длины витка

$$MLT = 2(D + 2F) + 2(E + 2F) + \pi A. \quad (4.23)$$

$$MLT_1 = 2(D + 2F) + 2(E + 2F) + \pi B.$$

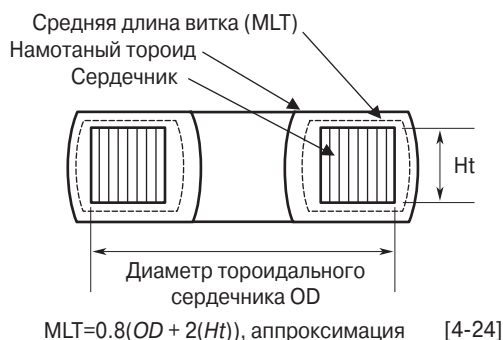
$$MLT_2 = 2(D + 2F) + 2(E + 2F) + \pi(2B + C).$$

Обозначения см. на рис. 4.48.

## 4.32. Расчёт средней длины витка тороидального сердечника

Очень трудно производить расчёт MLT тороидального сердечника. Существует слишком много способов намотки тороида. Если предполагается машинная намотка тороида, то нужно оставлять в центре специальное окно для прохода челнока. При ручной намотке внутренний диаметр окна и вес будут другими. Всё это зависит от мастерства намотчика. Хорошая аппроксимация для расчёта MLT тороида показана на **рис. 4.49**.

$$MLT = 0.8[OD + 2Ht]. \quad (4.24)$$



**Рис. 4.49.** Аппроксимация для расчёта средней длины витка тороида

## 4.33. Расчёт сопротивления меди обмотки

Для расчёта сопротивления постоянному току провода обмотки нужно знать длину ( $l$ ), площадь поперечного сечения ( $A_w$ ) провода и удельное сопротивление ( $\rho$ ) материала. Удельное сопротивление можно взять из табл. 4.7.

$$R_{dc} = \rho \frac{l}{A_w} \text{ [Ом]}. \quad (4.25)$$

## 4.34. Расчёт веса меди

Для расчёта веса меди обмотки необходимо знать длину провода ( $l$ ), площадь поперечного сечения ( $A_w$ ) провода и удельный вес ( $\lambda$ ) материала проводника. Величину ( $\lambda$ ) удельного веса в г/см<sup>3</sup> можно взять из табл. 4.7.

$$W_t = \lambda l A_w \text{ [Г]}. \quad (4.26)$$

## 4.35. Электрический изоляционный материал

Надёжность и срок службы магнитных компонентов зависят от уровня прикладываемого к изоляции воздействия. Однако, если при проектировании не проявлено мастерство, изоляция вам не поможет.

## 4.36. Источники

1. P. L. Dowell, "Effects of Eddy Currents in Transformer Windings," Proceedings IEE (UK), Vol. 113, No.8, August 1966, pp 1387-1394.
2. B. Carsten, "High Frequency Conductor Losses in Switch Mode Magnetics," High Frequency Power Converter Conference, 1986, pp 155-176.
3. L. Dixon, Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring, Unitrode Corp. Power Supply Seminar Handbook, Unitrode Corp., Watertown MA, 1988.
4. E. Snelling, Soft Ferrites, pp 341-348, Iliffe, London, 1969.
5. A. I. Pressman, Switching Power Supply Design, pp 298-317, McGraw-Hill, Inc., New York 1991.
6. E.C. Snelling, Soft Ferrites, CRC Press, Iliffe Books Ltd., 42 Russell Square, London, W.C.I, 1969.
7. Werner Osterland, "The Influence of Wire Characteristics on the Winding Factor and Winding Method," WIRE, Coburg, Germany. Issue 97, October 1968.
8. H. A. George, "Orthocyclic Winding of Magnet Wire Without Interleaving Materials," Insulation/Circuits, August 1976.
9. MWS Wire Industries, "Wire Catalog," Revised June, 1992, 31200 Cedar Valley Drive, Westlake Village, CA 91362.
10. Alpha-Core Inc. (Special Foils), 915 Pembroke Street, Bridgeport, CT 06608 Phone: (203) 335 6805.
11. Industrial Dielectrics West, Inc., (Special Foils), 455 East 9th Street, San Bernardino, CA 92410 Phone: (909) 381 4734.
12. Rubadue Wire Company, Inc., (Triple Insulated Wire), 5150 E. LaPalma Avenue, Suite 108, Anaheim Hills, CA 92807 Phone: (714) 693 5512, Email: \www.rubaduewirc.com.

# 5

## Этапы проектирования трансформатора

1	Введение	191
2	Общие проблемы проектирования	191
3	Способность передавать мощность	192
4	Взаимосвязь $A_p$ и способности сердечника передавать мощность	193
5	Взаимосвязь $K_g$ с диапазоном регулирования нагрузки и способностью передавать мощность	193
6	Произведение площадей трансформатора $A_p$	194
7	Объём трансформатора и произведение площадей $A_p$	194
8	Вес трансформатора и произведение площадей $A_p$	197
9	Площадь поверхности трансформатора в зависимости от произведения площадей $A_p$	198
10	Плотность тока трансформатора $J$ и произведение площадей сердечника $A_p$	202
11	Геометрия сердечника трансформатора и произведение площадей сердечника	204
12	Вес трансформатора в зависимости от диапазона регулирования нагрузки	206
13	Источники	208

## 5.1. Введение

Преобразовательные устройства силовой электроники требуют использования трансформаторов, которые часто являются наиболее тяжёлым и объёмным элементом всей преобразовательной схемы. Трансформаторы также оказывают решающее влияние на эффективность преобразовательного процесса. Соответственно, проектирование трансформатора определяет вес всей системы, её коэффициент полезного действия и стоимость. Из-за взаимозависимости всех этих показателей необходим разумный компромисс для достижения оптимального результата.

## 5.2. Общие проблемы проектирования

Проектировщик сталкивается с рядом проблем, характерных для любого трансформатора. Одной из них является выходная мощность  $P_o$  (произведение выходного напряжения и выходного тока), которую вторичная обмотка должны передать в нагрузку в пределах определённого диапазона изменения нагрузки. Другая проблема – это коэффициент полезного действия, который определяется потерями энергии в трансформаторе. Ещё одна задача заключается в том, чтобы определить максимальную температуру трансформатора при заданных параметрах окружающей среды.

Одним из определяющих шагов в процессе проектирования является выбор подходящего материала сердечника. Магнитные материалы, используемые при проектировании низко- и высокочастотных трансформаторов, указаны в табл. 5.1. Каждый из этих материалов имеет свою оптимальную область применения. Проектировщик должен знать цену кремниевого железа, никелевого железа, аморфного железа и ферритов.

**Таблица 5.1. Магнитные материалы и их характеристики**

Материал	Начальная магнитная проницаемость $\mu_i$	Индукция $B_s$ [Тл]	Температура Кюри [°C]	Коэрцитивная сила $H$ [Э]	Рабочая частота $F$ [Гц]
<b>Железные сплавы</b>					
Магнезил	1.5 K	1.5...1.8	750	0.4...0.6	<2 кГц
Супермендюр <sup>1)</sup>	0.8 K	1.9...2.2	940	0.15...0.35	<1 кГц
Ортонол	2K	1.42...1.58	500	0.1...0.2	<2 кГц
Пермаллой	12K...100K	0.66...0.82	460	0.02...0.04	<25 кГц
Супермаллой	10K...50 K	0.65...0.82	460	0.003...0.008	<25 кГц



Материал	Начальная магнитная проницаемость $\mu_i$	Индукция $B_s$ [Тл]	Температура Кюри [°C]	Коэрцитивная сила $H$ [Э]	Рабочая частота $F$ [Гц]
<b>Аморфные железа</b>					
2605-SC	3K	1.5...1.6	370	0.03...0.08	<250 кГц
2714A	20K	0.5...0.58	>200	0.008...0.02	<250 кГц
Vitro perm 500	30K	1.0...1.2	>200	<0.05	<250 кГц
<b>Ферриты</b>					
Mn-Zn	0.75...15K	0.3...0.5	100...300	0.04-0.25	<2 МГц
Ni-Zn	15...1500	0.3...0.5	150...450	0.3-0.5	<100 МГц
<sup>1)</sup> Отожжённый в магнитном поле.					

Ещё одна задача, требующая решения, – объём, занимаемый трансформатором. Особенно это важно для аэрокосмической области применения. Также важнейшими факторами являются минимизация веса и цена изделия.

В зависимости от области применения какие-то из перечисленных задач будут доминировать. Взаимовлияние параметров необходимо учитывать для достижения оптимального решения. Невозможно оптимизировать всё. Например, если объём и вес имеют определяющее значение, выбор более высокой рабочей частоты может быть желательным. Но при этом возможно уменьшение коэффициента полезного действия. Если повышение частоты нежелательно, снижение объёма и веса может быть достигнуто при выборе оптимального материала сердечника, но при этом возможно удорожание. Таким образом, всегда необходим компромисс.

Разработчики трансформаторов по-разному подходят к решению возникающих задач. Например, во многих случаях выбирают плотность тока в проводе обмотки, равную 200 А/см<sup>2</sup>. Во многих случаях это хорошо, но иногда диаметр и вес провода приводит к созданию трансформатора с чрезмерным весом и размерами. Информация, сообщаемая в этой главе, призвана предотвратить такие случаи.

### 5.3. Способность передавать мощность

В течение многих лет производители присваивают своим изделиям код, который указывает на способность передавать мощность. Для каждого сердечника этот код соответствует произведению площади окна и площади поперечного сечения:

$$A_p = W_o \times A_c \text{ [см}^4\text{]}.$$

Производители сердечников используют коэффициент  $A_p$  для объединённой характеристики геометрических размеров и электрических возможностей сердечников в своих каталогах (для ферритовых, Е-, С-сердечников, порошковых и ленточных тороидальных сердечников).

## 5.4. Взаимосвязь $A_p$ и способности сердечника передавать мощность

Заявленная в заголовке взаимосвязь определяется следующим уравнением:

$$A_p = \frac{10^4 P_t}{K_f K_u B_m J f} [\text{см}^4], \quad (5.1)$$

где  $K_f = 4.0$  для сигнала прямоугольной формы;  
 $K_f = 4.44$  для синусоиды;  
 $K_f$  – коэффициент формы.

Видно, что такие факторы, как индукция, рабочая частота, коэффициент использования окна  $K_u$ , определяют максимальное пространство, которое может быть занято медью в окне сердечника.

## 5.5. Взаимосвязь $K_g$ с диапазоном регулирования нагрузки и способностью передавать мощность

Хотя большинство трансформаторов проектируется с учётом максимальной температуры, они также могут проектироваться с учётом диапазона регулирования нагрузки. Регулирование и способность передавать мощность определяются двумя константами из уравнения (5.2).

$$\alpha = \frac{P_t}{2 K_g K_e} [\%]. \quad (5.2)$$

$$\alpha = \frac{U_{xx} - U_n}{U_n} 100\%. \quad \text{– коэффициент регулирования.} \quad (5.3)$$

Постоянная  $K_g$  (см. главу 7) определяется геометрией сердечника и может быть определена с помощью следующего уравнения:

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 K_u}{MLT} [\text{см}^5], \quad (5.4)$$

где MLT – средняя длина витка обмотки.

Постоянная переменная  $K_c$  определяется условиями работы и может быть найдена из уравнения (5.5).

$$K_c = 0.145 K_f^2 f^2 B_m^2 \cdot 10^{-4}, \quad (5.5)$$

где  $K_f$  – коэффициент формы;  
 $K_f = 4.0$  для импульсов прямоугольной формы;  
 $K_f = 4.44$  для синусоиды.

На основании вышесказанного можно сделать вывод, что индукция, частота работы и коэффициент формы влияют на размеры трансформатора. Ввиду их значения, коэффициенты  $A_p$  и  $K_g$  рассмотрены в этой книге.

Вниманию разработчика представлено множество другой информации, часть которой табулирована для облегчения работы и сокращения времени проектирования.

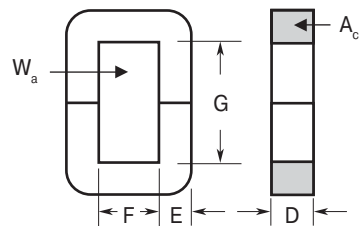
## 5.6. Произведение площадей трансформатора $A_p$

Автором дополнительно установлена взаимосвязь  $A_p$  с величиной и плотностью тока  $J$  для заданного диапазона регулирования нагрузки и температуры. Произведение площадей  $A_p$  пропорционально четвёртой степени линейных размеров ( $l^4$ ), как показано на **рис. 5.1**.

$$W_a = FG, \text{ [см}^2\text{]} \quad (5.6)$$

$$A_c = DE, \text{ [см}^2\text{]}$$

$$A_p = W_a A_c, \text{ [см}^4\text{]}$$



**Рис. 5.1.** Очертания С-сердечника. Показаны площадь окна  $W_a$  и площадь сечения железа  $A_c$

Коэффициенты  $K_{vol}$ ,  $K_w$ ,  $K_s$ ,  $K_j$  и  $K_p$ , характеризующие ленточные сердечники, склонны к случайным изменениям, которые были отмечены у сердечников в кожухе с непостоянными параметрами.

## 5.7. Объём трансформатора и произведение площадей $A_p$

Объём трансформатора может быть соотнесён с произведением площадей  $A_p$ , если рассматривать его как единое твёрдое тело без вырезов для образования окон, как показано на **рис. 5.2...5.4**. Объём пропорционален третьей степени линейных размеров тела, а произведение площадей  $A_p$  пропорционально четвёртой степени линейных размеров.

$$\text{Объём} = K_1 l^3 [\text{см}^3]. \quad (5.7)$$

$$A_p = K_2 l^4, [\text{см}^4] \quad (5.8)$$

$$l^4 = \frac{A_p}{K_2}. \quad (5.9)$$

$$l = \left( \frac{A_p}{K_2} \right)^{0.25}. \quad (5.10)$$

$$l^3 = \left[ \left( \frac{A_p}{K_2} \right)^{0.25} \right]^3 = \left( \frac{A_p}{K_2} \right)^{0.75}. \quad (5.11)$$

$$\text{Объём} = K_1 \left( \frac{A_p}{K_2} \right)^{0.75}. \quad (5.12)$$

$$K_{\text{vol}} = \frac{K_1}{K_2^{0.75}}. \quad (5.13)$$

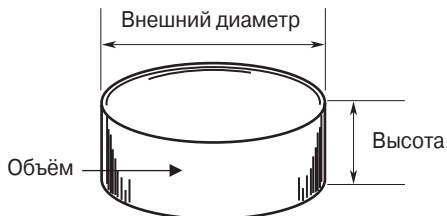
$$\text{Объём} = K_{\text{vol}} \cdot A_p^{0.75} [\text{см}^3]. \quad (5.14)$$

В этой формуле коэффициент  $K_{\text{vol}}$  зависит от конфигурации сердечника и его значения даны в табл. 5.2. Значения получены путём усреднения данных табл. 3.1...3.64 главы 3.

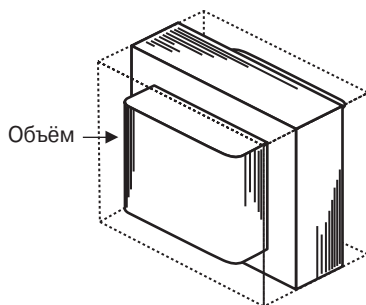
**Таблица 5.2. Связь произведения площадей трансформатора с его объёмом**

Тип сердечника	$K_{\text{vol}}$
Горшковый	14.5
Поршковый	13.1
Пластинчатый	19.7
С-сердечник	17.9
Однокатушечный С-сердечник	25.6
Ленточный	25.0

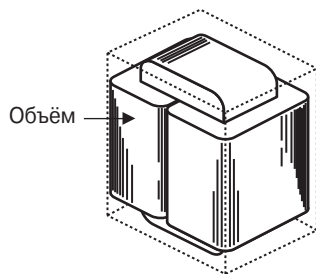
Соотношения между объёмом и произведением площадей  $A_p$  графически представлены на рис. 5.5...5.7. Данные для этих графиков получены из таблиц главы 3.



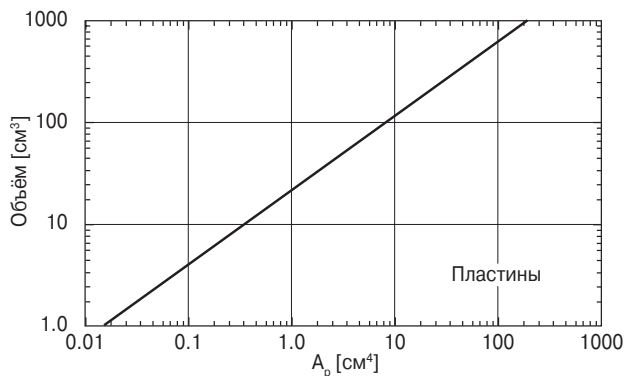
**Рис. 5.2.** Очертания тороидального трансформатора, определяющие его объём



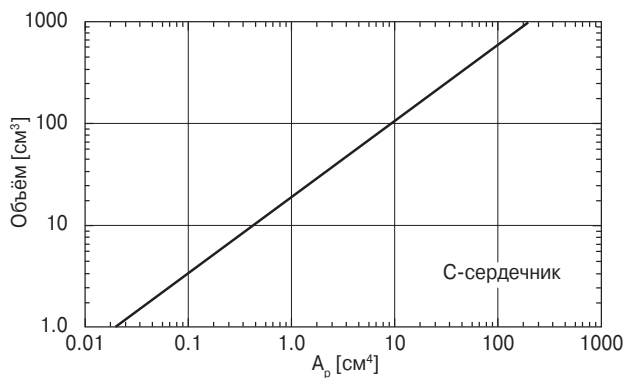
**Рис. 5.3.** Очертания трансформатора с EI-сердечником, определяющие его объём



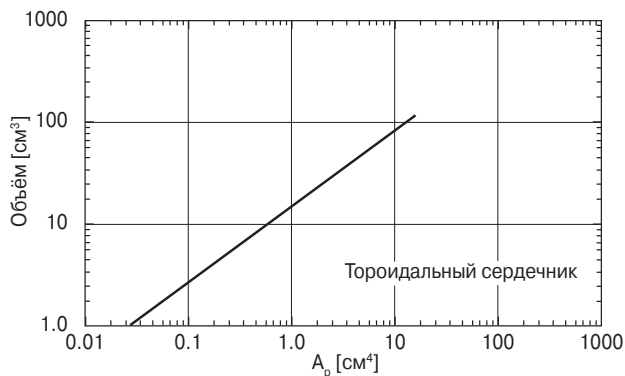
**Рис. 5.4.** Очертания трансформатора с С-сердечником, определяющие его объём



**Рис. 5.5.** Зависимость объём–произведение площадей  $A_p$  для трансформатора с сердечником из EI-пластин



**Рис. 5.6.** Зависимость объём–произведение площадей  $A_p$  для трансформатора с С-сердечником



**Рис. 5.7.** Зависимость объём–произведение площадей  $A_p$  для трансформатора с тороидальным порошковым сердечником из молибденового пермаллоя

## 5.8. Вес трансформатора и произведение площадей $A_p$

Общий вес трансформатора тоже может быть соотнесён с произведением площадей  $A_p$ . Вес трансформатора пропорционален кубу линейных размеров, а  $A_p$  пропорционален четвёртой степени размеров ( $l^4$ ).

$$W_t = K_3 l^3, [z]. \quad (5.15)$$

$$A_p = K_2 l^4, [\text{см}^4]. \quad (5.16)$$

$$l^4 = \frac{A_p}{K_2}. \quad (5.17)$$

$$l = \left( \frac{A_p}{K_2} \right)^{0.25}. \quad (5.18)$$

$$l^3 = \left[ \left( \frac{A_p}{K_2} \right)^{0.25} \right]^3 = \left( \frac{A_p}{K_2} \right)^{0.75}. \quad (5.19)$$

$$W_t = K_3 \left( \frac{A_p}{K_2} \right)^{0.75}. \quad (5.20)$$

$$K_w = \frac{K_3}{K_2^{0.75}}, \quad (5.21)$$

поэтому

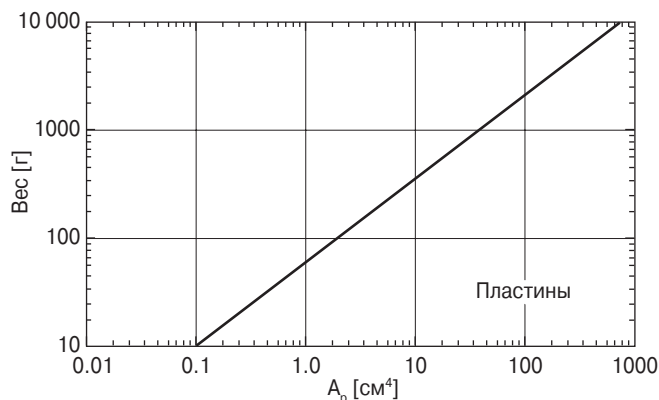
$$W_t = K_w A_p^{0.75}. \quad (5.22)$$

Постоянная  $K_w$  определяется конфигурацией сердечника, её значения даны в табл. 5.3. Эти значения получены путём обработки данных табл. 3.1...3.64 главы 3.

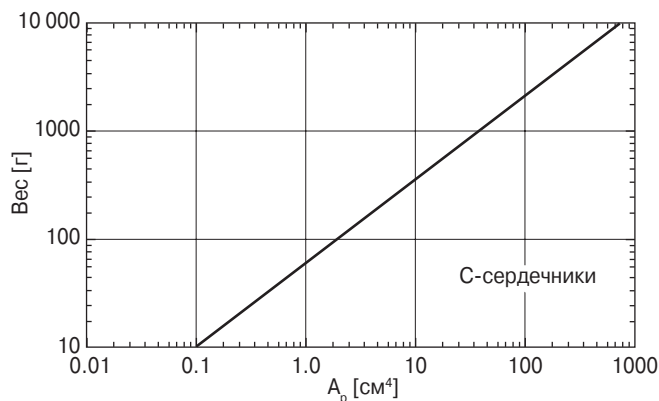
**Таблица 5.3. Соотношение вес-произведение площадей для различных сердечников**

Тип сердечника	$K_w$
Горшковый	48.0
Порошковый	58.8
Пластиночный	68.2
С-сердечник	66.2
Однокатушечный С-сердечник	76.6
Ленточный	82.3

Зависимость веса трансформатора от произведения площадей  $A_p$  для разных типов сердечников, графически представлена на **рис. 5.8...5.10**. Данные для построения этих зависимостей взяты из таблиц главы 3.



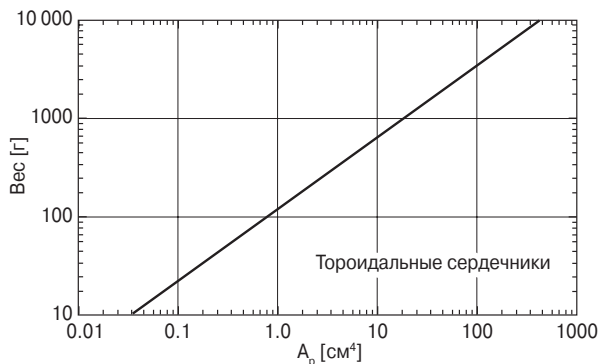
**Рис. 5.8.** Зависимость веса трансформатора от произведения площадей  $A_p$  сердечника из EI-пластин



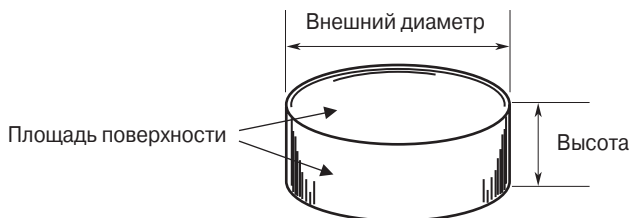
**Рис. 5.9.** Зависимость веса трансформатора от произведения площадей  $A_p$  для C-сердечников

## 5.9. Площадь поверхности трансформатора в зависимости от произведения площадей $A_p$

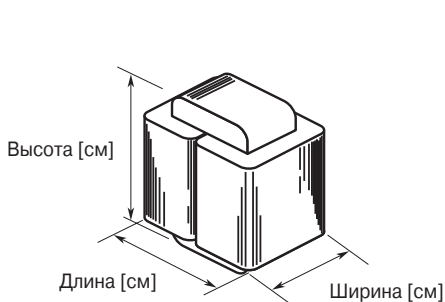
Указанная зависимость может быть найдена, если оценивать площадь поверхности так, как показано на **рис. 5.11...5.13**. Площадь поверхности пропорциональна квадрату линейных размеров ( $l$ ), а произведение площадей  $A_p$  пропорционально четвертой степени  $l$ .



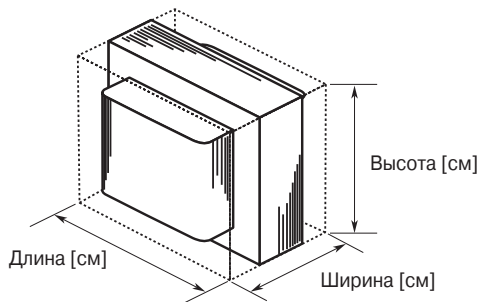
**Рис. 5.10.** Зависимость веса трансформатора от произведения площадей  $A_p$  тороидальных порошковых сердечников из молибденового пермаллоя



**Рис. 5.11.** Очертания тороидального трансформатора, показывающие площадь его поверхности



**Рис. 5.12.** Очертания трансформатора с С-сердечником, показывающие площадь поверхности



**Рис. 5.13.** Очертания трансформатора с ЕЕ- или EI-сердечником, показывающие площадь поверхности

$$A_t = K_u l^2, [\text{см}^2]. \quad (5.23)$$

$$A_p = K_2 l^4, [\text{см}^4]. \quad (5.24)$$

$$l^4 = \frac{A_p}{K_2}. \quad (5.25)$$



$$l = \left( \frac{A_p}{K_2} \right)^{0.25}. \quad (5.26)$$

$$l^2 = \left[ \left( \frac{A_p}{K_2} \right)^{0.25} \right]^2 = \left( \frac{A_p}{K_2} \right)^{0.5}. \quad (5.27)$$

$$A_l = K_4 \left( \frac{A_p}{K_2} \right)^{0.5}. \quad (5.28)$$

$$K_5 = \frac{K_4}{K_2^{0.5}}. \quad (5.29)$$

Таким образом, связь площади поверхности трансформатора  $A_l$  и произведением площадей сердечника  $A_p$  следующая:

$$A_l = K_s A_p^{0.5}, \quad (5.30)$$

где  $K_s$  – постоянная, зависящая от конфигурации сердечника. Значения  $K_s$  приведены в табл. 5.4. Данные получены на основе рассмотрения данных табл. 3.1...3.64.

**Таблица 5.4. Связь площади поверхности трансформатора с произведением площадей  $A_p$  сердечника**

Тип сердечника	$K_s$
Горшковый	33.8
Порошковый	32.5
Пластинчатый	41.3
С-сердечники	39.2
Однокатушечный С-сердечник	44.5
Ленточный	50.9

Площадь поверхности тороидальных трансформаторов рассчитана с помощью следующих уравнений:

$$\text{Верхняя и нижняя поверхности} = 2 \frac{\pi(OD)^2}{4} [\text{см}^2], \quad (5.31)$$

где  $OD$  – внешний диаметр.

$$\text{Боковая поверхность} = \pi(OD) (\text{высота}) [\text{см}^2].$$

$$A_l = \frac{\pi(OD)^2}{2} + \pi(OD) (\text{высота}) [\text{см}^2].$$

Площадь поверхности С-сердечников, пластинчатых и подобных конфигураций рассчитывается по формуле (5.32). Небольшая ошибка связана с тем, что боковая и лицевая поверхности не совсем прямоугольные.

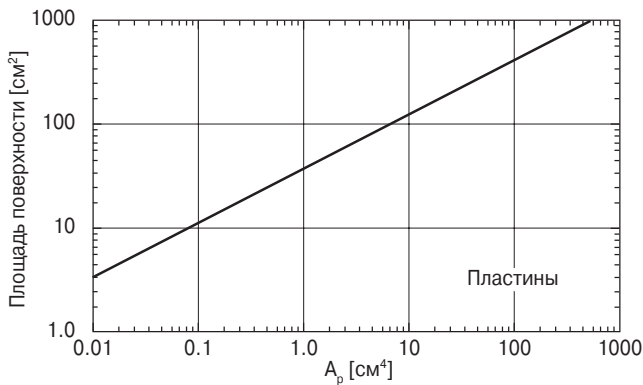
$$\text{Лицевая} = (\text{высота})(\text{длина}) [\text{см}^2]. \quad (5.32)$$

$$\text{Основание} = (\text{длина})(\text{ширина}) [\text{см}^2].$$

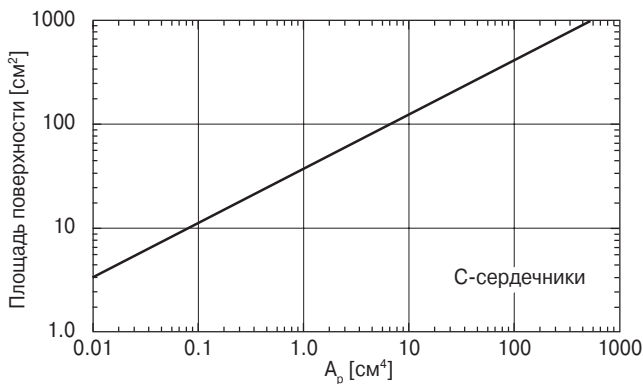
$$\text{Боковая} = (\text{высота})(\text{ширина}) [\text{см}^2].$$

$$\text{Площадь поверхности} = 2(\text{лицевая}) + 2(\text{основание}) + 2(\text{боковая}) [\text{см}^2].$$

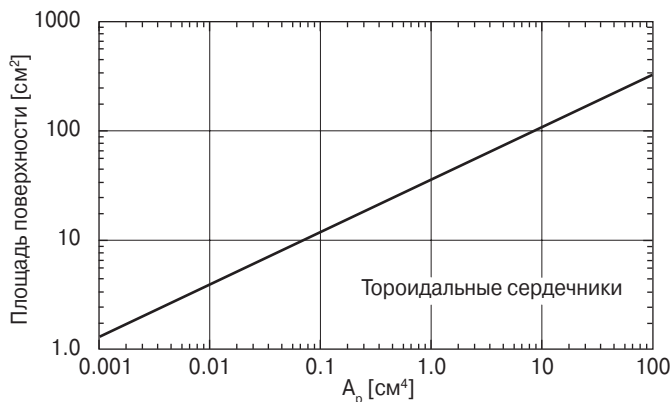
На **рис. 5.14...5.16** представлены графические зависимости площади поверхности трансформатора от произведения площадей  $A_p$  сердечника для разных типов сердечников. Данные для графиков получены из таблиц главы 3.



**Рис. 5.14.** Площадь поверхности  $A_t$  в зависимости от произведения площадей  $A_p$  пластинчатого EI-сердечника



**Рис. 5.15.** Площадь поверхности трансформатора в зависимости от произведения площадей  $A_p$  С-сердечника



**Рис. 5.16.** Площадь поверхности трансформатора в зависимости от произведения площадей  $A_p$  порошкового тороидального сердечника из молибденового пермаллоя

## 5.10. Плотность тока трансформатора $J$ и произведение площадей сердечника $A_p$

Ниже приводится последовательность операций для нахождения названной в заголовке зависимости для заданного температурного диапазона.

$$A_t = K_5 A_p^{0.5} \text{ [см}^2\text{]}. \quad (5.33)$$

$$P_{Cu} = I^2 R \text{ [Вт]}. \quad (5.34)$$

$$I = A_w J \text{ [А]}, \quad (5.35)$$

поэтому

$$P_w = A_w^2 J^2 R. \quad (5.36)$$

Отсюда

$$R = \frac{MLT}{A_w} N \rho \text{ [Ом]}. \quad (5.37)$$

где  $MLT$  – средняя длина витка;

$\rho$  – удельное сопротивление.

Подставив (5.37) в (5.36), получим:

$$P_{Cu} = A_w^2 J^2 \frac{MLT}{A_w} N \rho. \quad (5.38)$$

$$P_{Cu} = A_w J^2 (MLT) N \rho. \quad (5.39)$$

$MLT$  имеет размерность длины.

$$MLT = K_5 A_p^{0.25}. \quad (5.40)$$

$$P_{Cu} = A_w J^2 K_5 A_p^{0.25} N \rho. \quad (5.41)$$

$$A_w N = K_3 W_a = K_6 A_p^{0.5}. \quad (5.42)$$

$$P_{Cu} = K_6 A_p^{0.5} \cdot K_5 A_p^{0.25} J^2 \rho. \quad (5.43)$$

Пусть

$$K_7 = K_6 K_5 \rho. \quad (5.44)$$

Полагая, что при оптимальной работе трансформатора потери в стали равны потерям в меди (см. главу 6), получим:

$$P_{Cu} = K_7 A_p^{0.75} J^2 = P_{Fe}. \quad (5.45)$$

$$P_{\Sigma} = P_{Cu} + P_{Fe}. \quad (5.46)$$

$$\Delta T = K_8 \frac{P_{\Sigma}}{A_t}. \quad (5.47)$$

$$\Delta T = \frac{2 K_8 K_7 J^2 A_p^{0.75}}{K_s A_p^{0.5}}. \quad (5.48)$$

Упростим запись:

$$K_9 = \frac{2 K_8 K_7}{K_s}, \quad (5.49)$$

тогда

$$\Delta T = K_9 J^2 A_p^{0.25}. \quad (5.50)$$

$$J^2 = \frac{\Delta T}{K_9 A_p^{0.25}}. \quad (5.51)$$

Пусть

$$K_{10} = \frac{\Delta T}{K_9}, \quad (5.52)$$

тогда

$$J^2 = K_{10} A_p^{0.25}. \quad (5.53)$$

Таким образом, искомая связь может быть представлена следующим уравнением:

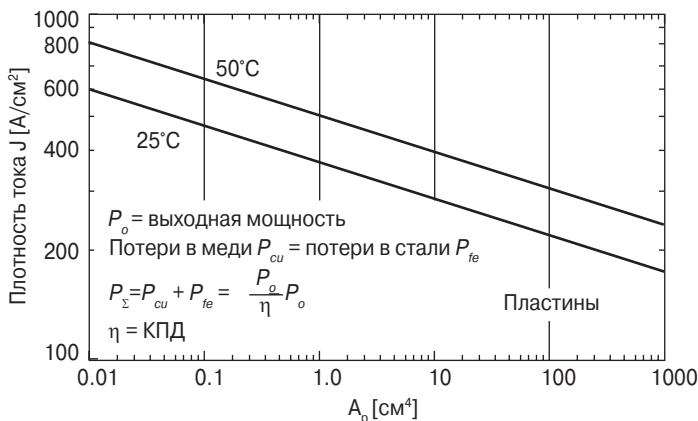
$$J = K_j A_p^{0.125}. \quad (5.54)$$

Значения  $K_j$ , зависящие от конфигурации сердечника, даны в табл. 5.5. Они получены путём усреднения данных табл. 3.1...3.64.

**Таблица 5.5. Значения  $K_j$  для диапазона температур 25...50 °C**

Тип сердечника	$K_j (\Delta 25^\circ)$	$K_j (\Delta 50^\circ)$
Горшковый	433	632
Порошковый	403	590
Пластиночный	366	534
C-сердечник	322	468
Однокашечный C-сердечник	395	569
Ленточный сердечник	250	365

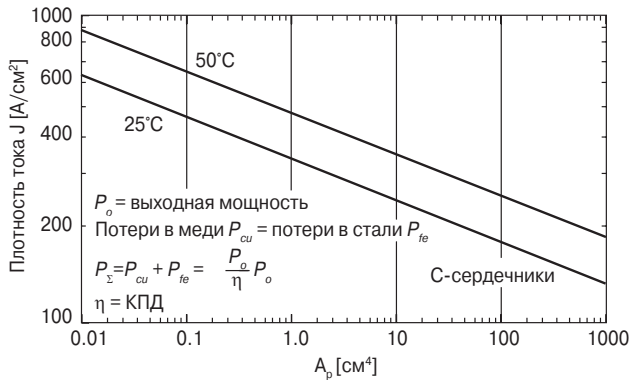
На рис. 5.17...5.19 представлены графические зависимости плотности тока  $J$  от произведения площадей  $A_p$  сердечника, полученные из анализа данных главы 3.



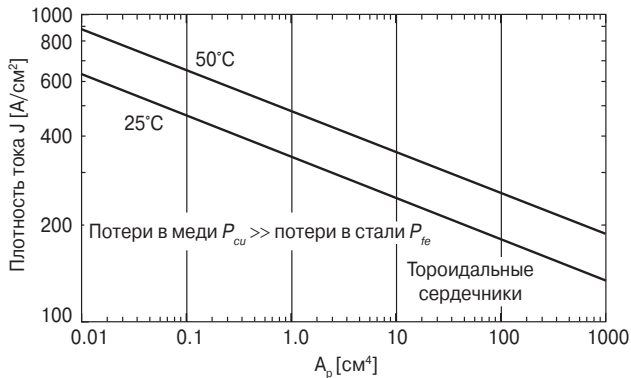
**Рис. 5.17.** Плотность тока в зависимости от произведения площадей пластинчатого EI-сердечника

## 5.11. Геометрия сердечника трансформатора и произведение площадей сердечника

Геометрия сердечника  $K_g$  пропорциональна пятой степени линейных размеров  $l$ , тогда как произведение площадей сердечника  $A_p$  пропорционально четвёртой степени линейных размеров.



**Рис. 5.18.** Плотность тока в зависимости от произведения площадей С-сердечников



**Рис. 5.19.** Плотность тока в зависимости от произведения площадей порошковых тороидальных сердечников из молибденового пермаллоя

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 K_u}{MLT} [\text{см}^5], \quad (5.55)$$

где  $MLT$  – средняя длина витка обмотки.

$$K_g = K_{10} \ell^5. \quad (5.56)$$

$$A_p = K_2 \ell^4. \quad (5.57)$$

Из уравнения (5.56):

$$l = \left( \frac{K_g}{K_{10}} \right)^{0.2}, \quad (5.58)$$

$$I^4 = \left[ \left( \frac{K_g}{K_{10}} \right)^{0.2} \right]^4 = \left( \frac{K_g}{K_{10}} \right)^{0.8}. \quad (5.59)$$

Подставим (5.59) в уравнение (5.57):

$$A_p = K_2 \left( \frac{K_g}{K_{10}} \right)^{0.8}. \quad (5.60)$$

Пусть

$$K_p = \frac{K_2}{K_{10}^{0.8}}, \quad (5.61)$$

тогда

$$A_p = K_p K_g^{0.8}. \quad (5.62)$$

Значения постоянной  $K_p$  приведены в табл. 5.6, данные для которой получены из анализа данных табл. 3.1...3.64.

**Таблица 5.6. Постоянная формы  $K_p$  с учётом произведения площадей сердечника  $A_p$  и геометрии сердечника  $K_g$**

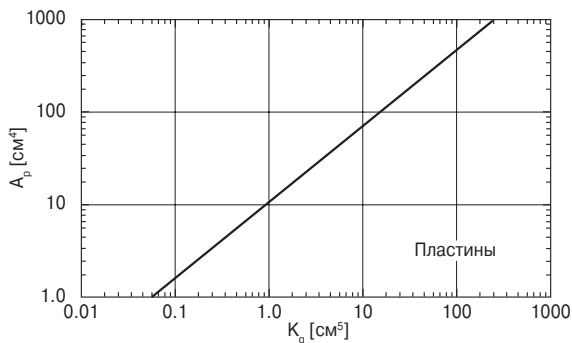
Тип сердечника	$K_p$
Горшковый	8.9
Порошковый	11.8
Пластинчатый	8.3
С-сердечник	12.5
Ленточный сердечник	14.0

На рис. 5.20...5.22 показана графическая зависимость произведения площадей сердечника  $A_p$  от постоянной геометрии сердечника  $K_g$ . Данные для построения графиков взяты из анализа табл. 3.1...3.64.

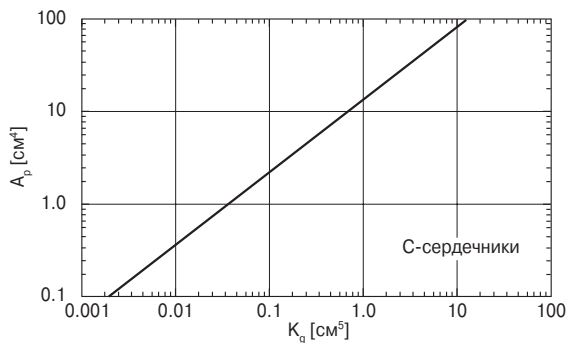
## 5.12. Вес трансформатора в зависимости от диапазона регулирования нагрузки

Во многих проектах вес трансформатора играет определяющую роль. Инженер повышает рабочую частоту с целью снизить размеры и вес: тщательно анализируются магнитные материалы с целью определить оптимум для данной частоты и рабочего диапазона температур. Когда же подобран идеальный магнитный материал, а вес трансформатора всё ещё велик, тогда единственным выходом может стать изменение диапазона регулирования (см. формулу (6.21)). Ино-

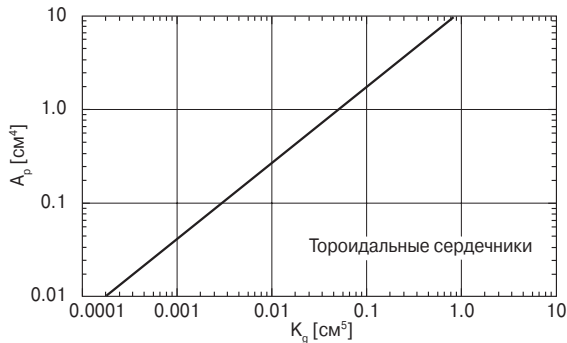
гда интересно знать, какое влияние на вес окажет уменьшение или увеличение диапазона регулирования нагрузки (см. **рис. 5.23**).



**Рис. 5.20.** Произведение площадей сердечника  $A_p$  в зависимости от постоянной геометрии  $K_g$  для пластинчатых EI-сердечников

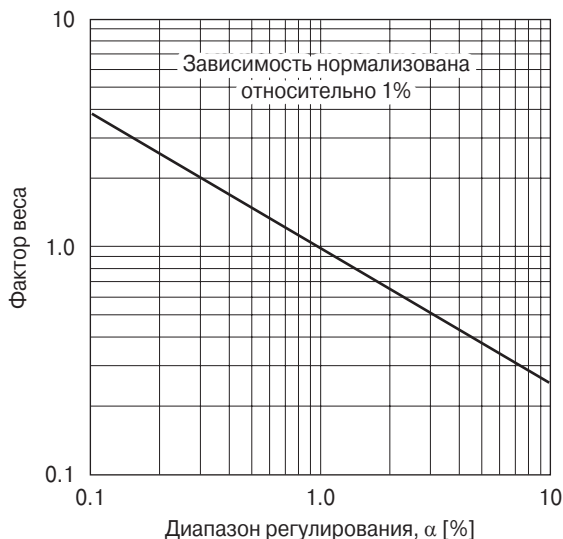


**Рис. 5.21.** Произведение площадей сердечника  $A_p$  в зависимости от постоянной геометрии  $K_g$  для C-сердечников



**Рис. 5.22.** Произведение площадей сердечника  $A_p$  в зависимости от постоянной геометрии  $K_g$  для тороидальных порошковых сердечников из молибденового пермаллоя





**Рис. 5.23.** Вес в функции диапазона регулирования нагрузки

## 5.13. Источники

1. C. McLyman, Transformer Design Tradeoffs, Technical Memorandum 33-767 Rev. I, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, CA.
2. W. J. Muldoon, High Frequency Transformer Optimization, HAC Trade Study Report 2228/1130, May, 1970
3. R. G. Klimo, A. B. Larson, and J. E. Murray, Optimization Study of High Power Static Inverters and Converters, Quarterly report No. 2 NASA-CR-54021, April 20, 1964, Contract NAS 3-2785.7.
4. F. F. Judd and D. R. Kessler, Design Optimization of Power Transformers, Bell Laboratories, Whippany, New Jersey IEEE Applied Magnetics Workshop, June 5-6, 1975

# 6

## Эффективность трансформаторов и дросселей, влияние изменения нагрузки и температуры

1	Введение	210
2	Эффективность трансформатора	210
3	Максимальная эффективность	210
4	Рассеивание мощности трансформатором посредством радиации и конвекции	212
5	Рост температуры в зависимости от площади рассеивающей поверхности $A_t$	213
6	Площадь поверхности, необходимая для рассеивания выделяющегося тепла	214
7	Требуемая площадь поверхности $A_t$	215
8	Зависимость напряжения от нагрузки	216
9	Источники	218

## 6.1. Введение

Эффективность трансформатора, стабильность выходного напряжения и диапазон рабочих температур – взаимосвязанные параметры. Не вся мощность на входе трансформатора добирается до нагрузки. Разность этих мощностей превращается в тепло. Мощность потерь складывается из двух составляющих – потери в стали  $P_{Fe}$  и потери в меди  $P_{Cu}$ . Потери в меди обмотки зависят от тока нагрузки, а потери в сердечнике – фиксированная величина. Потери в меди пропорциональны квадрату тока, поэтому их называют квадратичными. Максимальная эффективность достигается при равенстве потерь в меди и в стали. Коэффициент  $\alpha$ , характеризующий изменение выходного напряжения в зависимости от нагрузки, определяется соотношением (6.1).

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o}, \quad (6.1)$$

где  $P_{Cu}$  – потери в меди;  
 $P_o$  – выходная мощность.

## 6.2. Эффективность трансформатора

Эффективность трансформатора верный признак эффективности всего проекта. Эффективность трансформатора – это отношение выходной мощности  $P_o$  к входной  $P_{in}$ . Разница между  $P_o$  и  $P_{in}$  определяет величину потерь. Общая мощность потерь  $P_{\Sigma}$  определяется суммой потерь в сердечнике  $P_{Fe}$  и в меди обмотки  $P_{Cu}$ .

$$P_{\Sigma} = P_{Fe} + P_{Cu} \text{ [Вт]}. \quad (6.2)$$

## 6.3. Максимальная эффективность

Максимальная эффективность достигается при равенстве потерь в стали и в меди, как следует из уравнения (6.12). На **рис. 6.1** представлена зависимость потерь в трансформаторе от тока нагрузки.

Потери в меди растут пропорционально квадрату выходной мощности  $P_o$ , умноженной на постоянную  $K_c$ :

$$P_{Cu} = K_c P_o^2. \quad (6.3)$$

$$P_{\Sigma} = P_{Fe} + K_c P_o^2. \quad (6.4)$$

Эффективность (КПД) трансформатора определяется следующей формулой:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_\Sigma}. \quad (6.6)$$

Подставляя (6.4) в (6.6), получим (6.7).

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{Fe} + K_c P_o^2}. \quad (6.7)$$

$$\frac{d\eta}{dP_o} = \frac{P_{Fe} + P_o + K_c P_o^2 - P_o(1 + 2K_c P_o)}{(P_{Fe} + P_o + K_c P_o^2)^2}. \quad (6.8)$$

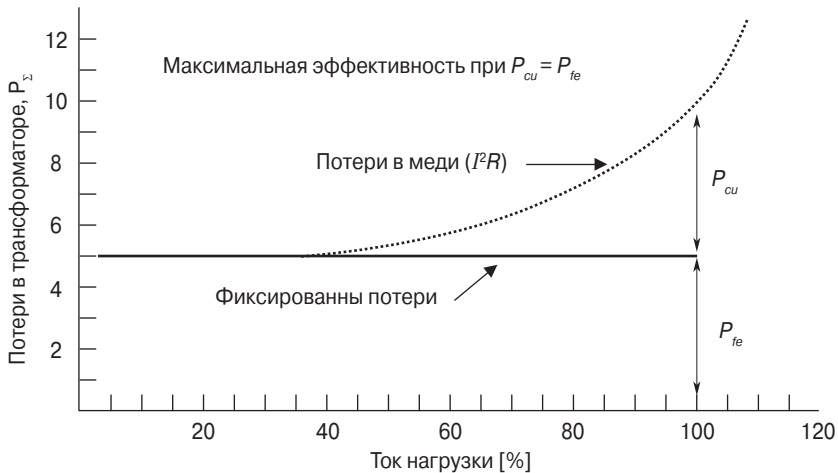
Эта функция имеет экстремум, который определяется путём приравнивания производной нулю.

$$\frac{P_{Fe} + P_o + K_c P_o^2 - P_o(1 + 2K_c P_o)}{(P_{Fe} + P_o + K_c P_o^2)^2} = 0. \quad (6.9)$$

$$-P_o(1 + 2K_c P_o) + (P_{Fe} + P_o + K_c P_o^2) = 0. \quad (6.10)$$

$$-P_o - 2K_c P_o^2 + P_{Fe} + P_o + K_c P_o^2 = 0. \quad (6.11)$$

$$P_{Fe} = K_c P_o^2 = P_{Cu}. \quad (6.12)$$



**Рис. 6.1.** Зависимость потерь мощности в трансформаторе от тока нагрузки

## 6.4. Рассеивание мощности трансформатором посредством радиации и конвекции

Температурный рост в обмотке трансформатора нельзя предвидеть с абсолютной точностью, несмотря на множество методик расчёта, описанных в литературе. Один достоверный метод для открытого сердечника с обмоткой базируется на представлении о том, что полные потери есть сумма потерь в сердечнике и в меди обмотки:

$$P_{\Sigma} = P_{Fe} + P_{Cu} \text{ [Вт]}. \quad (6.13)$$

А также на предположении, что тепловая энергия рассеивается исключительно через площадь поверхности сердечника и обмотки, связанных водино.

Передача тепла посредством радиации происходит тогда, когда тело имеет температуру выше окружающей и отдаёт энергию в форме волн. В соответствии с законом Стефана–Больцмана передача тепла выражается следующим уравнением:

$$W_r = K_r \varepsilon (T_2^4 - T_1^4), \quad (6.14)$$

где  $W_r$  выражено в [Вт/см<sup>2</sup>];  
 $K_r = 5.70 \times 10^{-12}$  [Вт/(см<sup>2</sup>/К<sup>4</sup>)];  
 $\varepsilon$  – коэффициент излучения;  
 $T_2$  – температура нагретого тела [К];  
 $T_1$  – температура окружающей среды [К].

Передача тепла посредством конвекции происходит в случае, если температура тела выше температуры воздуха. Слой воздуха, контактирующий с телом, нагревается и поднимается вверх, унося часть тепловой энергии. Более холодный воздух приходит на место нагретого, при этом сам нагревается и поднимается вверх, и так до тех пор, пока температуры не сравняются. Передача тепла посредством конвекции следующим описывается уравнением:

$$W_c = K_c F \theta^n \sqrt{P}, \quad (6.15)$$

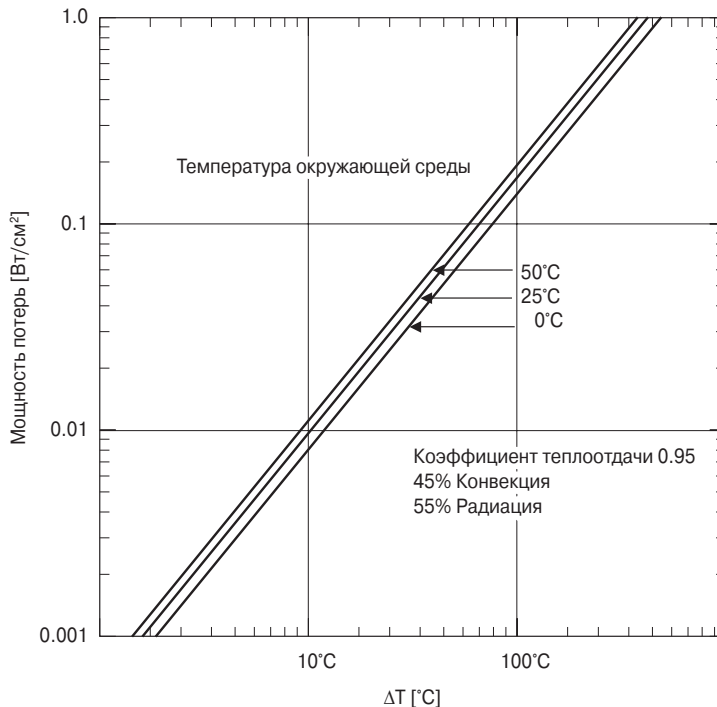
где  $W_c$  выражено в [Вт/см<sup>2</sup>];  
 $K_c = 2.17 \times 10^{-4}$ ;  
 $F$  – коэффициент, определяющий отдачу тепла в воздух вертикальной поверхностью;  
 $\theta$  выражено в [°С];  
 $P$  – атмосферное давление;  
 $\eta = 1.0 \dots 1.25$  – показатель, зависящий от формы и положения охлаждаемой поверхности.

Общая удельная тепловая мощность, рассеиваемая плоской вертикально расположенной поверхностью, определяется следующим уравнением:

$$W = 5.70 \cdot 10^{-12} (T_2^4 - T_1^4) \epsilon + 1.4 \cdot 10^{-3} F \theta^{1.25} \sqrt{P}. \quad (6.16)$$

## 6.5. Рост температуры в зависимости от площади рассеивающей поверхности $A_t$

Ожидаемое возрастание температуры, для разных величин мощности потерь показано на **рис. 6.2**. Данные для приведённой зависимости взяты из [Л.1] для случая, когда доля радиации равна 55%, а конвекции – 45% с поверхности, имеющей коэффициент теплоотдачи 0.95 при температуре окружающей среды 25 °С на уровне моря.



**Рис. 6.2.** Рост температуры в зависимости от мощности потерь

Рассеивание тепла посредством конвекции верхней стороной горизонтальной плоской поверхности на 15...20% больше, чем вертикальной. Рассеивание тепла нижней стороной горизонтальной поверхности зависит от площади и теплопроводности.

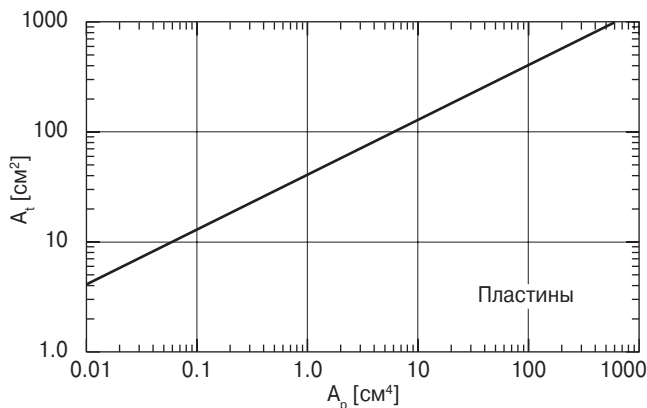
## 6.6. Площадь поверхности, необходимая для рассеивания выделяющегося тепла

Требуемая площадь охлаждающей поверхности  $A_t$  определяется следующим соотношением:

$$A_t = \frac{P_{\Sigma}}{\Psi} [\text{см}^2], \quad (6.17)$$

где  $P_{\Sigma}$  – общая мощность потерь, которую нужно рассеять;  
 $\Psi$  – плотность мощности, или средняя мощность, рассеиваемая единицей поверхности.

Может быть установлено соответствие между  $A_t$  и произведением площадей сердечника  $A_p$ . Зависимость  $A_t(A_p)$ , найденная по данным главы 3, представлена на **рис. 6.3**. Происхождение понятий  $A_p$  и  $A_t$  установлено в главе 5.



**Рис. 6.3.** Зависимость площади поверхности охлаждения  $A_t$  от произведения площадей сердечника  $A_p$

Аппроксимация этой графической зависимости задаётся следующим уравнением:

$$A_t = K_S \cdot A_p^{0.5} = \frac{P_{\Sigma}}{\Psi} [\text{см}^2], \quad (6.18)$$

$\Psi = 0.03$  [Вт/см<sup>2</sup>] при 25 °С;

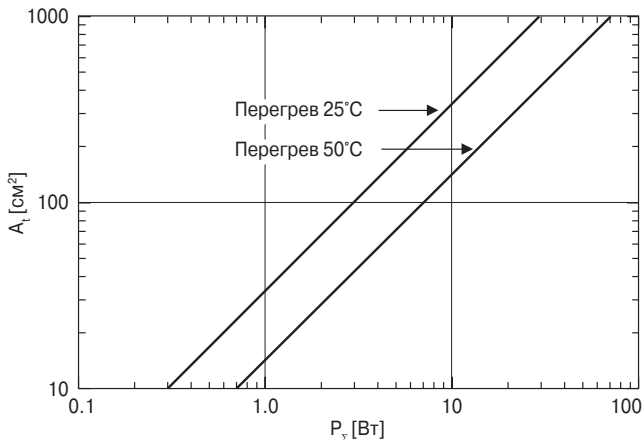
$\Psi = 0.07$  [Вт/см<sup>2</sup>] при 50 °С.

Температура перегрева рассчитывается следующим образом:

$$T_r = 450 \cdot \Psi^{0.826} [^{\circ}\text{C}]. \quad (6.19)$$

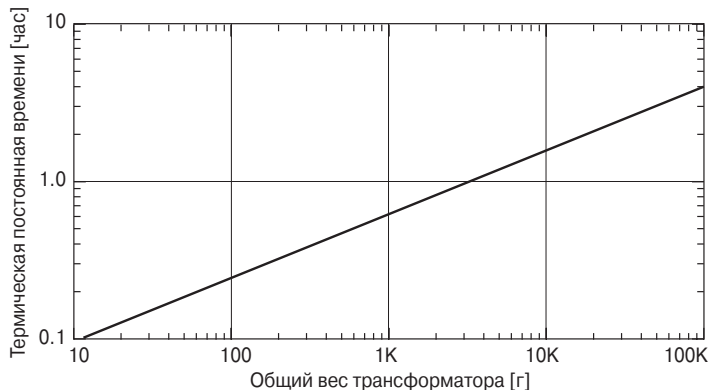
## 6.7. Требуемая площадь поверхности $A_t$

На **рис. 6.4** представлена зависимость площади поверхности охлаждения  $A_t$  от общей мощности потерь  $P_\Sigma$ . Приведены две зависимости: для температуры перегрева 25 °С и 50 °С. Представленные данные являются базовыми и используются для определения необходимой площади поверхности трансформатора в [см<sup>2</sup>].



**Рис. 6.4.** Зависимость площади поверхности  $A_t$  от общей мощности потерь  $P_\Sigma$  для температур перегрева 25 °С и 50 °С

Если трансформатор представить себе монолитным, в котором тепловая энергия рассеивается как сердечником, так и обмоткой, тогда **рис. 6.5** представляет собой хорошую аппроксимацию для определения времени достижения 63% максимальной установившейся температуры. Рост температуры типичного трансформатора показан на **рис. 6.6**.



**Рис. 6.5.** Время, требуемое для достижения 63% максимальной установившейся температуры



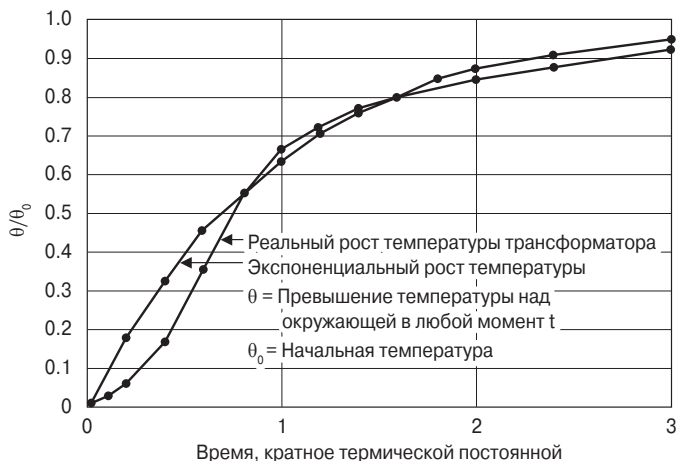


Рис. 6.6. Рост температуры типичного трансформатора

## 6.8. Зависимость напряжения от нагрузки

Минимальный размер трансформатора определяется как температурой перегрева, так и допустимой нестабильностью выходного напряжения при изменении нагрузки. На рис. 6.7. показана схема включения трансформатора с одной вторичной обмоткой. Коэффициент  $\alpha$ , выраженный в [%], характеризует нестабильность выходного напряжения.

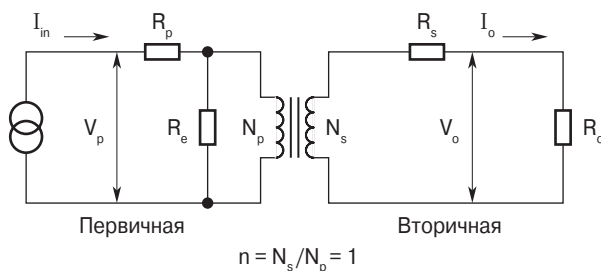
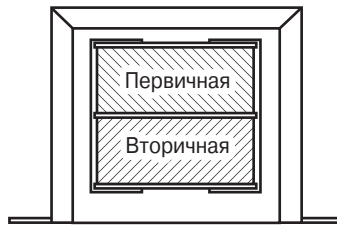


Рис. 6.7. Схема включения трансформатора

Так как частота и вторичное напряжение не слишком высоки, влиянием распределённой ёмкости на вторичной стороне можно пренебречь. Кроме того, конструкция обмотки такова, что индуктивностью рассеивания тоже можно пренебречь. Общий вид трансформатора показан на рис. 6.8.

$$\frac{W_a}{2} = \text{площадь первичной} = \text{площадь вторичной}, \quad (6.20)$$

где  $W_a$  — общая площадь окна.

**Рис. 6.8.** Заполнение окна трансформатора

Коэффициент  $\alpha$ , характеризующий зависимость выходного напряжения от нагрузки, может быть представлен следующим соотношением:

$$\alpha = \frac{V_o(N.L.) - V_o(F.L.)}{V_o(F.L.)} \cdot 100\%, \quad (6.21)$$

где  $V_o(N.L.)$  – напряжение холостого хода;  
 $V_o(F.L.)$  – напряжение при полной нагрузке.

Для простоты считаем, что коэффициент трансформации (**рис. 6.7**) равен 1, а сопротивление потерь сердечника  $R_c$  равно бесконечности. При этом

$$I_{in} = I_o [A]. \quad (6.22)$$

$$R_p = R_s [\text{Ом}].$$

При равных площадях окон для первичной и вторичной обмоток и при одной и той же плотности тока

$$\Delta V_p = I_{in} R_p = \Delta V_s = I_o R_s [B], \quad (6.23)$$

поэтому

$$\alpha = \frac{\Delta V_p}{V_p} 100 + \frac{\Delta V_s}{V_s} 100\%. \quad (6.24)$$

или

$$\alpha = \frac{\Delta V_p I_{in}}{V_p I_{in}} 100 + \frac{\Delta V_s I_o}{V_s I_o} 100\%. \quad (6.25)$$

Потери в меди первичной обмотки:

$$P_p = \Delta V_p I_{in} [B\Gamma]. \quad (6.26)$$

Потери в меди вторичной обмотки:

$$P_s = \Delta V_s I_o [B\Gamma]. \quad (6.27)$$

Общие потери в меди

$$P_{\text{Cu}} = P_p + P_s \text{ [Вт]}. \quad (6.28)$$

И наконец,

$$\alpha = \frac{P_{\text{Cu}}}{P_o} 100 \% . \quad (6.29)$$

## 6.9. Источники

---

1. Blume, L. F., Transformer Engineering, John Wiley & Sons Inc. New York, N. Y. 1938. Pages 272–282.
2. Terman, F. E., Radio Engineers Handbook, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, N. Y., 1943. Pages 28–37.

# 7 Проектирование силового трансформатора

1	Введение	220
2	Общие проблемы проектирования	220
3	Способность передавать мощность	221
4	Связь выходной мощности $P_o$ и расчётной мощности $P_t$	222
5	Многообмоточные трансформаторы	224
6	Зависимость напряжения от нагрузки	226
7	Взаимосвязь $K_g$ и способности трансформатора поддерживать стабильное напряжение на выходе при изменении нагрузки	227
8	Взаимосвязь $A_p$ и способности трансформатора передавать мощность	228
9	Сердечники с одинаковым произведением площадей	229
10	Проектирование 250 Вт изолирующего трансформатора с использованием коэффициента, характеризующего геометрию сердечника $K_g$	230
11	Проектирование трансформатора на 38 Вт и 100 кГц с использованием коэффициента $K_g$ , характеризующего геометрию сердечника	234

## 7.1. Введение

Процесс преобразования энергии в силовой электронике требует использования трансформаторов и других компонентов, которые часто являются наиболее тяжёлыми и объёмными элементами всей схемы преобразователя. Кроме того, они имеют определяющее влияние на процесс и эффективность преобразования, а также на общий вес и стоимость. Из-за сильного взаимовлияния различных параметров необходим компромисс для достижения оптимального результата.

## 7.2. Общие проблемы проектирования

При проектировании любого трансформатора есть несколько общих проблем. Одна из них – это обеспечение определённой выходной мощности  $P_o$  (действующее напряжение, умноженное на максимальный выходной ток). Зависимость выходного напряжения от нагрузки должна находиться в заданных пределах. Требуется обеспечить заданную эффективность при максимально допустимой величине потерь. Перегрев трансформатора в заданном диапазоне изменения температуры окружающей среды не должен выходить за рамки допустимых величин.

Определяющий шаг при проектировании – это выбор подходящего материала сердечника. Магнитные материалы для низко- и высокочастотных трансформаторов перечислены в **табл. 7.1**. Каждый из этих материалов имеет собственный оптимум в цене, размерах, частоте и эффективности работы. Проектировщик должен представлять себе цену кремниевого железа, железо-никелевых сплавов, аморфных материалов и ферритов. Далее следует иметь в виду объём и вес, особенно для аэрокосмических устройств. Венцом всего является конечная цена разработки.

В зависимости от области применения одна из перечисленных задач будет доминирующей. Остальные параметры следует рассчитать так, чтобы получить желаемый результат. Невозможно оптимизировать все параметры из-за их взаимозависимости. Например, для снижения веса и размеров целесообразно увеличить рабочую частоту, но при этом может недопустимо уменьшиться эффективность. Если частоту нельзя увеличить, можно подобрать соответствующий материал сердечника, но при этом может заметно увеличиться стоимость. Таким образом, необходим компромисс.

Проектировщики используют разные подходы к решению этих задач. Например, при расчёте обмотки часто задают плотность тока  $200 \text{ А/см}^2$  (по установившейся традиции). При этом трансформатор может оказаться также и объёмнее, чем требуется. Предлагаемый в этой главе материал должен предотвратить подобные подходы и производить более аккуратные расчёты.

**Таблица 7.1. Свойства магнитных материалов**

Материал	Композиция	Начальная магнитная проницаемость $\mu_i$	Индукция [Тл]	Диапазон рабочих частот [Гц]
Кремний	3-97 SiFe	1500	1.5...1.8	50...2к
Ортонол	50-50 NiFe	2000	1.42...1.58	50...2к
Пермаллой	80-20 NiFe	25 000	0.66...0.82	1к...25к
Аморфный	2605SC	1500	1.5...1.6	250к
Аморфный	2714A	20 000	0.5...6.5	250к
Аморфный	Nanocrystalline	30 000	1.0...1.2	250к
Ферриты	MnZn	0.75...15к	0.3...0.5	10к...2М
Ферриты	NiZn	0.20...1.5к	0.3...0.4	0.2М...100М

## 7.3. Способность передавать мощность

В течение многих лет производители присваивают своим изделиям код, который указывает на способность передавать мощность. Для каждого сердечника этот код соответствует произведению площади окна и площади поперечного сечения сердечника  $A_p = W_a \cdot A_c$  [см<sup>4</sup>], где  $A_p$  – произведение площадей.

Эти данные используются производителями для того, чтобы в каталоге суммировать геометрические и электрические характеристики сердечника. Это касается всех типов сердечников: пластинчатых, С-сердечников, горшковых, порошковых, ферритовых тороидов и тороидальных ленточных сердечников.

Способность передавать мощность и способность держать напряжение при изменении нагрузки определяется геометрией сердечника  $K_g$ . Это относительно новый показатель и его нет в каталогах. Ввиду важности коэффициентов  $A_p$  и  $K_g$ , они широко обсуждаются в этой книге. Представлено также много другой информации, в том числе в табличной форме для облегчения и ускорения работы проектировщика.

Эти соотношения теперь могут быть использованы в качестве новых инструментов для упрощения и стандартизации процесса проектирования трансформатора. Они дают возможность проектировать трансформаторы меньшего веса и объема или оптимизировать эффективность, не прибегая к методу проб и ошибок.

Методика, разработанная для аэрокосмических объектов, теперь может быть использована во всех других областях техники.

## 7.4. Связь выходной мощности $P_o$ и расчётной мощности $P_t$

Пользователя больше всего интересует выходная мощность  $P_o$ . Для проектировщика наиважнейшей величиной является расчётная мощность  $P_t$ , которая ассоциируется с геометрией трансформатора. Для простоты предположим, что изолирующий трансформатор имеет в окне только две обмотки – первичную и вторичную. Пусть также площадь окна  $W_a$  разделена пропорционально мощностям, передаваемым обмотками при одинаковой плотности тона в проводе.  $P_{in}$  – мощность на входе первичной обмотки,  $P_o$  – мощность, передаваемая в нагрузку вторичной обмоткой. Поскольку силовой трансформатор объединяет в себе  $P_{in}$  и  $P_o$ , то по определению

$$P_t = P_{in} + P_o \text{ [Вт]}. \quad (7.1)$$

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \text{ [Вт]}.$$

Количество витков первичной обмотки может быть найдено на основании закона Фарадея:

$$N_p = \frac{V_p \cdot 10^4}{A_c B_{ac} f K_f} \text{ [Витков]}. \quad (7.2)$$

Площадь, предназначенная для обмотки трансформатора, полностью использована, если выполняется следующее соотношение:

$$K_u W_a = N_p A_{wp} + N_s A_{ws}. \quad (7.3)$$

Площадь сечения провода определяется соотношением (7.4).

$$A_w = \frac{I}{J} \text{ [см}^2\text{]}. \quad (7.4)$$

После подстановки (7.4) в (7.3) получается (7.5).

$$K_u W_a = N_p \frac{I_p}{J} + N_s \frac{I_s}{J}. \quad (7.5)$$

Теперь с учётом (7.2) получается (7.6)

$$K_u W_a = \frac{V_p (10^4)}{A_c B_{ac} f K_f} \left( \frac{I_p}{J} \right) + \frac{V_s (10^4)}{A_c B_{ac} f K_f} \left( \frac{I_s}{J} \right). \quad (7.6)$$

Из (7.6) получается (7.7)

$$W_a A_c = \frac{[(V_p I_p) + (V_s I_s)](10^4)}{B_{ac} f J K_f K_u} [\text{см}^4] \quad (7.7)$$

Выходная мощность  $P_o$  определяется соотношением (7.8), Входная мощность  $P_{in}$  – соотношением (7.9), а расчётная мощность  $P_t$  – (7.10).

$$P_o = V_s I_s [\text{Вт}]. \quad (7.8)$$

$$P_{in} = V_p I_p [\text{Вт}]. \quad (7.9)$$

$$P_t = P_{in} + P_o [\text{Вт}]. \quad (7.10)$$

Комбинация (7.7)...(7.10) даёт (7.11).

$$W_a A_c = \frac{P_t \cdot 10^4}{B_{ac} f J K_f K_u} [\text{см}^4]. \quad (7.11)$$

По определению

$$A_p = W_a A_c [\text{см}^4], \quad (7.12)$$

поэтому

$$A_p = \frac{P_t \cdot 10^4}{B_{ac} f J K_f K_u} [\text{см}^4]. \quad (7.13)$$

Проектировщик имеет дело с расчётной мощностью  $P_t$  и способностью трансформатора передавать мощность.  $P_t$  может в 2...2.828 раз превосходить входную мощность  $P_{in}$ , зависящую от типа схемы, в которой работает трансформатор. Действующее значение тока обмотки определяется характером нагрузки, поэтому размер трансформатора зависит также от формы тока нагрузки, т. к. от неё в свою очередь зависит диаметр провода.

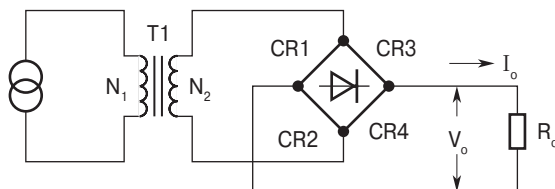
В качестве примера, для мощности в нагрузке 1 Вт, сравниваются режимы работы трансформатора, нагруженного на однофазный двухполупериодный выпрямитель (**рис. 7.1**), однофазный двухполупериодный выпрямитель с выводом нулевой точки (**рис. 7.2**), а также в схеме двухтактного преобразователя напряжения (**рис. 7.3**). В каждом случае нагрузка будет активной, потерями в трансформаторе и в диодах можно пренебречь. Все обмотки имеют одинаковое количество витков ( $N$ ).

Расчётная мощность  $P_t$  для схемы, изображённой на **рис. 7.1**, равна 2 Вт.

$$P_t = P_{in} + P_o [\text{Вт}]. \quad (7.14)$$

$$P_t = 2P_{in} [\text{Вт}]. \quad (7.15)$$



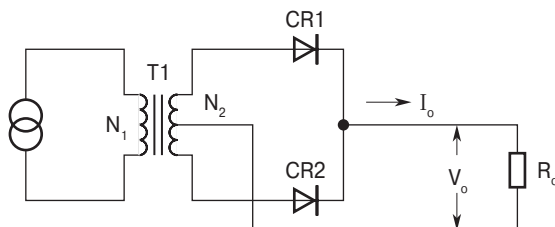


**Рис. 7.1.** Работа на мостовой выпрямитель

Схема на **рис. 7.2** отображает, как расчётная мощность  $P_t$  возрастает на 20.7% из-за искажения формы тока вторичной обмотки.

$$P_t = P_{in} + P_o \sqrt{2} \text{ [Вт]}, \quad (7.16)$$

$$P_t = P_{in} (1 + \sqrt{2}) \text{ [Вт]}. \quad (7.17)$$

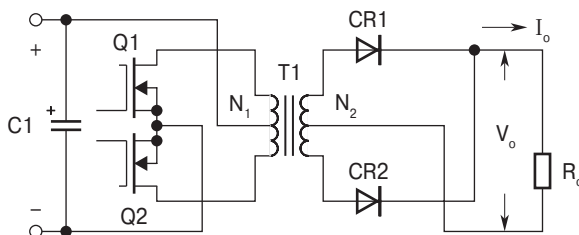


**Рис. 7.2.** Работа на выпрямитель с выводом средней точки

Расчётная мощность  $P_t$  для схемы **рис. 7.3** в 2.828 раз превосходит  $P_{in}$  из-за искажения токов обеих обмоток – первичной и вторичной.

$$P_t = P_{in} \sqrt{2} + P_o \sqrt{2} \text{ [Вт]}, \quad (7.18)$$

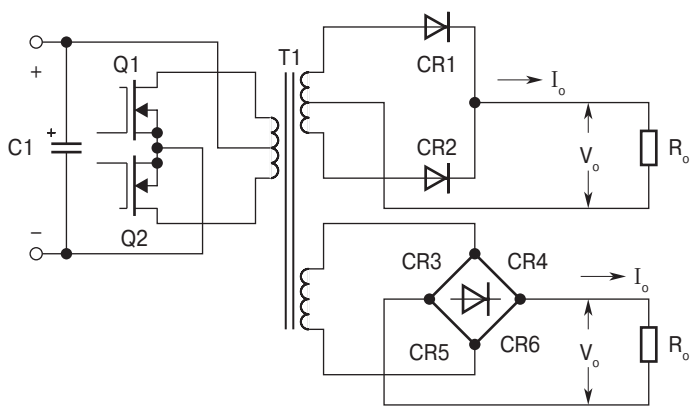
$$P_t = 2P_{in} \sqrt{2} \text{ [Вт]}. \quad (7.19)$$



**Рис. 7.3.** Работа трансформатора в схеме двухтактного преобразователя напряжения

## 7.5. Многообмоточные трансформаторы

Приведённый ниже пример показывает, как меняется расчётная мощность  $P_t$  в зависимости от количества вторичных обмоток.



**Рис. 7.4.** Многовыходовой преобразователь

Выход	Схема включения
5 В    10 А	С выводом средней точки. Падение на диоде $V_d = 1\text{ В}$
15 В    1 А	Мостовая схема выпрямления. Падение на диодах $V_d = 2\text{ В}$ .
Эффективность 0.95	

Выходная мощность трансформатора для схемы **рис. 7.4**:

$$P_{o1} = (V_{o1} + V_d) \cdot I_{o1} = (5 + 1) \cdot 10 = 60 \text{ [Вт]}. \tag{7.20}$$

Для второго выхода:

$$P_{o2} = (V_{o2} + V_d) I_{o2} = (15 + 2) \cdot 1.0 = 17 \text{ [Вт]}. \tag{7.21}$$

Для вычисления величины расчётной мощности  $P_\Sigma$  необходимо просуммировать все значения выходных мощностей. Если обмотка имеет средний вывод, это означает, что в ней течёт прерывистый ток. В этом случае для коррекции действующего значения тока мощность, передаваемая этой обмоткой, умножается на коэффициент  $U$ . Для этого случая  $U = 1.41$ . Если средняя точка не выведена,  $U = 1$ .

Для многовыходовой схемы:

$$P_\Sigma = P_{o1}(U) + P_{o2}(U) + P_n(U) + \dots \tag{7.22}$$

Для рассматриваемого примера:

$$P_\Sigma = P_{o1} \cdot U + P_{o2} \cdot U = 60 \cdot 1.41 + 17 \cdot 1 = 101.6 \text{ [Вт]}. \tag{7.23}$$

$$P_{in} = \frac{60+17}{0.95} = 81 \text{ [Вт]}.$$

Теперь можно определить величину входной мощности  $P_{in}$ :

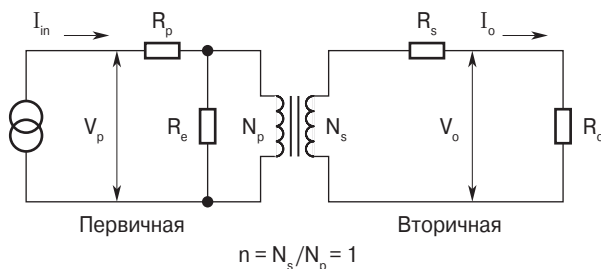
$$P_{in} = \frac{P_{o1} + P_{o2}}{\eta} \text{ [Вт]}. \quad (7.24)$$

После расчёта  $P_{in}$  можно найти расчётную мощность  $P_t$ .

$$P_t = P_{in} \cdot U + P_{\Sigma} = 81 \cdot 1.41 + 101.6 = 215.8 \text{ [Вт]}. \quad (7.25)$$

## 7.6. Зависимость напряжения от нагрузки

Минимальные размеры трансформатора определяются как заданным температурным диапазоном, так и требуемой стабильностью выходного напряжения при смене нагрузки. На **рис. 7.5** показана схема включения трансформатора с одной вторичной обмоткой.



**Рис. 7.5.** Схема включения трансформатора

Влиянием распределённой ёмкости вторичной обмотки можно пренебречь, т. к. напряжение и рабочая частота не слишком высоки. Геометрия обмоток такова, что влиянием индуктивности рассеивания тоже можно пренебречь. Коэффициент  $\alpha$ , определяющий зависимость выходного напряжения от нагрузки, определяется следующей формулой:

$$\alpha = \frac{V_o(N.L.) - V_o(F.L.)}{V_o(F.L.)} 100 \%, \quad (7.26)$$

где  $V_o(N.L.)$  – напряжение холостого хода;  
 $V_o(F.L.)$  – напряжение при полной нагрузке.

Для простоты считается, что коэффициент трансформации для **рис. 7.5** равен единице, а сопротивление потерь сердечника равно бесконечности, поэтому

$$I_{in} = I_o \text{ [А]}, \quad (7.27)$$

$$R_p = R_s \text{ [Ом]}.$$

Если доли площади окна сердечника, занятые первичной и вторичной обмотками, одинаковы и если плотность тока одна и та же:

$$\Delta V_p = I_{in} R_p = \Delta V_s = I_o R_s \text{ [В]}. \quad (7.28)$$

$$\alpha = \frac{\Delta V_p}{V_p} \cdot 100 + \frac{\Delta V_s}{V_s} \cdot 100 \text{ [%]}. \quad (7.29)$$

Если умножить числитель и знаменатель на плотность тока, то

$$\alpha = \frac{\Delta V_p \cdot I_{in}}{V_p I_{in}} 100 + \frac{\Delta V_s I_o}{V_s I_o} 100 \text{ [%]}. \quad (7.30)$$

Потери в меди первичной обмотки:

$$P_p = \Delta V_p I_{in} \text{ [Вт]}. \quad (7.31)$$

Потери в меди вторичной обмотки:

$$P_s = \Delta V_s I_o \text{ [Вт]}. \quad (7.32)$$

Общие потери в меди

$$P_{cu} = P_p + P_s \text{ [Вт]}. \quad (7.33)$$

Уравнение (7.29) преобразуется к следующему виду:

$$\alpha = \frac{P_{cu}}{P_o} 100 \text{ [%]}. \quad (7.34)$$

Нестабильность выходного напряжения ( $\alpha$ ) определяется мощностью потерь в меди. Трансформатор с выходной мощностью 100 Вт при  $\alpha = 2\%$  имеет потери в меди, равные 2 Вт.

$$P_{cu} = \frac{P_o \cdot \alpha}{100} \text{ [Вт]}. \quad (7.35)$$

$$P_{cu} = \frac{100 \cdot 2}{100} \text{ [Вт]}. \quad (7.36)$$

$$P_{cu} = 2 \text{ [Вт]}. \quad (7.37)$$

## 7.7. Взаимосвязь $K_g$ и способности трансформатора поддерживать стабильное напряжение на выходе при изменении нагрузки

Хотя большинство трансформаторов проектируется на заданный температурный диапазон, они также могут быть ориентированы на поддержание стабиль-

ного выходного напряжения. Стабильность и способность передавать мощность определяются постоянными  $\alpha$  и  $K_g$  (см. также (7.26) и (7.34)).

$$\alpha = \frac{P_t}{2K_g K_e} [\%]. \quad (7.38)$$

$$\alpha = \text{нестабильность} [\%]. \quad (7.39)$$

Постоянная  $K_g$  определяется геометрией сердечника.

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 K_u}{MLT} [\text{см}^4], \quad (7.40)$$

где  $MLT$  – средняя длина витка.

Постоянная  $K_e$  определяется магнитными и электрическими условиями работы.

$$K_e = 0.145 K_f^2 f^2 B_m^2 \cdot 10^{-4}, \quad (7.41)$$

где  $K_f$  – коэффициент формы.

$K_f = 4.0$  для прямоугольных импульсов напряжения;

$K_f = 4.44$  для синусоиды.

Исходя из вышеизложенного, делаем вывод, что такие факторы, как индукция, частота работы и коэффициент формы влияют на размеры трансформатора.

## 7.8. Взаимосвязь $A_p$ и способности трансформатора передавать мощность

В соответствии с новым подходом, способность сердечника трансформатора передавать мощность зависит от произведения площадей сердечника.

$$A_p = \frac{P_t \cdot 10^4}{K_f K_u B_m Jf} [\text{см}^4]. \quad (7.42)$$

где  $K_f$  – коэффициент формы.

$K_f = 4.0$  – меандр;

$K_f = 4.44$  – синусоида.

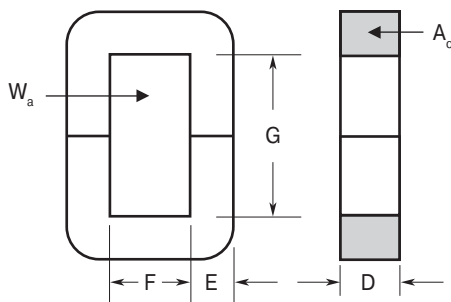
Исходя из вышесказанного видно, что такие факторы, как индукция, рабочая частота и коэффициент использования окна  $K_u$  определяют величину площади окна, которая может быть занята медью обмотки.

## 7.9. Сердечники с одинаковым произведением площадей

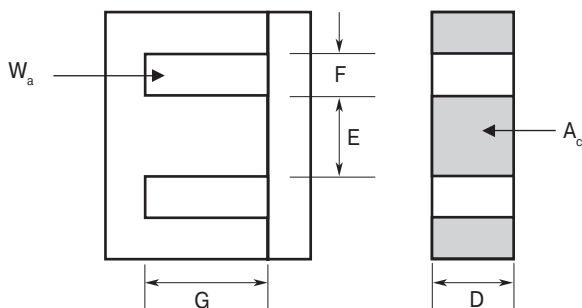
Произведение площадей сердечника  $A_p$  – это произведение площади окна  $W_a$  и площади поперечного сечения сердечника  $A_c$ .

$$A_p = W_a \cdot A_c \text{ [см}^4\text{]}. \quad (7.43)$$

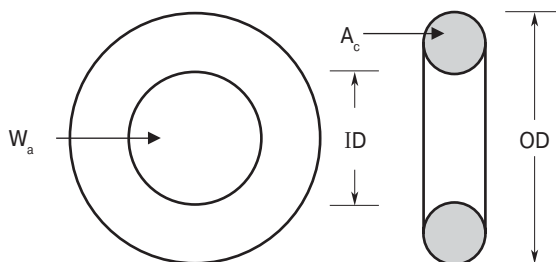
На **рис. 7.6...7.9** показаны очертания четырёх типов трансформаторных сердечников, которые чаще всего упоминаются в каталогах производителей.



**Рис. 7.6.** Очертания С-сердечника



**Рис. 7.7.** Очертания пластинчатого EI-сердечника



**Рис. 7.8.** Очертания тороидального сердечника

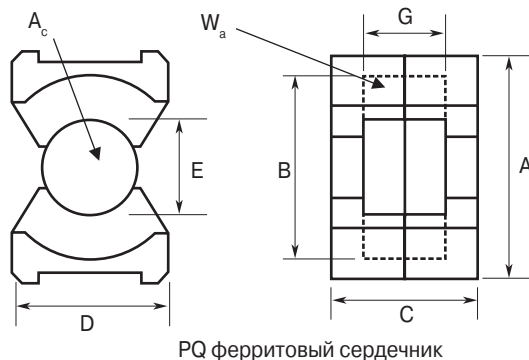


Рис. 7.9. Очертания ферритового PQ-сердечника

## 7.10. Проектирование 250 Вт изолирующего трансформатора с использованием коэффициента, характеризующего геометрию сердечника $K_g$

Для типового расчётного примера предположим следующие исходные данные:

Входное напряжение, $V_{in}$	115 В
Выходное напряжение, $V_o$	115 В
Выходной ток, $I_o$	2.17 А
Выходная мощность, $P_o$	250 Вт
Частота, $f$	47 Гц
Эффективность, $\eta$	95%
Нестабильность, $\alpha$	5%
Индукция, $B_{ac}$	1.6 Тл
Материал сердечника	Кремний М6Х
Коэффициент использования окна, $K_u$	0.4
Перегрев, $T_r$	30 °С

**Шаг № 1.** Определение расчётной мощности  $P_t$ .

$$P_t = P_o \left( \frac{1}{\eta} + 1 \right) = 250 \left( \frac{1}{0.95} + 1 \right) = 513 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 2.** Расчёт  $K_e$ .

$$K_e = 0.145 \cdot K_f^2 \cdot f^2 \cdot B_m^2 \cdot 10^{-4}.$$

$$K_f = 4.44 \text{ — синусоида.}$$

$$K_c = 0.145 \cdot 4.44^2 \cdot 47^2 \cdot 1.6^2 \cdot 10^{-4} = 1.62.$$

**Шаг № 3.** Расчёт  $K_g$ .

$$K_g = \frac{P_t}{2K_c \alpha} = \frac{513}{2 \cdot 1.62 \cdot 5} = 31.7 \text{ [см}^5\text{]}.$$

**Шаг № 4.** Из данных главы 3 выбираем пластины, имеющие  $K_g$ , сравнимый с рассчитанным.

Тип пластины	EI 150
Производитель	Thomas and Skinner
Длина средней силовой линии, $l_c$	22.9 см
Вес сердечника, $W_{\text{tfe}}$	2334 кг
Вес меди, $W_{\text{tcu}}$	853 г
Средняя длина витка, $MLT$	22 см
Площадь сечения сердечника, $A_c$	13.8 см <sup>2</sup>
Площадь окна сердечника, $W_o$	10.89 см <sup>2</sup>
Произведение площадей сердечника, $A_p$	150 см <sup>4</sup>
Коэффициент геометрии сердечника, $K_g$	37.6 см <sup>5</sup>
Площадь поверхности трансформатора, $A_t$	479 см <sup>2</sup>

**Шаг № 5.** Расчёт числа витков первичной обмотки на основании закона Фарадея.

$$N_p = \frac{V_{\text{in}} \cdot 10^4}{K_f B_{\text{ac}} f \cdot A_c} = \frac{115 \cdot 10^4}{4.44 \cdot 1.6 \cdot 47 \cdot 13.8} = 250 \text{ [ВИТКОВ]}.$$

**Шаг № 6.** Расчёт плотности тока  $J$ .

$$J = \frac{P_t \cdot 10^4}{K_f K_u B_{\text{ac}} f A_p} = \frac{513 \cdot 10^4}{4.44 \cdot 0.4 \cdot 1.6 \cdot 47 \cdot 150} = 256 \text{ [A/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 7.** Расчёт входного тока  $I_{\text{in}}$ .

$$I_{\text{in}} = \frac{P_o}{V_{\text{in}} \eta} = \frac{250}{115 \cdot 0.95} = 2.28 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 8.** Расчёт площади сечения голого провода первичной обмотки  $A_{\text{wp(B)}}$ .

$$A_{\text{wp(B)}} = \frac{I_{\text{in}}}{J} = \frac{2.28}{256} = 0.0089 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 9.** Выбор провода из табл. 4.9.

$$AWG=18.$$



$$A_{\text{wp(B)}} = 0.00822 \text{ [см}^2\text{]} \text{ (голый провод)}.$$

$$A_{\text{wp}} = 0.00933 \text{ [см}^2\text{]} \text{ (провод в изоляции)}.$$

$$\frac{\text{мкОм}}{\text{см}} = 209.$$

**Шаг № 10.** Расчёт сопротивления провода первичной обмотки.

$$R_p = MLT \cdot N_p \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right] \cdot 10^{-6} \text{ [Ом]}.$$

$$R_p = 22 \cdot 250 \cdot 209 \cdot 10^{-6} \text{ [Ом]}.$$

$$R_p = 1.15 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 11.** Расчёт потерь в первичной обмотке  $P_p$ .

$$P_p = I_p^2 R_p = 2.28^2 \cdot 1.15 = 5.98 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 12.** Расчёт числа витков вторичной обмотки  $N_s$ .

$$N_s = \frac{N_p V_s}{V_{\text{in}}} \left( 1 + \frac{\alpha}{100} \right) = \frac{250 \cdot 115}{115} \left( 1 + \frac{5}{100} \right) = 262.5 \approx 263 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 13.** Расчёт площади сечения голого провода вторичной обмотки  $A_{\text{ws(B)}}$ .

$$A_{\text{ws(B)}} = \frac{I_o}{J} = \frac{2.27}{256} = 0.00804 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 14.** Выбор провода из табл. 4.9.

$$AWG = 18.$$

$$A_{\text{wp(B)}} = 0.00822 \text{ [см}^2\text{]} \text{ (голый провод)}.$$

$$A_{\text{wp}} = 0.00933 \text{ [см}^2\text{]} \text{ (провод в изоляции)}.$$

$$\frac{\text{мкОм}}{\text{см}} = 209.$$

**Шаг № 15.** Расчёт сопротивления провода вторичной обмотки  $R_s$ .

$$R_s = MLT \cdot N_s \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right] \times 10^{-6} \text{ [Ом]}.$$

$$R_s = 22 \cdot 263 \cdot 209 \cdot 10^{-6} \text{ [Ом]}.$$

$$R_s = 1.21 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 16.** Расчёт потерь в меди вторичной обмотки  $P_s$ .

$$P_s = I_o^2 R_s = 2.17^2 \cdot 1.21 = 5.70 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 17.** Расчёт суммарных потерь в меди первичной и вторичной обмоток  $P_{Cu}$ .

$$P_{Cu} = P_p + P_s = 5.98 + 5.7 = 11.68 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 18.** Расчёт нестабильности выходного напряжения при изменении нагрузки  $\alpha$ .

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o} 100\% = \frac{11.68}{250} 100\% = 4.67 [\%].$$

**Шаг № 19.** Расчёт удельной мощности Вт/кг. Используются уравнения из главы 2.

$$Bm / \text{кг} = 0.000557 \cdot f^{1.68} \cdot B_{ac}^{1.86}.$$

$$Bm / \text{кг} = 0.000557 \cdot 47^{1.68} \cdot 1.6^{1.86}.$$

$$Bm / \text{кг} = 0.860$$

**Шаг № 20.** Расчёт потерь в сердечнике  $P_{fe}$ .

$$P_{Fe} = \text{Вт/кг} \cdot W_{iFe} \cdot 10^{-3} \text{ [Вт]}.$$

$$P_{Fe} = 0.860 \cdot 2.33 \text{ [Вт]}.$$

$$P_{Fe} = 2.00 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 21.** Расчёт общих потерь  $P_\Sigma$

$$P_\Sigma = P_{Cu} + P_{Fe} \text{ [Вт]}.$$

$$P_\Sigma = 11.68 + 2 = 13.68 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 22.** Расчёт мощности на единицу поверхности  $\Psi$ .

$$\Psi = \frac{P_\Sigma}{A_t} \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

$$\Psi = \frac{13.68}{479} = 0.0286 \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 23.** Расчёт перегрева трансформатора  $T_r$ .

$$T_r = 450 \cdot \Psi^{0.826} \text{ [}^\circ\text{C]}.$$

$$T_r = 450 \cdot 0.0286^{0.826} = 23.9 \text{ [}^\circ\text{C]}.$$

**Шаг № 24.** Расчёт коэффициента использования окна сердечника  $K_u$ .

$$K_u = K_{up} + K_{us}.$$

$$K_{us} = \frac{N_s \cdot A_{ws(B)}}{W_a}.$$

$$K_{us} = \frac{263 \cdot 0.00822}{10.89} = 0.199.$$

$$K_{up} = \frac{N_p \cdot A_{wp(B)}}{W_a}.$$

$$K_{up} = \frac{250 \cdot 0.00822}{10.89} = 0.189.$$

$$K_u = 0.199 + 0.189.$$

$$K_u = 0.388.$$

## 7.11. Проектирование трансформатора на 38 Вт и 100 кГц с использованием коэффициента $K_g$ , характеризующего геометрию сердечника

Предлагается спроектировать трансформатор для двухтактного преобразователя напряжения с выводом средней точки первичной и вторичной обмоток, представленного на **рис. 7.4**. Ниже представлены исходные данные для типового расчётного примера.

Входное напряжение, $V_{\min}$	24 В;
Выходное напряжение. Первый выход, $V_{o1}$	5.0 В;
Выходной ток, $I_{o1}$	4 А;
Выходное напряжение. Второй выход, $V_{o2}$	12.0 В;
Выходной ток, $I_{o2}$	1.0 А;

Частота, $f$	100 кГц;
Эффективность, $\eta$	98%;
Зависимость выходного напряжения от нагрузки, $\alpha$	0.5%;
Прямое напряжение на диоде, $V_d$	1.0 В;
Индукция в сердечнике, $B_{ac}$	0.05 Тл;
Материал сердечника	Феррит;
Коэффициент заполнения окна, $K_u$	0.4;
Перегрев, $T_r$	30 °С.

**Примечание:**

для обмотки со средней точкой  $U = 1.41$ ;

для обмотки без средней точки  $U = 1.0$ .

Выбор провода обмотки производится при условии равенства сопротивлений постоянному ( $R_{dc}$ ) и переменному ( $R_{ac}$ ) токам.

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1.$$

Глубина скин-эффекта

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{f}} [\text{см}].$$

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{10^5}} = 0.0209 [\text{см}].$$

При этих условиях стандартный  $D_{AWG}$  диаметр провода

$$D_{AWG} = 2\varepsilon [\text{см}].$$

$$D_{AWG} = 2 \cdot 0.0209 = 0.0418 [\text{см}].$$

Сечение голого провода

$$A_w = \frac{\pi D_{AWG}^2}{4} [\text{см}^2].$$

$$A_w = \frac{3.1416 \cdot (0.0418)^2}{4} = 0.00137 [\text{см}^2].$$

Голый провод № 27 имеет площадь сечения 0.001021 см<sup>2</sup>. Это будет минимальная величина, используемая в данном расчёте (табл. 4.9, глава 4). Если требуется большая площадь, то будем использовать многожильный провод № 26.

Провод AWG	Сечение голого провода	Сечение изолированного провода	Сечение голого и изолированного проводов	[мкОм/см]
26	0.001280	0.001603	0.798	1345
27	0.001021	0.001313	0.778	1687
28	0.0008046	0.0010515	0.765	2142

**Шаг № 1.** Расчёт выходной мощности трансформатора  $P_o$ .

$$P_o = P_{o1} + P_{o2} \text{ [Вт]}.$$

...

$$P_o = 14 + 24 = 38 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 2.** Определение полной вторичной расчётной мощности  $P_{ts}$ .

$$P_{ts} = P_{ts01} + P_{ts02} \text{ [Вт]}.$$

$$P_{ts01} = P_{o1} \cdot U \text{ [Вт]}.$$

$$P_{ts01} = 24 \cdot 1.41 = 33.8 \text{ [Вт]}.$$

$$P_{ts02} = P_{o2} \cdot U.$$

$$P_{ts02} = 14 \cdot 1 = 14 \text{ [Вт]}.$$

...

$$P_{ts} = 47.8 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 3.** Определение полной расчётной мощности  $P_t$ .

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \text{ [Вт]}.$$

$$P_{tp} = P_{in} \cdot U \text{ [Вт]}.$$

$$P_t = P_{tp} + P_{ts} \text{ [Вт]}.$$

$$P_t = \frac{38}{0.98} \cdot 1.41 + 47.8 = 102.5 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 4.** Расчёт коэффициента  $K_e$ .

$$K_e = 0.145 \cdot K_f^2 \cdot f^2 \cdot B_m^2 \cdot 10^{-4}.$$

...

$$K_e = 5800.$$

**Шаг № 5.** Расчёт коэффициента геометрии  $K_g$ .

$$K_g = \frac{P_t}{2K_e \alpha} [\text{см}^5].$$

...

$$K_g = 0.0177 [\text{см}^5].$$

При работе трансформатора на высокой частоте следует уточнить значение коэффициента заполнения окна  $K_u$  (см. главу 4). Для ферритов с маленькой катушкой отношение окна катушки к площади окна сердечника около 0.6. На частоте 100 кГц при использовании провода № 26 из-за скин-эффекта отношение площади, занимаемой медью, к общей площади окна равно 0.78. Поэтому общий коэффициент заполнения окна ( $K_u$ ) уменьшается. Коэффициент геометрии  $K_g$  следует умножить на 1.35 и тогда плотность тока  $J$  следует вычислять, считая коэффициент использования окна равным 0.29.

$$K_g = 0.0177 \cdot 1.35 [\text{см}^5].$$

$$K_g = 0.0239 [\text{см}^5].$$

**Шаг № 6.** Выбор PQ-сердечника по рассчитанному значению  $K_g$ .

Тип сердечника	PQ 2020
Производитель	TDK
Магнитный материал	PC 44
Длина средней силовой линии, $l_c$	4.5 м
Высота обмотки, $G$	1.43 м
Вес сердечника, $W_{\text{tFe}}$	15 г
Вес меди, $W_{\text{tCu}}$	10.4 г
Средняя длина витка, $MLT$	4.4 м
Площадь сечения сердечника, $A_c$	0.62 м <sup>2</sup>
Площадь окна сердечника, $W_a$	0.658 м <sup>2</sup>
Произведение площадей, $A_p$	0.408 м <sup>4</sup>
Коэффициент геометрии, $K_g$	0.0227 см <sup>5</sup>
Площадь поверхности трансформатора, $A_t$	19.7 см <sup>2</sup>
Индуктивность 1000 витков, AL	3020 мГн

**Шаг № 7.** Расчёт числа витков первичной обмотки на основе закона Фарадея.

$$N_p = \frac{V_p \cdot 10^4}{K_f B_{ac} f A_c} [\text{витков}].$$

$$N_p = \frac{24 \cdot 10^4}{4 \cdot 0.05 \cdot 10^5 \cdot 0.62} = 19 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 8.** Расчёт плотности тока  $J$  при  $K_u = 0.29$ .

$$J = \frac{P_t \cdot 10^4}{K_f K_u B_{ac} f A_p} \text{ [A/cm}^2\text{]}.$$

$$J = \frac{102.5 \cdot 10^4}{4 \cdot 0.29 \cdot 0.05 \cdot 10^5 \cdot 0.408} = 433 \text{ [A/cm}^2\text{]}.$$

**Шаг № 9.** Расчёт входного тока  $I_{in}$ .

$$I_{in} = \frac{P_o}{\eta V_{in}} \text{ [A]}.$$

$$I_{in} = \frac{38}{0.98 \cdot 24} = 1.61 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 10.** Расчёт площади сечения голого провода первичной обмотки.

$$A_{wp(B)} = \frac{I_{in} \sqrt{D_{max}}}{J} \text{ [cm}^2\text{]}.$$

$$A_{wp(B)} = \frac{1.61 \cdot 0.707}{433} = 0.00263 \text{ [cm}^2\text{]}.$$

**Шаг № 11.** Расчёт требуемого числа проводов в витке первичной обмотки  $S_{np}$ .

$$S_{np} = \frac{A_{wp(B)}}{N26}.$$

$$S_{np} = \frac{0.00263}{0.00128} \approx 2 \text{ провода AWG 26}.$$

**Шаг № 12.** Расчёт нового значения удельного сопротивления провода первичной обмотки.

Провод № 26. стандарта AWG имеет сопротивление 1345 мкОм/см. Два параллельно включённых провода имеют в 2 раза меньшее сопротивление, т. е. 673 мкОм/см.

**Шаг № 13.** Расчёт сопротивления первичной обмотки  $R_p$ .

$$R_p = MLT \cdot N_p \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right] 10^{-6} \text{ [Ом]}.$$

$$R_p = 4.4 \cdot 19 \cdot 673 \cdot 10^{-6} = 0.0563 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 14.** Расчёт потерь в меди первичной обмотки  $P_p$ .

$$P_p = I_p^2 R_p \text{ [Вт]}.$$

$$P_p = 1.61^2 \cdot 0.0563 = 0.146 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 15.** Расчёт числа витков вторичной обмотки  $N_{S1}$ .

$$N_{S1} = \frac{N_p V_{S1}}{V_{in}} \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right) \text{ [ВИТКОВ]}.$$

$$V_{S1} = V_o + V_d \text{ [В]}.$$

$$V_{S1} = 5 + 1 = 6 \text{ [В]}.$$

$$N_{S1} = \frac{19 \cdot 6}{24} \left(1 + \frac{0.5}{100}\right) \approx 5 \text{ [ВИТКОВ]}.$$

**Шаг № 16.** Расчёт числа витков второй вторичной обмотки  $N_{S2}$ .

$$N_{S2} = \frac{N_p V_{S1}}{V_{in}} \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right) \text{ [ВИТКОВ]}.$$

$$V_{S2} = V_o + 2V_d = 12 + 2 = 14 \text{ [В]}.$$

$$N_{S2} = \frac{19 \cdot 14}{24} \left(1 + \frac{0.5}{100}\right) \approx 11 \text{ [ВИТКОВ]}.$$

**Шаг № 17.** Расчёт сечения голого провода первой вторичной обмотки  $A_{WS1}$ .

$$A_{WS1} = \frac{I_o \sqrt{D_{max}}}{J} \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$A_{WS1} = \frac{4 \cdot 0.707}{433} = 0.00653 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 18.** Расчёт числа проводов в одном витке  $S_{ns1}$ .

Сечение выбранного провода стандарта AWG № 16 равно 0.00128 см<sup>2</sup>, и для него требуется сечение 0.00653 см<sup>2</sup>. Поэтому

$$S_{ns1} = \frac{0.00653}{0.00128} \approx 5 \text{ [проводов]}.$$



**Шаг № 19.** Расчёт нового значения удельного сопротивления вторичной обмотки.

Удельное сопротивление провода стандарта AWG № 26 равно 1345 мкОм/см, а пять параллельно включённых проводов (см. шаг № 18) имеют в 5 раз меньшее сопротивление:

$$\frac{1345}{5} = 269 \text{ [мкОм/см]}.$$

**Шаг № 20.** Расчёт сопротивления первой вторичной обмотки  $R_{S1}$ .

$$R_{S1} = MLT \cdot N_{S1} \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right] \cdot 10^{-6} \text{ [Ом]}.$$

$$R_{S1} = 4.4 \cdot 5 \cdot 269 \cdot 10^{-6} = 0.0059 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 21.** Расчёт потерь в меди первой вторичной обмотки  $P_{S1}$ .

$$P_{S1} = I_{S1}^2 R_{S1} \text{ [Вт]}.$$

$$P_{S1} = 4^2 \cdot 0.0059 = 0.0944 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 22.** Расчёт сечения голого провода второй вторичной обмотки  $A_{WS2}$ .

$$A_{WS2} = \frac{I_o}{J} \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$A_{WS2} = \frac{1}{433} = 0.00231 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 23.** Расчёт количества проводов в одном витке  $S_{ns2}$ .

Сечение выбранного провода стандарта AWG № 26 равно 0.00128 см<sup>2</sup>, требуется сечение 0.00231 см<sup>2</sup>. Поэтому

$$S_{ns2} = \frac{0.00231}{0.00128} \approx 2 \text{ [провода]}.$$

**Шаг № 24.** Расчёт нового значения удельного сопротивления второй вторичной обмотки.

Удельное сопротивление провода стандарта AWG № 26 равно 1345 мкОм/см. Два параллельно включённых провода (см. шаг № 23) имеют в 2 раза меньшее сопротивление, т. е. 673 мкОм/см.

**Шаг № 25.** Расчёт сопротивления второй вторичной обмотки  $R_{S2}$ .

$$R_{S2} = MLT \cdot N_{S2} \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \cdot 10^{-6} \text{ [Ом]}.$$

$$R_{S2} = 4.4 \cdot 11 \cdot 673 \cdot 10^{-6} = 0.0326 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 26.** Расчёт потерь в меди второй вторичной обмотки  $P_{S2}$ .

$$P_{S2} = I_{S2}^2 R_{S2} \text{ [Вт]}.$$

$$R_{S2} = I^2 \cdot 0.0326 = 0.0326 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 27.** Расчёт суммарных потерь в меди обеих вторичных обмоток  $P_S$ .

$$P_S = P_{S1} + P_{S2} \text{ [Вт]}.$$

$$P_S = 0.0944 + 0.0326 = 0.127 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 28.** Расчёт потерь в меди всех обмоток  $P_{Cu}$ .

$$P_{Cu} = P_p + P_s \text{ [Вт]}.$$

$$P_{Cu} = 0.146 + 0.127 = 0.273 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 29.** Расчёт зависимости выходного напряжения от нагрузки  $\alpha$

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o} 100 \text{ [%]}.$$

$$\alpha = \frac{0.273}{38} 100 = 0.718 \text{ [%]}.$$

**Шаг № 30.** Расчёт удельных потерь (по материалам главы 2).

$$\text{мВт/г} = 0.000318 \cdot f^{1.51} \cdot B_{ac}^{2.747}.$$

$$\text{мВт/г} = 0.000318 \cdot (10^5)^{1.51} \cdot (0.05)^{2.747} = 3.01.$$

**Шаг № 31.** Расчёт потерь в сердечнике  $P_{Fe}$ .

$$P_{Fe} = \frac{\text{мВт}}{\text{г}} W_{\text{tFe}} \cdot 10^{-3} \text{ [Вт]}.$$

$$P_{Fe} = 3.01 \cdot 15 \cdot 10^{-3} = 0.045 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 32.** Расчёт общих потерь  $P_\Sigma$

$$P_\Sigma = P_{Cu} + P_{Fe} \text{ [Вт]}.$$

$$P_\Sigma = 0.273 + 0.045 = 0.318 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 33.** Расчёт мощности на единицу поверхности  $\Psi$ .

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_t} \left[ \text{Вт/см}^2 \right].$$

$$\Psi = \frac{0.318}{19.7} = 0.0161 \left[ \text{Вт/см}^2 \right].$$

**Шаг № 34.** Расчёт перегрева  $T_r$ .

$$T_r = 450 \cdot \Psi^{0.826} \left[ ^\circ\text{C} \right].$$

$$T_r = 450 \cdot 0.0161^{0.826} = 14.9 \left[ ^\circ\text{C} \right].$$

**Шаг № 35.** Расчёт коэффициента использования окна  $K_u$ .

$$K_u = K_{up} + K_{us}.$$

$$K_{us} = K_{us1} + K_{us2}.$$

$$K_{us1} = \frac{N_{S1} S_{n1} A_{ws1(B)}}{W_a}.$$

...

$$K_u = 0.288.$$

# 8

## Проектирование дросселей постоянного тока с зазором в магнитопроводе

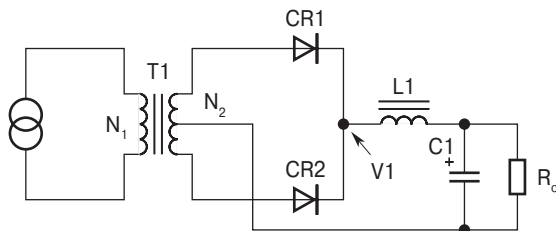
1	Введение	244
2	Критическая индуктивность для дросселя выпрямителя синусоидального напряжения	244
3	Критическая индуктивность дросселя для регулятора напряжения понижающего типа	245
4	Материалы сердечников, используемых в преобразователях с широтно-импульсным регулированием	248
5	Основополагающие положения	249
6	Краевой поток	251
7	Дроссели	252
8	Связь произведения площадей сердечника и способности дросселя передавать энергию	253
9	Связь коэффициента геометрии $K_g$ и способности дросселя передавать энергию	253
10	Пример проектирования дросселя с зазором с использованием коэффициента геометрии сердечника $K_g$	254
11	Пример проектирования дросселя с зазором с использованием метода произведения площадей сердечника $A_p$	259

## 8.1. Введение

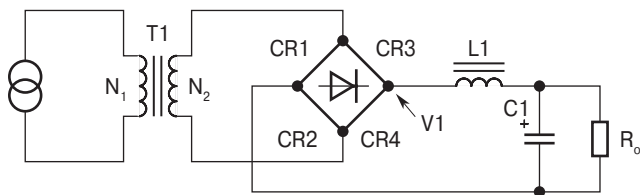
Проектировщики используют разные подходы к проектированию дросселей. Во многих случаях имеет место чисто эмпирический подход. Например, при расчёте провода обмотки руководствуются соображением, что плотность тока  $200 \text{ А/см}^2$  – вполне подходящая величина. Часто это вполне удовлетворительно. Но иногда дроссель получается слишком тяжёлым или слишком объёмным. Для исключения таких случаев в этой главе содержится информация, позволяющая быстро и эффективно выполнить проект.

## 8.2. Критическая индуктивность для дросселя выпрямителя синусоидального напряжения

Использование LC-фильтра – основной метод сглаживания пульсаций напряжения. На **рис. 8.1** дана схема двухполупериодного выпрямителя с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора, на **рис. 8.2** – однофазная мостовая схема выпрямления. Для получения хорошего сглаживания выпрямленного напряжения нужно обеспечить непрерывность тока дросселя  $L_1$ .



**Рис. 8.1.** Двухполупериодный однофазный выпрямитель с выводом средней точки трансформатора и LC-фильтром



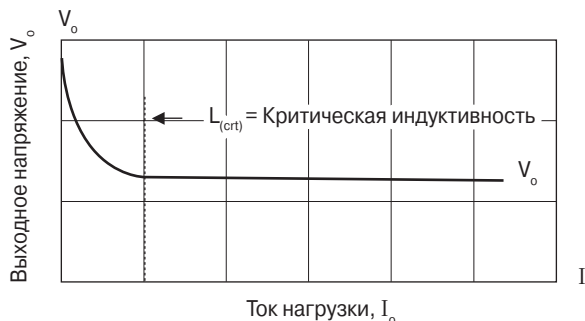
**Рис. 8.2.** Однофазная мостовая схема выпрямления с LC-фильтром

Минимальное (критическое) значение индуктивности дросселя  $L_{\text{кр}}$  определяется следующим соотношением:

$$L_{\text{кр}} = \frac{R_{\text{o(max)}}}{3\omega} [\text{Гн}], \quad (8.1)$$

где  $\omega = 2\pi \cdot f$ ;  
 $f$  – частота напряжения сети.

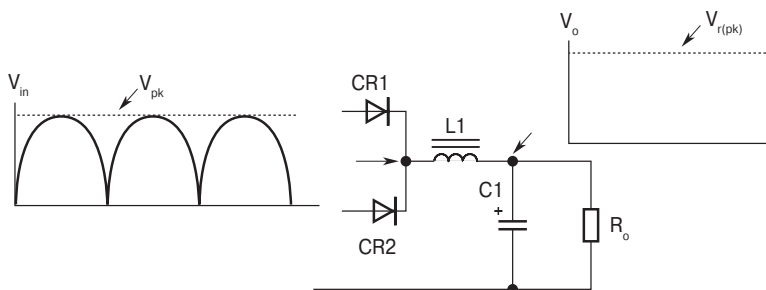
Чем больше сопротивление резистора  $R_o$ , тем труднее обеспечить непрерывность тока. Если  $R_o$  стремится к бесконечности (режим холостого хода), конденсатор фильтра **С1** **стремится зарядиться до амплитуды входного напряжения**  $V_{1_{pk}}$ . Поэтому выходное напряжение будет равно амплитудному значению входного, как показано на **рис. 8.3**.



**Рис. 8.3.** Точка, соответствующая критической индуктивности

Степень подавления пульсаций однозвенным LC-фильтром может быть определена уравнением (8.2) и **рис. 8.4**.

$$A_p = \frac{2(\text{Энергия})}{K_u \cdot B_{ac} \cdot J} \text{ [см}^4\text{]}. \quad (8.2)$$

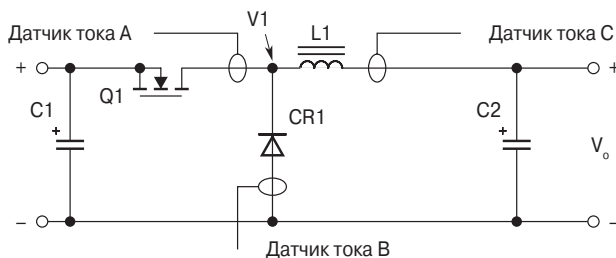


**Рис. 8.4.** Подавление пульсаций LC-фильтром

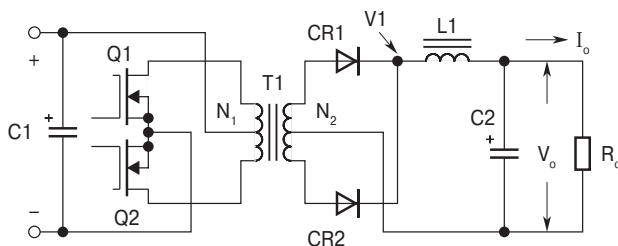
## 8.3. Критическая индуктивность дросселя для регулятора напряжения понижающего типа

На **рис. 8.5** представлен регулятор постоянного напряжения понижающего типа, а на **рис. 8.6** – двухтактный преобразователь постоянного напряжения на

основе этого регулятора. У регулятора на **рис. 8.5** имеется три датчика тока, индицирующие токи транзистора, диода и дросселя.



**Рис. 8.5.** Регулятор напряжения понижающего типа



**Рис. 8.6.** Двухтактный прямоходовой преобразователь

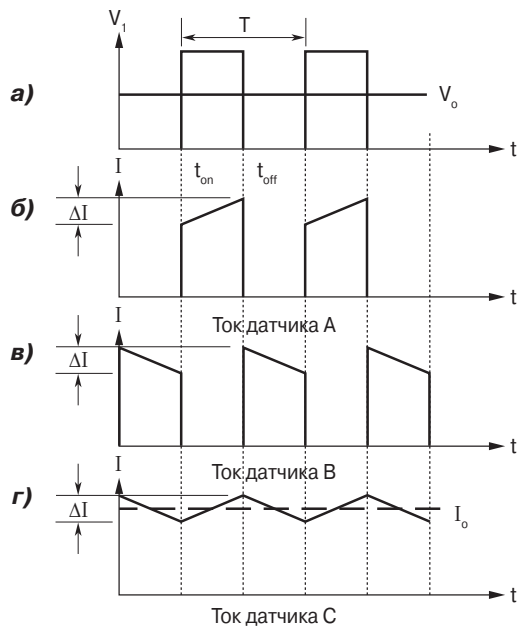
Временные диаграммы напряжения и токов представлены на **рис. 8.7**. Коэффициент заполнения равен 0.5. На **рис. 8.7a** показана форма импульса напряжения на входе фильтра, на **рис. 8.7б** – форма импульса тока транзистора, а на **рис. 8.7в** – форма импульса тока диода. Ток диода течёт на интервале, когда транзистор Q1 заперт. Этот ток течёт за счёт энергии, накопленной в индуктивности дросселя L1. На **рис. 8.7г** дана временная диаграмма тока дросселя, которая есть сумма диаграмм **рис. 8.7б** и **в**.

Временная диаграмма критического тока дросселя дана на **рис. 8.8б**, а его величина определяется уравнением (8.3). При токе, равном критическому, отношение приращения тока  $\Delta I$  к постоянной составляющей  $I_o$  равно двум:  $\Delta I / I_o = 2$ . Если уменьшить ток нагрузки, ток дросселя становится разрывным, как показано на **рис. 8.8е**. При этом на кривой  $U_1(t)$  **рис. 8.8в** появляется «звон».

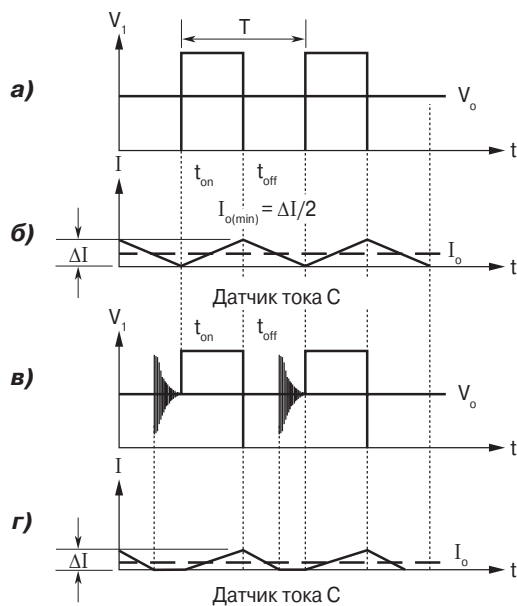
При проектировании многovyходовых преобразователей, подобных изображённому на **рис. 8.6**, нужно следить за тем, чтобы ни на каком выходе ток не был бы разрывным. Если ток какого-либо выхода падает до нуля, то напряжение возрастает до пикового значения V1.

$$L_{\text{critical}} = \frac{V_o T (1 - D_{\min})}{2 I_{o(\min)}} \quad [\text{Гн}]. \quad (8.3)$$

$$D_{\min} = \frac{V_o}{\eta V_{\text{in}(\max)}}. \quad (8.4)$$



**Рис. 8.7.** Типичные временные диаграммы понижающего регулятора напряжения, работающего при коэффициенте заполнения 0.5

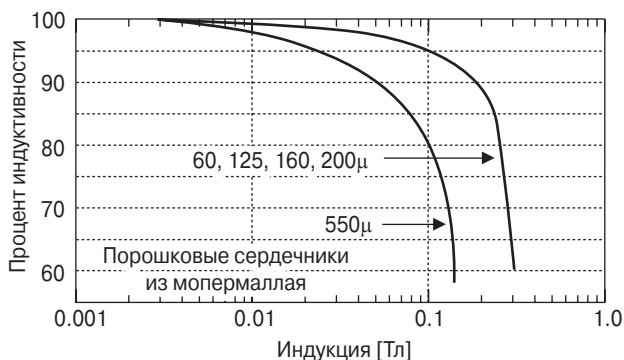


**Рис. 8.8.** Понижающий регулятор. Диаграммы токов дросселя в критическом режиме и в режиме разрывного тока



## 8.4. Материалы сердечников, используемых в преобразователях с широтно-импульсным регулированием

Проектировщики обычно стремятся использовать порошковый молибденовый пермаллой в качестве материала для сердечников дросселей фильтров высокочастотных силовых ключевых регуляторов и преобразователей напряжения. Это объясняется обилием справочной литературы, содержащей таблицы, графики и примеры расчёта, что упрощает решение задачи. Использование этого материала не является оптимальным. Для примера, на **рис. 8.9** показано, что порошковые сердечники из молибденового пермаллоя, работающие при постоянной индукции 0.3 Тл имеют только 80% начальной индуктивности и очень быстро её теряют при увеличении плотности потока. В случаях, когда размер представляет наибольший интерес, следует выбирать магнитные материалы с большой индукцией  $B_s$ . Кремний и некоторые аморфные материалы имеют в четыре раза большую индукцию насыщения в сравнении с порошковым молибденовым пермаллоем. Железные сплавы сохраняют 90% начальной индуктивности при индукции 1.2 Тл. Правильно выбранные железные сплавы хорошо работают на частотах вплоть до 100 кГц. Для работы на более высокой частоте годится только феррит. Ферриты имеют отрицательный температурный коэффициент относительно плотности потока. Рабочую температуру и перегрев следует учитывать при расчёте максимальной плотности потока.



**Рис. 8.9.** Индуктивность в зависимости от постоянного потока смещения

Для достижения наилучших результатов инженер должен обратить внимание как на величину  $B_s$ , так и на величину  $B_{ac}$  (см. **табл. 8.1**). Постоянная составляющая потока определяется потерями в меди ( $I^2R$ ), а переменная  $B_{ac}$  – потерями в сердечнике, которые зависят от материала. Много факторов влияет на качество проекта: цена, размеры, рост температуры и свойства материала.

**Таблица 8.1. Свойства магнитных материалов**

Материал	Композиция	Начальная магнитная проницаемость $\mu_i$	Индукция Тл	Температура Кюри [°C]	Плотность $\Delta$ [г/см³]
Кремний	3-97 SiFe	1500	1.5...1.8	750	7.63
Ортонол	50-50 NiFe	2000	1.42...1.58	500	8.24
Пермаллой	80-20 NiFe	25000	0.66...0.82	460	8.73
Аморфный материал	81-3.5 FeSi	1500	1.5...1.6	370	7.32
Аморфный материал	66-4 CoFe	800	0.57	250	7.59
Аморфный материал	73-15 FeSi	30000	1.0...1.2	460	7.73
Феррит	MnZn	2500	0.5	>230	4.8

Имеются серьёзные соображения о целесообразности использования сплавов железа и ферритов при проектировании силовых дросселей. Очевидными недостатками, такими как необходимость немагнитного зазора и применения ряда крепёжных устройств, можно пренебречь.

Использование сплавов железа и ферритов обеспечивает большую гибкость при проектировании дросселя, поскольку длина воздушного зазора может быть всегда сделана такой, чтобы обеспечить высокую относительную магнитную проницаемость даже при больших магнитных потоках.

## 8.5. Основополагающие положения

При проектировании реактора исходными являются следующие данные:

1. Требуемая индуктивность  $L$ .
2. Величина постоянного тока  $I_{dc}$ .
3. Пульсации тока дросселя  $\Delta I$ .
4. Выделяющаяся мощность и температура  $T_r$ .

Исходя из этих данных, проектировщик должен рассчитать величину  $B_{dc}$  и  $B_{ac}$ , чтобы не допустить насыщения магнитопровода. Проектировщик должен определить максимально возможную индуктивность в заданном объёме. Пиковая индукция в сердечнике  $B_{pk}$  определяется суммой  $B_{dc} + B_{ac}$ , как показано на **рис. 8.10**.

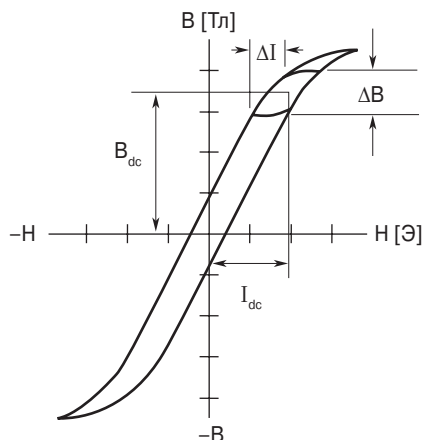
$$B_{pk} = B_{dc} + \frac{B_{ac}}{2} \text{ [Тл].} \quad (8.5)$$

$$B_{dc} = \frac{0.4\pi N I_{dc}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} \quad [\text{Тл}], \quad (8.6)$$

где  $l_c$  – длина средней силовой линии.

$$B_{ac} = \frac{0.4\pi N \frac{\Delta I}{2} \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} \quad [\text{Тл}]. \quad (8.7)$$

$$B_{pk} = \frac{0.4\pi N \left( I_{dc} + \frac{\Delta I}{2} \right) \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} \quad [\text{Тл}]. \quad (8.8)$$



**Рис. 8.10.** Зависимость индукции в сердечнике от суммы токов  $I_{dc} + \Delta I$ .

Индуктивность дросселя с железным сердечником с зазором при протекании постоянного тока рассчитывается следующим образом:

$$L = \frac{0.4\pi N^2 A_c \cdot 10^{-8}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} \quad [\text{Гн}]. \quad (8.9)$$

Обычно  $l_c/\mu_m \ll l_g$ , поэтому уравнение для расчёта индуктивности дросселя, имеющего сердечник с воздушным зазором, упрощается:

$$L = \frac{0.4\pi N^2 A_c \cdot 10^{-8}}{l_g} \quad [\text{Гн}]. \quad (8.10)$$

Окончательное определение размера длины воздушного зазора требует учёта влияния краевого магнитного потока, который является функцией длины зазора, формы полюсов магнита, размера и положения обмотки. Из-за краевого потока целесообразно снижать начальную индукцию в сердечнике на 10...20%.

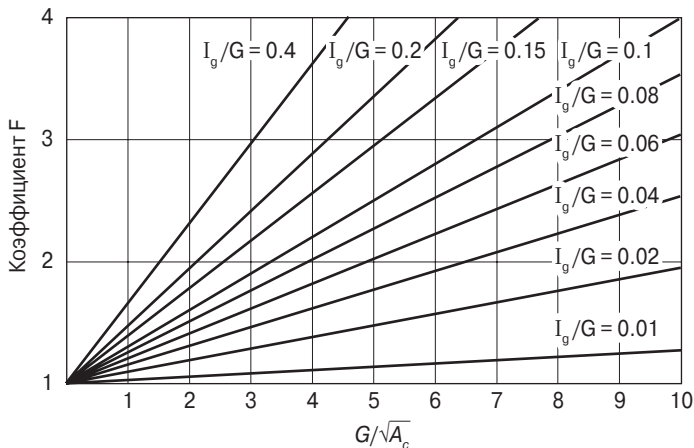
## 8.6. Краевой поток

Краевой поток уменьшает общее магнитное сопротивление и поэтому посредством коэффициента  $F$  увеличивает индуктивность, т. е. величина будет больше, чем в уравнении (8.10). Чем длиннее зазор, тем больше краевой поток.

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} l_n \frac{2G}{l_g}, \quad (8.11)$$

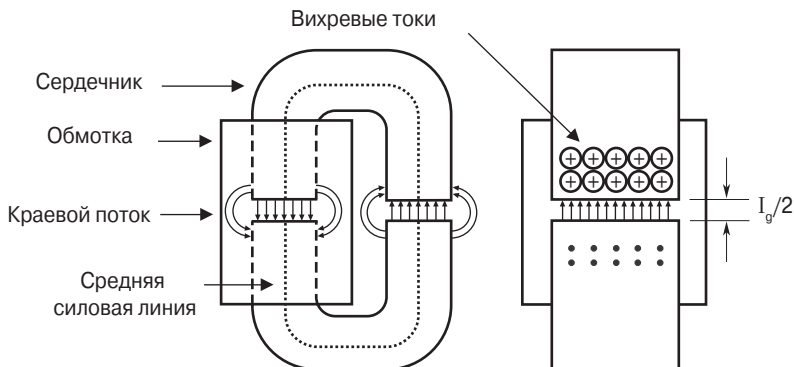
где  $G$  – длина обмотки, определённая в главе 3.

Это уравнение справедливо для пластинчатых сердечников, С-сердечников и ферритов. Решение уравнения (8.11) графически представлено на **рис. 8.11**.



**Рис. 8.11.** Возрастание индуктивности из-за краевого потока

По мере удлинения зазора увеличивается вспучивание потока вокруг него. Некоторая доля краевого потока перпендикулярна ленте сердечника и поэтому индуцирует вихревые токи, что в свою очередь увеличивает потери в сердечнике. Если зазор слишком велик, краевой поток индуцирует ток в меди обмотки, как в индукционном нагревателе. Таким образом, краевой поток, перекрывающий зазор, индуцирует вихревые токи как в сердечнике, так и в обмотке, как показано на **рис. 8.12**.



**Рис. 8.12.** Краевой поток вблизи зазора в сердечнике дросселя

С учётом вышесказанного, рассчитанная по уравнению (8.10) величина индуктивности дросселя нуждается в уточнении:

$$L' = \frac{0.4\pi N^2 F A_c \cdot 10^{-8}}{l_g} \text{ [Гн]}. \quad (8.12)$$

Эффективная магнитная проницаемость может быть найдена по следующему уравнению:

$$\mu_e = \frac{\mu_m}{1 + \frac{l_g}{l_c} \mu_m}, \quad (8.13)$$

где  $\mu_m$  – магнитная проницаемость материала.

## 8.7. Дроссели

Дроссели постоянного тока часто используются в устройствах наземной, воздушной и космической аппаратуры. Выбор наилучшего магнитного сердечника часто осуществляется методом проб и ошибок.

Автор разработал простой метод проектирования дросселей постоянного тока с сердечником с зазором. Этот метод позволяет инженеру выбрать сердечник, при котором потери в меди будут минимальными, и определить допустимую величину краевого потока, не прибегая к методу проб и ошибок и использованию громоздкого метода кривых Ганка.

Автор уверен, что прежде чем обсуждать разные методы, целесообразно определить типичные проблемы проектирования и выработать вновь сформулированные подходы. Будут рассмотрены два метода. Чтобы сравнить их достоинства, в первом примере проектирования будет использован подход,

базирующийся на применении коэффициента геометрии  $K_g$ , а во втором – на применении понятия произведения площадей  $A_p$ .

Дроссели, рассматриваемые в этой книге, скреплены каркасом из фосфорной бронзы или алюминия. Использование стальных или подобных им стяжек, шунтирующих магнитный поток воздушного зазора, не рекомендуется. Когда зазор закорочен, индуктивность возрастает сверх расчётной величины.

## 8.8. Связь произведения площадей сердечника и способности дросселя передавать энергию

Связь произведения площадей сердечника  $A_p$  и способности дросселя передавать энергию иллюстрируется следующим соотношением:

$$A_p = \frac{2(\text{Энергия}) \cdot 10^4}{B_m J K_u} [\text{см}^4], \quad (8.14)$$

где Энергия выражена в [Вт·с];

$B_m$  – индукция в [Тл];

$J$  – плотность тока в [А/см<sup>2</sup>];

$K_u$  – коэффициент использования окна сердечника (см. главу 4).

Видим, что такие факторы, как индукция  $B_m$ , коэффициент использования окна  $K_u$  (он определяет долю площади окна, занятую медью) и плотность тока  $J$ , определяющая потери в меди, – все они определяют величину  $A_p$ . Способность дросселя передавать энергию определяется уравнением (8.15):

$$\text{Энергия} = \frac{L I^2}{2} [\text{Вт} \cdot \text{с}]. \quad (8.15)$$

## 8.9. Связь коэффициента геометрии $K_g$ и способности дросселя передавать энергию

Дроссели, как и трансформаторы, рассчитываются на определённый температурный перегрев, а также на определённый диапазон изменения нагрузки  $\alpha$ .

$$\alpha = \frac{(\text{Энергия})^2}{K_g K_c} [\%]. \quad (8.16)$$

Постоянная  $K_g$  определяется геометрией сердечника:

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 K_u}{MLT} [\text{см}^5], \quad (8.17)$$

где  $MLT$  – средняя длина витка.

Постоянная  $K_e$  определяется электромагнитными условиями работы.

$$K_e = 0.145 P_o B_{pk}^2 \cdot 10^{-4}. \tag{8.18}$$

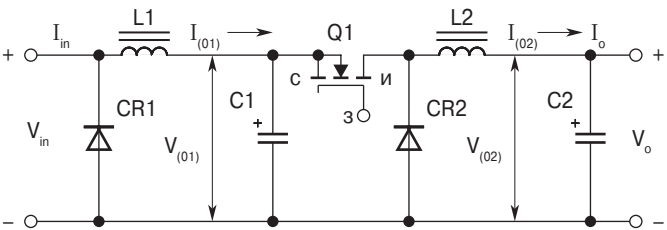
Рабочий пик индукции  $B_{pk}$  определяется следующим образом:

$$B_{pk} = B_{dc} + \frac{B_{ac}}{2} \text{ [Тл]}. \tag{8.19}$$

Из вышесказанного видно, что  $B_{pk}$  – главный фактор, определяющий размер дросселя.

Выходная мощность  $P_o$  определяется с помощью **рис. 8.13**.

$$\begin{aligned} P_{o(L1)} &= V_{01} I_{01}, \\ P_{o(L2)} &= V_{02} I_{02}. \end{aligned} \tag{8.20}$$



**Рис. 8.13.** Определение выходной мощности

## 8.10. Пример проектирования дросселя с зазором с использованием коэффициента геометрии сердечника $K_g$

### Шаг № 1. Спецификация

Индуктивность, $L$	0.0025 Гн
Постоянный ток, $I_o$	1.5 А
Пульсация тока дросселя, $\Delta I$	0.2 А
Выходная мощность, $P_o$	100 Вт
Влияние изменения нагрузки, $\alpha$	1%
Частота пульсаций напряжения	200 кГц
Рабочая индукция, $B_m$	0.22 Тл
Материал сердечника	Феррит
Коэффициент использования окна, $K_u$	0.4
Перегрев дросселя, $T_r$	25 °C

**Шаг № 2.** Расчёт пикового значения тока,  $I_{pk}$ .

$$I_{pk} = I_o + \frac{\Delta I}{2} [\text{A}],$$

$$I_{pk} = 1.5 + \frac{0.2}{2} = 1.6 [\text{A}].$$

**Шаг № 3.** Расчёт энергии.

$$\text{Энергия} = \frac{LI_{pk}^2}{2} [\text{Вт} \cdot \text{с}].$$

$$\text{Энергия} = \frac{0.0025 \cdot 1.6^2}{2} = 0.0032 [\text{Вт} \cdot \text{с}].$$

**Шаг № 4.** Расчёт коэффициента  $K_e$ .

$$K_e = 0.145 \cdot P_o B_m^2 \cdot 10^{-4}.$$

$$K_e = 0.145 \cdot 100 \cdot 0.22^2 \cdot 10^{-4} = 0.0000702$$

**Шаг № 5.** Расчёт коэффициента геометрии  $K_g$ .

$$K_g = \frac{(\text{Энергия})^2}{K_e \cdot \alpha} [\text{см}^5].$$

$$K_g = \frac{0.0032^2}{0.0000702 \cdot 1.0} = 0.146 [\text{см}^5].$$

**Шаг № 6.** Выбор ферритового ETD-сердечника (см. главу 3). Ниже приведены характеризующие сердечник данные, имеющий ближайшее к рассчитанному значение  $K_g$ .

Тип сердечника	ETD-39
Длина средней силовой линии, $l_c$	9.22 см
Вес сердечника, $W_{tfe}$	60 г
Средняя длина витка, $MLT$	8.3 см
Площадь сечения сердечника, $A_c$	1.252 см <sup>2</sup>
Площадь окна сердечника, $W_a$	2.34 см <sup>2</sup>
Произведение площадей сердечника, $A_p$	2.93 см <sup>4</sup>
Коэффициент геометрии, $K_g$	0.177 см <sup>5</sup>
Площадь поверхности дросселя, $A_t$	69.9 см <sup>2</sup>
Материал, $P$	2500 $\mu$
Миллигенри на 1000 витков, $AL$	3295 мГн
Длина обмотки, $G$	2.84 см



**Шаг № 7.** Расчёт плотности тока  $J$  в функции произведения площадей  $A_p$ .

$$J = \frac{2(\text{Энергия}) \cdot 10^4}{B_m A_p K_u} \text{ [A/см}^2\text{]}.$$

$$J = \frac{2(0.0032) \cdot 10^4}{0.22 \cdot 2.93 \cdot 0.4} = 248 \text{ [A/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 8.** Расчёт действующего значения тока.

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{I_o^2 + \Delta I^2} \text{ [A]}.$$

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{1.5^2 + 0.2^2} = 1.51 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 9.** Расчёт требуемой площади сечения голого провода.

$$A_{W(B)} = \frac{I_{\text{rms}}}{J} \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$A_{W(B)} = \frac{1.51}{248} = 0.00609 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 10.** Выбор провода из табл. 4.9. Если несовпадение площадей до 10%, следует взять следующий меньший размер.

Стандарт AWG № 19.

$$A_{W(B)} = 0.00653 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$A_w (\text{в изоляции}) = 0.00754 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$\text{Удельное сопротивление} = 264 \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right].$$

**Шаг № 11.** Расчёт эффективной площади окна. Используем площадь окна, вычисленную в шаге № 6. Типичное значение  $S_3$  равно 0.75 (см. главу 4).

$$W_{a(\text{eff})} = W_a \cdot S_3 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$W_{a(\text{eff})} = 2.34 \cdot 0.75 = 1.76 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 12.** Расчёт возможного количества витков с использованием данных о площади сечения изолированного провода  $A_w$ , определённого в шаге № 10. Типичная величина  $S_2$  равна 0.6 (см. главу 4).

$$N = \frac{W_{a(\text{eff})} S_2}{A_w} \text{ [ВИТКОВ]}.$$

$$N = \frac{1.76 \cdot 0.60}{0.00754} = 140 \text{ [ВИТКОВ]}.$$

**Шаг № 13.** Расчёт требуемой длины зазора.

$$l_g = \frac{0.4\pi N^2 A_c \cdot 10^{-8}}{L} - \frac{l_c}{\mu_m} \text{ [см]}.$$

$$l_g = \frac{1.26 \cdot 140^2 \cdot 1.25 \cdot 10^{-8}}{0.0025} - \frac{9.22}{2500} = 0.120 \text{ [см]}.$$

**Шаг № 14.** Расчёт длины зазора  $l_g$  в милах (1 мил = 393.7 см).

$$l_g = 0.120 \cdot 393.7 = 47.2 \text{ [мил]}.$$

**Шаг № 15.** Расчёт фактора краевого потока.

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2G}{l_g}.$$

$$F = 1 + \frac{0.120}{\sqrt{1.25}} \ln \frac{2 \cdot 2.84}{0.120} = 1.41.$$

**Шаг № 16.** Расчёт нового количества витков с учётом фактора краевого потока.

$$N_n = \sqrt{\frac{l_g L}{0.4\pi A_c F \cdot 10^{-8}}} \text{ [ВИТКОВ]},$$

$$N_n = \sqrt{\frac{0.120 \cdot 0.0025}{1.26 \cdot 1.25 \cdot 1.41 \cdot 10^{-8}}} = 116 \text{ [ВИТКОВ]}.$$

**Шаг № 17.** Расчёт сопротивления обмотки. Используем среднюю длину витка из шага № 6 и удельное сопротивление из шага № 10.

$$R_L = (MLT) \cdot N_n \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \cdot 10^{-6} \text{ [Ом]}.$$

$$R_L = 8.3 \cdot 116 \cdot 264 \cdot 10^{-6} = 0.254 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 18.** Расчёт потерь в меди.

$$P_{\text{Cu}} = I_{\text{rms}}^2 \cdot R_L \text{ [Вт]},$$

$$P_{Cu} = 1.51^2 \cdot 0.254 = 0.579 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 19.** Расчёт зависимости выходного напряжения от нагрузки.

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o} 100 [\%].$$

$$\alpha = \frac{0.579}{100} \cdot 100\% = 0.579 [\%].$$

**Шаг № 20.** Расчёт приращения индукции в сердечнике.

$$B_{ac} = \frac{0.4\pi N_n F \frac{\Delta I}{2} \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} \text{ [Тл]}.$$

$$B_{ac} = \frac{1.26 \cdot 116 \cdot 1.41 \cdot \frac{0.2}{2} \cdot 10^{-4}}{0.120 + \frac{9.22}{2500}} = 0.0167 \text{ [Тл]}.$$

**Шаг № 21.** Расчёт удельной мощности для феррита  $P$  (см. главу 2).

$$\frac{\text{мВт}}{\Gamma} = K f^m B_{ac}^n.$$

$$\frac{\text{мВт}}{\Gamma} = 0.00004855 \cdot (200\,000)^{1.63} \cdot (0.0167)^{2.62} = 0.468.$$

**Шаг № 22.** Расчёт потерь в сердечнике.

$$P_{Fe} = \left( \frac{\text{мВт}}{\Gamma} \right) W_{tfe} \cdot 10^{-3} \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 23.** Расчёт суммарных потерь в дросселе.

$$P_{\Sigma} = P_{Fe} + P_{Cu} \text{ [Вт]}.$$

$$P_{\Sigma} = 0.0281 + 0.579 = 0.607 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 24.** Расчёт плотности потерь на единицу поверхности дросселя. Площадь поверхности  $A_t$  была задана в шаге № 6.

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_t} \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

$$\Psi = \frac{0.607}{69.9} = 0.00868 \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 25.** Расчёт перегрева дросселя.

$$T_r = 450 \cdot \Psi^{0.826} \text{ [}^\circ\text{C]}.$$

$$T_r = 450 \cdot 0.00868^{0.826} = 8.92 \text{ [}^\circ\text{C]}.$$

**Шаг № 26.** Расчёт пикового значения индукции.

$$B_{pk} = \frac{0.4\pi N_n F (I_{dc} + \frac{\Delta I}{2}) \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} \text{ [Тл]}.$$

$$B_{pk} = \frac{1.26 \cdot 116 \cdot 1.41 \cdot 1.6 \cdot 10^{-4}}{0.127 + \frac{9.22}{2500}} = 0.252 \text{ [Тл]}.$$

**Замечание.** Большим достижением метода с использованием коэффициента геометрии является тот факт, что рассчитывается плотность тока. При использовании метода произведения площадей плотность тока лишь оценивается. В следующем примере используется та же величина плотности тока.

## 8.11. Пример проектирования дросселя с зазором с использованием метода произведения площадей сердечника $A_p$

**Шаг № 1.** Определение основных величин.

Индуктивность, $L$	0.0025 Гн
Постоянный ток, $I_o$	1.5 А
Пульсация тока, $\Delta I$	0/2 А
Выходная мощность, $P_o$	100 Вт
Плотность тока, $J$	250 А/см <sup>2</sup>
Частота пульсаций напряжения	200 кГц
Индукция, $B_m$	0.22 Тл
Материал сердечника	Феррит
Коэффициент использования окна, $K_u$	0.4
Перегрев, $T_r$	25 °С

**Шаг № 2.** Расчёт пикового значения тока.

$$I_{\text{pk}} = I_o + \frac{\Delta I}{2} \text{ [A]}.$$

$$I_{\text{pk}} = 1.5 + \frac{0.2}{2} = 1.6 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 3.** Расчёт энергии.

$$\text{Энергия} = \frac{LI_{\text{pk}}^2}{2} = \frac{0.0025 \cdot 1.6^2}{2} = 0.0032 \text{ [Вт·с]}.$$

**Шаг № 4.** Расчёт произведения площадей дросселя.

$$A_p = \frac{2(\text{Энергия}) \cdot 10^4}{B_m J K_u} \text{ [см}^4\text{]}.$$

$$A_p = \frac{2 \cdot 0.0032 \cdot 10^4}{0.22 \cdot 248 \cdot 0.4} = 2.93 \text{ [см}^4\text{]}.$$

**Шаг № 5.** Выбор ферритового ETD-сердечника по материалам главы 3. Выбранный сердечник имеет ближайшее к рассчитанному значение  $A_p$ .

Тип сердечника	ETD-39
Длина средней силовой линии, $l_c$	9.22 см
Вес сердечника, $W_{\text{tfe}}$	60 г
Средняя длина витка, MLT	8.3 см
Площадь сечения, $A_c$	1.252 см <sup>2</sup>
Площадь окна, $W_a$	2.34 см <sup>2</sup>
Произведение площадей, $A_p$	2.93 см <sup>4</sup>
Коэффициент геометрии, $K_g$	0.177
Площадь поверхности дросселя, $A_t$	69.9 см <sup>2</sup>
Материал сердечника, P	2500 μ
Количество мГн на 1000 витков, AL	3295 мГн
Длина обмотки, G	2.84 см

**Шаг № 6.** Расчёт действующего значения тока.

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{I_o^2 + \Delta I^2} \text{ [A]}.$$

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{(1.5)^2 + (0.2)^2} = 1.51 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 7.** Расчёт требуемой площади сечения голого провода.

$$A_{W(B)} = \frac{I_{\text{rms}}}{J} \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$A_{w(B)} = \frac{1.51}{248} = 0.00609 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 8.** Выбор провода из табл. 4.9. Если расхождение стандартной и требуемой площадей лежит в пределах 10%, берите ближайшее меньшее значение.

Провод стандарта AWG №19.

$$A_{w(B)} = 0.00653 \text{ [см}^2\text{]}.$$

Сечение изолированного провода  $A_w = 0.00754 \text{ [см}^2\text{]}.$

$$\text{Удельное сопротивление} = 264 \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right].$$

**Шаг № 9.** Расчёт эффективной площади окна  $W_{a(\text{eff})}$ . Используем площадь окна, найденную в шаге № 6. Типичное значение  $S_3$  равно 0.75 (см. главу 4).

$$W_{a(\text{eff})} = W_a \cdot S_3 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$W_{a(\text{eff})} = 2.34 \cdot 0.75 = 1.76 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 10.** Расчёт возможного количества витков при использовании изолированного провода, площадь сечения которого была найдена в шаге № 8. Типичное значение  $S_2$  равно 0.6 (см. главу 4).

$$N = \frac{W_{a(\text{eff})} S_2}{A_w} \text{ [ВИТКОВ]}.$$

$$N = \frac{1.76 \cdot 0.60}{0.00754} = 140 \text{ [ВИТКОВ]}.$$

**Шаг № 11.** Расчёт требуемой длины зазора.

$$l_g = \frac{0.4\pi N^2 A_c \cdot 10^{-8}}{L} - \frac{l_c}{\mu_m} \text{ [см]}.$$

$$l_g = \frac{1.26 \cdot 140^2 \cdot 1.25 \cdot 10^{-8}}{0.0025} - \frac{9.22}{2500} = 0.120 \text{ [см]}.$$

**Шаг № 12.** Расчёт длины зазора в милах (1 мил = 393.7 см).

$$l_g = 0.120 \cdot 393.7 = 47.2 \text{ [мил]}.$$

**Шаг № 13.** Расчёт фактора краевого потока.

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2G}{l_g}.$$

$$F = 1 + \frac{0.120}{\sqrt{1.25}} \ln \frac{2 \cdot 2.84}{0.120} = 1.42.$$

**Шаг № 14.** Расчёт количества витков с учётом фактора краевого потока.

$$N_n = \sqrt{\frac{l_g L}{0.4\pi A_c F \cdot 10^{-8}}} \text{ [ВИТКОВ]}.$$

$$N_n = \sqrt{\frac{0.120 \cdot 0.0025}{1.26 \cdot 1.25 \cdot 1.41 \cdot 10^{-8}}} = 116 \text{ [ВИТКОВ]}.$$

**Шаг № 15.** Расчёт сопротивления обмотки  $R_L$ . Используем среднюю длину витка, заданную в шаге № 5, и удельное сопротивление, найденное в шаге № 10.

$$R_L = MLT \cdot N_n \left[ \frac{\text{мКОМ}}{\text{см}} \right] \cdot 10^{-6} \text{ [Ом]}.$$

$$R_L = 8.3 \cdot 116 \cdot 264 \cdot 10^{-6} = 0.254 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 16.** Расчёт потерь в меди.

$$P_{Cu} = I_{rms}^2 \cdot R_L.$$

$$P_{Cu} = 1.51^2 \cdot 0.254 = 0.579 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 17.** Расчёт влияния нагрузки на величину выходного напряжения.

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o} 100 [\%].$$

$$\alpha = \frac{0.579}{100} 100\% = 0.579\%.$$

**Шаг № 18.** Расчёт  $B_{ac}$ .

$$B_{ac} = \frac{0.4\pi N_n F \left( \frac{\Delta I}{2} \right) \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} = 0.0167 \text{ [Тл]}.$$

$$B_{ac} = \frac{1.26 \cdot 116 \cdot 1.41 \left( \frac{0.2}{2} \right) \cdot 10^{-4}}{0.120 + \frac{9.22}{2500}} = 0.0167 \text{ [Тл]}.$$

**Шаг № 19.** Расчёт удельной мощности для феррита  $P$  (см. главу 2).

$$\text{мВт/Г} = k f^m B_{ac}^n.$$

$$\text{мВт/Г} = 0.00004855 \cdot (200\,000)^{1.63} \cdot (0.0167)^{2.62} = 0.468.$$

**Шаг № 20.** Расчёт потерь в сердечнике.

$$P_{Fe} = \frac{\text{мВт}}{\Gamma} \cdot W_{tfc} \cdot 10^{-3} \text{ [Вт]}.$$

$$P_{Fe} = 0.468 \cdot 60 \cdot 10^{-3} = 0.0281 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 21.** Расчёт суммарных потерь в дросселе.

$$P_{\Sigma} = P_{Fe} + P_{Cu} \text{ [Вт]}.$$

$$P_{\Sigma} = 0.0281 + 0.579 = 0.607 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 22.** Расчёт удельной мощности. Площадь поверхности  $A_t$  была найдена в шаге № 5.

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_t} \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

$$\Psi = \frac{0.607}{69.9} = 0.00868 \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 23.** Расчёт перегрева дросселя.

$$T_r = 450(\Psi)^{0.826} \text{ [}^{\circ}\text{C]}.$$

$$T_r = 450 \cdot 0.00868^{0.826} = 8.92 \text{ [}^{\circ}\text{C]}.$$

**Шаг № 24.** Расчёт пикового значения индукции.

$$B_{pk} = \frac{0.4\pi N_n F \left( I_{dc} + \frac{\Delta I}{2} \right) \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} \text{ [Тл]}.$$



$$B_{pk} = \frac{1.26 \cdot 116 \cdot 1.41 \cdot 1.6 \cdot 10^{-4}}{0.127 + \frac{9.22}{2500}} = 0.252 \text{ [Тл]}.$$

**Шаг № 25.** Расчёт эффективной магнитной проницаемости.

$$\mu_e = \frac{\mu_m}{1 + \left( \frac{l_g}{l_c} \right) \mu_m}.$$

$$\mu_e = \frac{2500}{1 + \frac{0.120}{9.22} \cdot 2500} = 74.5.$$

**Шаг № 26.** Расчёт коэффициента использования окна.

$$K_u = \frac{N_n A_{W(B)}}{W_a}.$$

$$K_u = \frac{116 \cdot 0.00653}{2.34} = 0.324.$$

## 9 Проектирование дросселей постоянного тока с порошковыми сердечниками

1	Введение	266
2	Порошковые сердечники из молибденового пермаллоя (МРР)	266
3	Порошковые сердечники типа High Flux (HF)	266
4	Сендастовые порошковые сердечники (Magnetics Kool Mμ)	267
5	Железные порошковые сердечники	267
6	Дроссели	268
7	Отношение произведения площадей $A_p$ к способности дросселя передавать энергию	268
8	Отношение коэффициента геометрии $K_g$ к способности дросселя передавать энергию	269
9	Фундаментальные положения	270
10	Проектирование тороидального порошкового сердечника с использованием коэффициента геометрии $K_g$	272
11	Проектирование тороидального порошкового сердечника с использованием произведения площадей $A_p$	277

## 9.1. Введение

Порошковые сердечники производятся из очень мелких частиц магнитных материалов. Частицы обволакивают инертным изоляционным материалом для минимизации вихревых токов и для получения распределённого немагнитного зазора в структуре сердечника. Из этого порошка прессуют тороидальные и ЕЕ сердечники. **Магнитный поток сосредоточен внутри тороидального порошкового сердечника в большей степени, чем в случае пластинчатого или С-сердечника.** Это происходит в частности потому, что обмотка покрывает сердечник вдоль всего внутреннего пути магнитного потока. Это исключает возможность влияния магнитного поля дросселя на рядом расположенные объёмы, что особенно важно для космической техники.

Тороидальные порошковые сердечники широко используются в военной и космической технике ввиду способности работать в широком температурном диапазоне, а также хорошей стойкости при ударных нагрузках, вибрациях и повышенной радиации. Ниже перечислены возможные области их применения.

1. Стабильные, высокочастотные фильтры, работающие в частотном диапазоне 1 кГц...1 МГц.
2. Нагрузочные катушки для устранения влияния распределённой ёмкости в телефонных кабелях.
3. Импульсные трансформаторы.
4. Дифференциальные фильтры электромагнитных помех.
5. Трансформаторы обратных преобразователей.
6. Накопители энергии или выходные дроссели в цепях с большими постоянными токами.

## 9.2. Порошковые сердечники из молибденового пермаллоя (МРР)

МРР-сердечники производятся из очень мелких частиц сплава, состоящего из 81% Ni, 17% Fe, 2% молибдена. Изолированные частицы порошка прессуются в ЕЕ и тороидальные сердечники. Тороиды имеют внешний диаметр в диапазоне 0.1...5 дюймов (0.254...12.7 см). Магнитная проницаемость лежит в пределах 14...550 (см. табл. 9.1).

## 9.3. Порошковые сердечники типа High Flux (HF)

Порошковые HF-сердечники производятся из очень мелких частиц сплава, состоящего из 50% Ni и 50% железа. Порошок прессуется в тороидальные и ЕЕ-

сердечники. Тороиды имеют внешний диаметр 0.25...3 дюйма (0.635...7.62 см). Магнитная проницаемость лежит в пределах 14...160 (см. табл. 9.1).

## 9.4. Сендастовые порошковые сердечники (Magnetics Kool Mμ)

Сендастовые порошковые сердечники производятся из очень мелких частиц сплава, состоящего из 85% Fe, 9% кремния и 6% алюминия. Порошок прессуется в тороидальные и ЕЕ-сердечники. Внешний диаметр тороидов меняется от 0.14...3 дюйма (0.35...7.62 см). Магнитная проницаемость лежит в диапазоне от 26 до 125 (см. табл. 9.1).

## 9.5. Железные порошковые сердечники

Дешёвые железные порошковые сердечники используются в низко- и высокочастотных силовых ключевых преобразователях во входных и выходных силовых дросселях. Распределённый немагнитный зазор обеспечивает магнитную проницаемость 10...100. Это в сочетании с большой индукцией насыщения железа делает их устойчивыми к режиму насыщения. Несмотря на низкую магнитную проницаемость и повышенные потери на высоких частотах, эти сердечники очень популярны для использования в аппаратуре массового производства как в виде тороидов, так и ЕЕ-сердечников. Это объясняется сравнительно низкой ценой. Внешний диаметр тороидов лежит в пределах от 0.3...6.5 дюйма (0.76...16.5 см). Магнитную проницаемость железных сердечников см. в табл. 9.1.

**Таблица 9.1. Стандартная магнитная проницаемость порошковых сердечников**

Магнитная проницаемость	Порошковый материал			
	MPP	High Flux	Kool Mμ	Железный порошок
10				•
14	•	•		
26	•	•	•	
35				•
55				•
60	•	•	•	•
75			•	•

Магнитная проницаемость	Порошковый материал			
	MPP	High Flux	Kool Mu	Железный порошок
90			•	
100				•
125	•	•	•	
147	•	•		
160	•	•		
173	•			
200	•			
300	•			
550	•			

## 9.6. Дроссели

Дроссели постоянного тока часто используются в разнообразной наземной, воздушной и космической аппаратуре. Выбор наилучшего магнитного сердечника для них часто превращается в метод проб и ошибок.

При проектировании также следует учитывать влияние магнитного поля дросселя на другие, рядом расположенные объекты. Это особенно важно учитывать при проектировании преобразователей и ключевых регуляторов для космической техники. С этой точки зрения оптимальным является использование тороидальных сердечников. У них магнитный поток замыкается в основном по сердечнику, поскольку обмотка расположена над потоком. Автором разработан упрощённый метод проектирования сердечников для дросселей постоянного тока. Этот метод позволяет сделать выбор, не прибегая к методу проб и ошибок.

## 9.7. Отношение произведения площадей $A_p$ к способности дросселя передавать энергию

Связь между способностью сердечника передавать энергию и его произведением площадей  $A_p$  задаётся следующим уравнением:

$$A_p = \frac{2(\text{Энергия}) \cdot 10^4}{B_m J K_u} \text{ [см}^4\text{]}, \quad (9.1)$$

где Энергия выражена в [Вт·с];

$B_m$  – индукция в сердечнике [Тл];

$J$  – плотность тока в [А/см<sup>2</sup>];

$K_u$  – коэффициент заполнения окна сердечника (см. главу 4).

$K_u$  определяет максимальное пространство окна сердечника, которое может быть занято медью обмотки; плотность тока  $J$  определяет величину потерь в меди провода.

$$\text{Энергия} = \frac{LI^2}{2} \text{ [Вт}\cdot\text{с]}. \quad (9.2)$$

## 9.8. Отношение коэффициента геометрии $K_g$ к способности дросселя передавать энергию

Дроссели, также как трансформаторы, рассчитываются на заданный температурный перегрев. Можно также рассчитывать с учётом заданного диапазона изменения нагрузки.

$$\alpha = \frac{(\text{Энергия})^2}{K_g K_e} \text{ [%]}. \quad (9.3)$$

Величина  $\alpha$  определяет допустимое изменение выходного напряжения в диапазоне изменения нагрузки; постоянная  $K_g$  определяется геометрией сердечника.

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 K_u}{MLT} \text{ [см}^5\text{]}, \quad (9.4)$$

где  $MLT$  – средняя длина витка.

Постоянная  $K_e$  определяется электрическими и магнитными условиями работы:

$$K_e = 0.145 P_o B_m^2 \cdot 10^{-4}. \quad (9.5)$$

Выходная мощность  $P_o$  определяется **рис. 9.1**.

$$P_{o(L1)} = V_{01} I_{01} \quad P_{o(L2)} = V_{02} I_{02}. \quad (9.6)$$

Индукция  $B_m$  определяется уравнением (9.7).

$$P_t = P_o \left( \frac{P_{VA}}{\eta} + S_{VA} \right) = P_o \left( \frac{1.05}{1} + 1.05 \right) = P_o \cdot 2.1 \text{ [Вт]}. \quad (9.7)$$

Из вышесказанного ясно, что величина индукции  $B_m$  главным образом определяет размер дросселя.

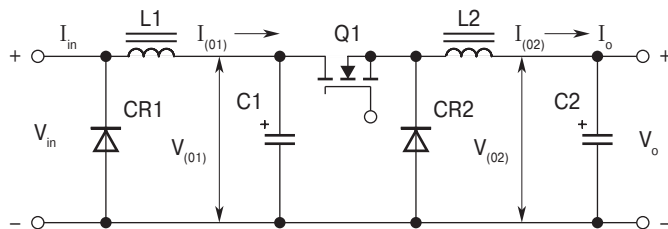


Рис. 9.1. Определение выходной мощности дросселя

## 9.9. Фундаментальные положения

Проектирование линейного дросселя определяется четырьмя факторами:

1. Требуемая индуктивность,  $L$ .
2. Величина постоянного тока,  $I_{dc}$ .
3. Величина приращения тока,  $\Delta I$ .
4. Потери мощности и температура перегрева,  $T_r$ .

Исходя из этих данных, проектировщик должен определить максимальные значения  $B_{dc}$  и  $B_{ac}$ , при которых не происходит насыщение сердечника. Нужно также определить максимально возможную индуктивность для заданного объёма. Выбор величины магнитной проницаемости определяет максимальную индукцию, которая может быть в данном проекте.

Из-за увеличения тока нагрузки индуктивность дросселя может снижаться. Максимальная величина намагничивающей силы  $H$  является индикатором возможностей сердечника, как показано на рис. 9.2.

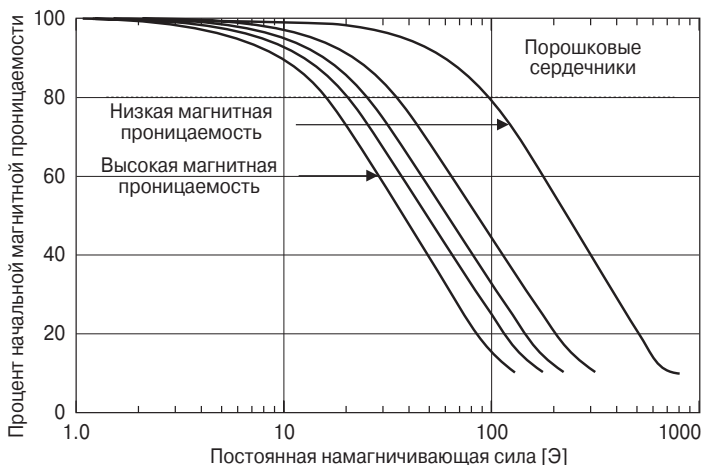


Рис. 9.2. Типичная зависимость магнитной проницаемости от смещения постоянным током для порошковых сердечников

Большинство производителей задают постоянную намагничивающую силу  $B$  [Э].

$$H = \frac{0.4\pi N I}{l_c} \quad [\text{Э}] \quad (9.8)$$

Некоторые инженеры предпочитают ампер-витки.

$$N I = 0.8 H \cdot l_c \quad [\text{А} \cdot \text{вит}] \quad (9.9)$$

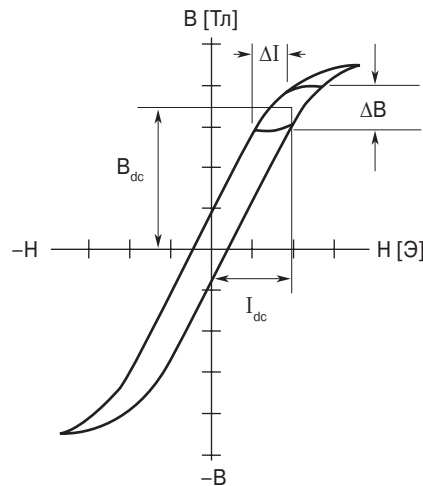
Индуктивность уменьшается с ростом индукции  $B$  и намагничивающей силы  $H$  для разных материалов с разной магнитной проницаемостью. Чтобы правильно выбрать величину магнитной проницаемости для данного проекта, воспользуйтесь следующим уравнением:

$$\mu_\Delta = \frac{B_m l_c 10^4}{0.4\pi W_a J K_u}. \quad (9.10)$$

Следует помнить, что

$$B_m = B_{dc} + \frac{B_{ac}}{2} \quad [\text{Тл}]. \quad (9.11)$$

См. также **рис. 9.3**.



**Рис. 9.3.** Индукция в сердечнике в зависимости от тока ( $I_{dc} + \Delta I$ )

$$B_{dc} = \frac{0.4\pi N I_{dc} \mu \cdot 10^{-4}}{l_c} \quad [\text{Тл}]. \quad (9.12)$$



$$B_{ac} = \frac{0.4\pi N \left( \frac{\Delta I}{2} \right) \mu \cdot 10^{-4}}{l_c} \quad [\text{Тл}]. \quad (9.13)$$

$$B_{pk} = \frac{0.4\pi N \left( I_{dc} + \frac{\Delta I}{2} \right) \mu \cdot 10^{-4}}{l_c} \quad [\text{Тл}]. \quad (9.14)$$

Индукция в начале проектирования для порошковых сердечников из молибденового пермаллоя не должна превышать 0.3 Тл =  $B_{dc} + B_{ac}$ , как показано на рис. 9.4.

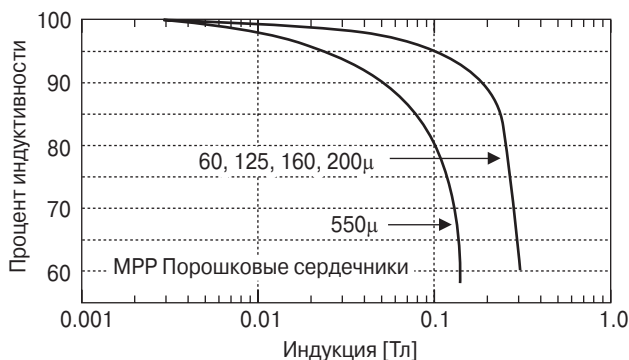


Рис. 9.4. Влияние постоянного потока смещения на индуктивность

## 9.10. Проектирование тороидального порошкового сердечника с использованием коэффициента геометрии $K_g$

### Шаг № 1. Исходные данные.

Индуктивность, $L$	0.0025 Гн
Величина постоянного тока, $I_{dc}$	1.5 А
Величина приращения тока, $\Delta I$	0.2 А
Выходная мощность, $P_o$	100 Вт
Зависимость выходного напряжения от нагрузки, $\alpha$	1%
Частота пульсаций напряжения	20 кГц
Максимальная индукция, $B_m$	0.3 Тл
Материал сердечника	MPP
Коэффициент использования окна	0.4
Перегрев, $T_r$	25 °C

**Шаг № 2.** Расчёт пикового значения тока  $I_{pk}$ .

$$I_{pk} = I_{dc} + \frac{\Delta I}{2} \text{ [A]}.$$

$$I_{pk} = 1.5 + \frac{0.2}{2} = 1.6 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 3.** Расчёт энергии.

$$\text{Энергия} = \frac{L I_{pk}^2}{2} \text{ [Вт}\cdot\text{с]}.$$

$$\text{Энергия} = \frac{0.0025 \cdot 1.6^2}{2} = 0.0032 \text{ [Вт}\cdot\text{с]}.$$

**Шаг № 4.** Расчёт коэффициента  $K_e$ .

$$K_e = 0.145 P_o B_m^2 \cdot 10^{-4}.$$

$$K_e = 0.145 \cdot 100 \cdot 0.3^2 \cdot 10^{-4} = 0.0001305.$$

**Шаг № 5.** Расчёт коэффициента геометрии  $K_g$

$$K_g = \frac{(\text{Энергия})^2}{K_e \cdot \alpha} \text{ [см}^5\text{]}.$$

$$K_g = \frac{0.0032^2}{0.0001305 \cdot 1.0} = 0.0785 \text{ [см}^5\text{]}.$$

**Шаг № 6.** Выбор порошкового МРР-сердечника по материалам главы 3.

Ниже – параметры сердечника с тем же значением  $K_g$ .

Номер сердечника	55586
Длина средней силовой линии, $l_c$	8.95 см
Вес сердечника, $W_{t\text{ fe}}$	34.9 г
Средняя длина витка, $MLT$	4.40 см
Площадь сечения сердечника, $A_c$	0.454 см <sup>2</sup>
Площадь окна сердечника $W_a$	3.94 см <sup>2</sup>
Произведение площадей сердечника, $A_p$	1.79 см <sup>4</sup>
Коэффициент геометрии, $K_g$	0.0742 см <sup>5</sup>
Площадь поверхности дросселя, $A_t$	64.4 см <sup>2</sup>
Магнитная проницаемость, $\mu$	60
Миллигенри на 1000 витков, $AL$	38 мГн

**Шаг № 7.** Расчёт плотности тока  $J$ . Используем  $A_p$ .

$$J = \frac{2(\text{Энергия}) \cdot 10^4}{B_m A_p K_u} \text{ [A/cm}^2\text{]}.$$

$$J = \frac{2 \cdot 0.0032 \cdot 10^4}{0.3 \cdot 1.79 \cdot 0.4} = 298 \text{ [A/cm}^2\text{]}.$$

**Шаг № 8.** Расчёт действующего значения тока  $I_{\text{rms}}$ .

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{I_o^2 + \Delta I^2}.$$

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{1.5^2 + 0.2^2} = 1.51 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 9.** Расчёт требуемой площади сечения голого провода  $A_{W(B)}$ .

$$A_{W(B)} = \frac{I_{\text{rms}}}{J} \text{ [cm}^2\text{]}.$$

$$A_{W(B)} = \frac{1.51}{298} = 0.00507 \text{ [cm}^2\text{]}.$$

**Шаг № 10.** Выбор провода из табл. 4.9. Если расхождение требуемого и табличного сечения в пределах 10%, следует взять ближайшее меньшее значение.

Стандарт AWG №20.

$$A_{W(B)} = 0.00519 \text{ [cm}^2\text{]}.$$

$$\text{В изоляции } A_w = 0.00606 \text{ [cm}^2\text{]}.$$

$$\text{Удельное сопротивление} = 332 \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right].$$

**Шаг № 11.** Расчёт эффективной площади окна  $W_{a(\text{eff})}$ . Используйте площадь окна найденную в «шаг № 6». Типичное значение  $S_3 = 0.75$ , как показано в гл. 4.

$$W_{a(\text{eff})} = W_a \cdot S_3 \text{ [cm}^2\text{]}.$$

$$W_{a(\text{eff})} = 3.94 \cdot 0.75 = 2.96 \text{ [cm}^2\text{]}.$$

**Шаг № 12.** Расчёт возможного числа витков. Используйте значение  $A_w$  найденное в шаге № 10. Типичное значение  $S_2 = 0.6$ , как показано в гл. 4.

$$N = \frac{W_{a(\text{eff})} \cdot S_2}{A_w} \text{ [витков]}.$$

$$N = \frac{2.96 \cdot 0.60}{0.00606} = 293 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 13.** Расчёт требуемой величины магнитной проницаемости.

$$\mu_{\Delta} = \frac{B_m l_c \cdot 10^4}{0.4\pi W_a J \cdot K_u}.$$

$$\mu_{\Delta} = \frac{0.30 \cdot 8.95 \cdot 10^4}{1.26 \cdot 3.94 \cdot 298 \cdot 0.4} = 45.4.$$

**Замечание.** Значение 45.4 достаточно близко к значению магнитной проницаемости сердечника 60μ, предположенного в шаге № 6. Из табл. 9.1 следует, что кроме МРР могут быть использованы сендастовые, железные порошковые и HF-сердечники. Другие варианты следует искать в каталогах производителей.

**Шаг № 14.** Расчёт требуемого количества витков,  $N_L$ .

$$N_L = 1000 \sqrt{\frac{L}{L_{(1000)}}} \text{ [витков]}.$$

$$N_L = 1000 \sqrt{\frac{2.5}{38}} = 256 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 15.** Расчёт сопротивления обмотки  $R_L$ . Используем MLT из шага № 6 и удельное сопротивление из шага № 10.

$$R_L = (MLT) \cdot N_L \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \cdot 10^{-6} \text{ [Ом]}.$$

$$R_L = 4.4 \cdot 256 \cdot 332 \cdot 10^{-6} = 0.374 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 16.** Расчёт потерь в меди  $P_{cu}$ .

$$P_{Cu} = I_{rms}^2 \cdot R_L \text{ [Вт]}.$$

$$P_{Cu} = 1.51^2 \cdot 0.374 = 0.853 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 17.** Расчёт зависимости выходного напряжения от нагрузки  $\alpha$ .

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o} 100 \text{ [%]}.$$

$$\alpha = \frac{0.853}{100} 100 \% = 0.853 [\%].$$

**Шаг № 18.** Расчёт приращения индукции  $B_{ac}$ .

$$B_{ac} = \frac{0.4\pi N_L \left( \frac{\Delta I}{2} \right) \mu \cdot 10^{-4}}{l_c} \quad [\text{Тл}].$$

$$B_{ac} = \frac{1.25 \cdot 256 \left( \frac{0.2}{2} \right) \cdot 60 \cdot 10^{-4}}{8.95} = 0.0215 \quad [\text{Тл}].$$

**Шаг № 19.** Расчёт удельной мощности мВт/г (см. гл. 2).

$$\rho = 1.724 \cdot 10^{-6} \quad [\text{Ом} \cdot \text{см}].$$

**Шаг № 20.** Расчёт потерь в сердечнике  $P_{Fe}$ .

$$P_{Fe} = \frac{\text{мВт}}{\text{г}} \cdot W_{\text{т. Fe}} \cdot 10^{-3} = 0.313 \cdot 34.9 \cdot 10^{-3} = 0.011 \quad [\text{Вт}].$$

**Шаг № 21.** Расчёт суммарных потерь в дросселе  $P_{\Sigma}$ .

$$P_{\Sigma} = P_{Fe} + P_{Cu} \quad [\text{Вт}].$$

$$P_{\Sigma} = 0.011 + 0.853 = 0.864 \quad [\text{Вт}].$$

**Шаг № 22.** Расчёт мощности на единицу поверхности дросселя  $\Psi$ . Площадь поверхности  $A_t$  была найдена в шаге № 6.

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_t} \quad [\text{Вт}/\text{см}^2].$$

$$\Psi = \frac{0.864}{64.4} = 0.0134 \quad [\text{Вт}/\text{см}^2].$$

**Шаг № 23.** Расчёт перегрева дросселя  $T_r$ .

$$T_r = 450(\Psi)^{0.826} \quad [^{\circ}\text{C}].$$

$$T_r = 450 \cdot 0.0134^{0.826} = 12.8^{\circ}\text{C}.$$

**Шаг № 24.** Расчёт намагничивающей силы постоянного тока  $H$ .

$$H = \frac{0.4\pi N_L I_{pk}}{l_c} \quad [\text{Э}].$$

$$H = \frac{1.26 \cdot 256 \cdot 1.6}{8.95} = 57.7 \text{ [Э]}.$$

**Шаг № 25.** Расчёт коэффициента использования окна  $K_u$ .

$$K_u = \frac{N_L A_{W(B)}}{W_a}.$$

$$K_u = \frac{256 \cdot 0.00519}{3.94} = 0.337.$$

**Замечание.** Большим преимуществом расчёта с использованием коэффициента геометрии  $K_g$  является возможность определения плотности тока. При использовании метода, опирающегося на произведение площадей сердечника  $A_p$ , плотность тока необходимо задать. В следующем примере взята та же плотность тока, что и в предыдущем.

## 9.11. Проектирование тороидального порошкового сердечника с использованием произведения площадей $A_p$

**Шаг № 1.** Исходные данные.

Индуктивность, $L$	0.0025 Гн
Величина постоянного тока, $I_o$	1.5 А
Приращение тока, $\Delta I$	0.2 А
Выходная мощность, $P_o$	100 Вт
Плотность тока, $J$	300 А/см <sup>2</sup>
Частота пульсаций напряжения	20 кГц
Максимальная индукция, $B_m$	0.3 Тл
Материал сердечника	MPP
Коэффициент использования окна, $K_u$	0.4
Перегрев, $T_r$	25 °С

**Шаг № 2.** Расчёт пикового значения тока  $I_{pk}$ .

$$I_{pk} = I_o + \frac{\Delta I}{2} \text{ [A]}.$$

$$I_{pk} = 1.5 + \frac{0.2}{2} = 1.6 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 3.** Расчёт энергии.

$$\text{Энергия} = \frac{LI_{\text{pk}}^2}{2} [\text{Вт} \cdot \text{с}].$$

$$\text{Энергия} = \frac{0.0025 \cdot 1.6^2}{2} = 0.0032 [\text{Вт} \cdot \text{с}].$$

**Шаг № 4.** Расчёт произведения площадей сердечника  $A_p$ .

$$A_p = \frac{2(\text{Энергия}) \cdot 10^4}{B_m J K_u} [\text{см}^4].$$

$$A_p = \frac{2 \cdot 0.0032 \cdot 10^4}{0.3 \cdot 300 \cdot 0.4} = 1.78 [\text{см}^4].$$

**Шаг № 5.** Выбор порошкового МРР-сердечника по материалам главы 3. Выбранный сердечник имеет значение коэффициента геометрии  $K_g$ , ближайшее к рассчитанному.

Номер сердечника	55586
Длина средней силовой линии, $l_c$	8.95 см
Вес сердечника, $W_{\text{tfe}}$	34.9 г
Средняя длина витка, $MLT$	4.40 см
Площадь сечения сердечника, $A_c$	0.454 см <sup>2</sup>
Площадь окна сердечника, $W_a$	3.94 см <sup>2</sup>
Произведение площадей сердечника, $A_p$	1.79 см <sup>4</sup>
Коэффициент геометрии, $K_g$	0.0742 см <sup>5</sup>
Площадь поверхности дросселя, $A_t$	64.4 см <sup>2</sup>
Магнитная проницаемость, $\mu$	60
Миллигенри на 1000 витков, $AL$	38 мГн

**Шаг № 6.** Расчёт действующего значения тока.

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{I_o^2 + (\Delta I)^2}.$$

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{1.5^2 + 0.2^2} = 1.51 [\text{А}].$$

**Шаг № 7.** Расчёт требуемого сечения голого провода.

$$A_{\text{W(B)}} = \frac{I_{\text{rms}}}{J} [\text{см}^2].$$

$$A_{\text{W(B)}} = \frac{1.51}{298} = 0.00507 [\text{см}^2].$$

**Шаг № 8.** Выбор провода из табл. 4.9. Если расхождение расчётной и табличной площади сечения лежит в пределах 10%, выберите ближайшее меньшее значение.

Стандарт AWG №20.

$$A_{W(B)} = 0.00519 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$\text{Сечение изолированного провода } A_w = 0.00606 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$\text{Удельное сопротивление} = 332 \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right].$$

**Шаг № 9.** Расчёт эффективной площади окна  $W_{a(\text{eff})}$ . Используйте площадь окна, определённую в шаге № 5. Типичное значение  $S_3 = 0.75$  (см. главу 4).

$$W_{a(\text{eff})} = W_a \cdot S_3 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$W_{a(\text{eff})} = 3.94 \cdot 0.75 = 2.96 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 10.** Расчёт возможного количества витков. Используйте изолированный провод  $A_w$ , найденный в шаге № 8. Типичное значение  $S_2 = 0.6$  (см. главу 4).

$$N = \frac{W_{a(\text{eff})} \cdot S_2}{A_w} \text{ [ВИТКОВ]}.$$

$$N = \frac{2.96 \cdot 0.60}{0.00606} = 293 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 11.** Расчёт требуемого значения магнитной проницаемости.

$$\mu_\Delta = \frac{B_m I_c \cdot 10^4}{0.4\pi W_a J \cdot K_u}.$$

$$\mu_\Delta = \frac{0.30 \cdot 8.95 \cdot 10^4}{1.26 \cdot 3.94 \cdot 298 \cdot 0.4} = 45.4.$$

**Замечание.** Полученное значение достаточно близко к предположенному в шаге № 5 значению магнитной проницаемости 60μ. Возможны также другие варианты (см. **табл. 9.1**). В главе 3 из-за недостатка места упомянуты только молибденовый пермаллой, High Flux, сендаст и железный порошковый сердечник с  $\mu = 75$ . Другие варианты следует искать в каталогах производителей.



**Шаг № 12.** Расчёт требуемого количества витков.

$$N_L = 1000 \sqrt{\frac{L}{L_{(1000)}}} \text{ [ВИТКОВ]}.$$

$$N_L = 1000 \sqrt{\frac{2.5}{38}} = 256 \text{ [ВИТКОВ]}.$$

**Шаг № 13.** Расчёт сопротивления обмотки  $R_L$ . Используйте данные, рассчитанные в шагах № 6 и № 10.

$$R_L = (MLT) \cdot N_L \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \cdot 10^{-6} \text{ [Ом]}.$$

$$R_L = 4.4 \cdot 256 \cdot 332 \cdot 10^{-6} = 0.374 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 14.** Расчёт потерь в меди.

$$P_{Cu} = I_{rms}^2 \cdot R_L \text{ [Вт]}.$$

$$P_{Cu} = (1.51)^2 \cdot 0.374 = 0.853 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 15.** Расчёт приращения индукции.

$$B_{ac} = \frac{0.4\pi N_L \left(\frac{\Delta I}{2}\right) \mu \cdot 10^{-4}}{l_c} \text{ [Тл]}.$$

$$B_{ac} = \frac{1.25 \cdot 256 \left(\frac{0.2}{2}\right) \cdot 60 \cdot 10^{-4}}{8.95} = 0.0215 \text{ [Тл]}.$$

**Шаг № 16.** Расчёт удельной мощности по данным главы 2 для порошковых МРР-сердечников (мВт/г).

$$\text{мВт/г} = K f^m B_{ac}^n.$$

$$\text{мВт/г} = 0.00551 \cdot (20000)^{1.23} \cdot (0.0215)^{2.12} = 0.313.$$

**Шаг № 17.** Расчёт потерь в сердечнике  $P_{fe}$ .

$$P_{Fe} = \frac{\text{мВт}}{\text{г}} \cdot W_{tfe} \cdot 10^{-3} \text{ [Вт]}.$$

$$P_{Fe} = 0.313 \cdot 34.9 \cdot 10^{-3} = 0.011 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 18.** Расчёт суммарных потерь в дросселе  $P_{\Sigma}$ .

$$P_{\Sigma} = P_{Fe} + P_{Cu} \text{ [Вт]}.$$

$$P_{\Sigma} = 0.011 + 0.853 = 0.864 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 19.** Расчёт мощности, приходящейся на единицу поверхности дросселя  $\Psi$ . Площадь поверхности см. в шаге № 5.

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_i} \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

$$\Psi = \frac{0.864}{64.4} = 0.0134 \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 20.** Расчёт перегрева дросселя  $T_r$ .

$$T_r = 450(\Psi)^{0.826} \text{ [}^{\circ}\text{C]}.$$

$$T_r = 450 \cdot 0.0134^{0.826} = 12.8 \text{ [}^{\circ}\text{C]}.$$

**Шаг № 21.** Расчёт намагничивающей силы постоянного тока  $H$ .

$$H = \frac{0.4\pi N_L I_{pk}}{l_c} \text{ [Э]}.$$

$$H = \frac{1.26 \cdot 256 \cdot 1.6}{8.95} = 57.7 \text{ [Э]}.$$

**Шаг № 22.** Расчёт коэффициента использования окна  $K_u$ .

$$K_u = \frac{N_L \cdot A_{w(B)}}{W_a}.$$

$$K_u = \frac{256 \cdot 0.00519}{3.94} = 0.337.$$

# 10 Проектирование дросселей переменного тока

1	Введение	283
2	Требования	283
3	Связь произведения площадей $A_p$ сердечника с вольт-амперами дросселя	283
4	Связь коэффициента геометрии $K_g$ с вольт-амперами дросселя	284
5	Фундаментальные соотношения	284
6	Краевой поток	285
7	Пример проектирования дросселя переменного тока	288
8	Источники	292

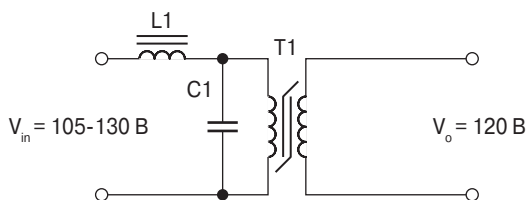
## 10.1. Введение

Проектирование дросселя переменного тока подобно проектированию трансформатора. Если в магнитном потоке сердечника отсутствует постоянная составляющая, то расчёты идентичны. Расчётная мощность  $P_t$  – это произведение напряжения на дросселе и его тока – вольт-амперы (VA) дросселя.

$$P_t = VA \text{ [Вт]}. \quad (10.1)$$

## 10.2. Требования

При проектировании дросселя переменного тока требуется рассчитать его вольт-амперы. В некоторых случаях задана индуктивность, в других – ток дросселя. Если задана индуктивность, то тогда требуется рассчитать ток. Если задан ток – требуется рассчитать индуктивность. На **рис. 10.1** показан последовательно включённый дроссель переменного тока  $L_1$  в схеме феррорезонансного стабилизатора переменного напряжения.



**Рис. 10.1.** Последовательно включённый дроссель переменного тока в схеме феррорезонансного стабилизатора напряжения

## 10.3. Связь произведения площадей $A_p$ сердечника с вольт-амперами дросселя

Эта связь подобна установленной для трансформатора и задаётся следующим уравнением:

$$A_p = \frac{V \cdot A(10)^4}{K_f K_u B_m f J} \text{ [см}^4\text{]}, \quad (10.2)$$

где  $K_f$  – коэффициент формы напряжения;  
 $K_u$  – коэффициент использования площади окна сердечника;  
 $B_m$  – максимальная индукция в сердечнике [Тл];  
 $f$  – рабочая частота напряжения [Гц];  
 $J$  – плотность тока [А/см<sup>2</sup>].

Из уравнения (10.2) следует, что на выбор величины  $A_p$  влияют индукция  $B_m$ , коэффициент использования окна сердечника  $K_u$ , которая определяет долю площади окна, занятую медью обмотки, а также плотность тока  $J$ .

## 10.4. Связь коэффициента геометрии $K_g$ с вольт-амперами дросселя

Хотя большинство дросселей рассчитывается с учётом перегрева, они также могут рассчитываться с учётом влияния нагрузки на выходное напряжение:

$$\alpha = \frac{V A}{K_g K_e} [\%]. \quad (10.3)$$

$$\alpha = \text{нестабильность} [\%]. \quad (10.4)$$

Постоянная  $K_g$ , определяемая геометрией сердечника, задаётся следующим уравнением:

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 K_u}{MLT} [\text{см}^5]. \quad (10.5)$$

Постоянная  $K_e$ , определяемая электромагнитными условиями работы, рассчитывается следующим образом:

$$K_e = 0.145 K_f^2 f^2 B_m^2 \cdot 10^{-4}, \quad (10.6)$$

где  $K_f$  – коэффициент формы;  
 $K_f = 4.0$  для прямоугольного переменного напряжения;  
 $K_f = 4.44$  для синусоиды.

Из сказанного следует, что индукция в сердечнике, частота и коэффициент формы влияют на размер дросселя.

## 10.5. Фундаментальные соотношения

При проектировании дросселя переменного тока исходными являются следующие данные.

1. Желательная индуктивность.
2. Напряжение, приложенное к дросселю.
3. Частота напряжения.
4. Максимальная индукция в сердечнике.
5. Перегрев.

Учитывая все эти данные, проектировщик должен определить максимальную величину индукции  $B_{ac}$ , при которой ещё не происходит насыщение сердечника, а также максимальную величину индуктивности дросселя в заданном объёме. Выбранный магнитный материал определяет максимальную величину индукции, которую следует принять при проектировании. Параметры магнитных материалов приведены в главе 2.

Дроссель переменного тока, как и трансформатор, должен выдерживать без насыщения приложенное напряжение. Число витков обмотки рассчитываются по закону Фарадея.

$$N = \frac{V_{ac} \cdot 10^4}{K_f B_{ac} f A_c} \text{ [ВИТКОВ]}. \quad (10.7)$$

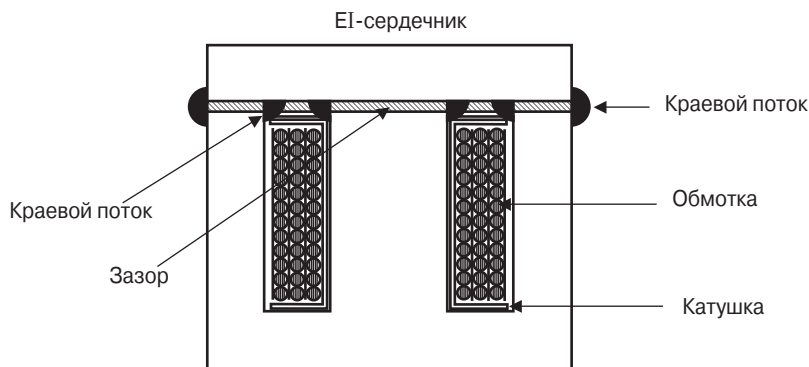
Индуктивность дросселя с железным сердечником с воздушным зазором задаётся следующим уравнением:

$$L = \frac{0.4\pi N^2 A_c \cdot 10^{-8}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} \text{ [ГН]}. \quad (10.8)$$

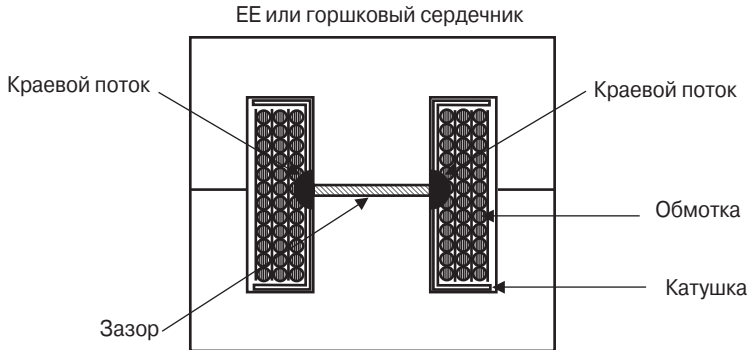
Таким образом, индуктивность обратно пропорциональна длине воздушного зазора  $l_g$ . В большинстве случаев  $l_g \gg l_c/\mu_m$ .

## 10.6. Краевой поток

Окончательное определение длины воздушного зазора следует произвести с учётом краевого магнитного потока, который зависит от длины зазора, формы полюсов магнита, от формы, размера и расположения обмотки, как показано на **рис. 10.2** и **10.3**.



**Рис. 10.2.** Места появления краевого потока в EI-сердечнике



**Рис. 10.3.** Места появления краевого потока в ЕЕ- и горшковых сердечниках

Крайевой поток снижает магнитное сопротивление магнитопровода и потому увеличивает индуктивность в сравнении с расчётной величиной (по формуле (10.9)). Это увеличение учитывается с помощью коэффициента  $F$ . Чем больше зазор, тем больше крайевой поток. Коэффициент  $F$  определяется следующим уравнением:

$$F = 1 + \frac{l_g}{A_c} \ln \frac{2G}{l_g}, \quad (10.11)$$

где  $G$  – длина обмотки, определённая в главе 3. Уравнение (10.11) справедливо для разрезанного С-сердечника, пластинчатого сердечника и разрезанного ферритового сердечника.

Уравнение (10.9) для расчёта индуктивности  $L$  не учитывает влияние краевого потока. Уравнение (10.12) даёт возможность рассчитать индуктивность  $L'$  с учётом коэффициента  $F$ .

$$L' = \frac{0.4\pi N^2 A_c F \cdot 10^{-8}}{l_g} \text{ [Гн]}. \quad (10.12)$$

Поскольку индуктивность изменилась, следует пересчитать требуемое количество витков обмотки.

$$N_{(new)} = \sqrt{\frac{L l_g}{0.4\pi A_c F \cdot 10^{-8}}} \text{ [витков]}. \quad (10.13)$$

Теперь можно рассчитать рабочую индукцию в сердечнике, что позволит определить потери в сердечнике и запас по насыщению.

$$B_{ac} = \frac{V_{ac} \cdot 10^4}{K_f N_{(new)} \cdot f \cdot A_c} \text{ [Тл]}. \quad (10.14)$$

Потери мощности в дросселе переменного тока складываются из трёх составляющих:

1. потери в меди обмотки  $P_{Cu}$ ;
2. потери в сердечнике  $P_{Fe}$ ;
3. потери в зазоре  $P_g$ .

Если скин-эффект минимален, потери в меди  $P_{Cu}$  по умолчанию будут равны  $I^2 R$ . Потери в сердечнике  $P_{Fe}$  следует рассчитать, ориентируясь на данные производителя. Потери в зазоре  $P_g$  не зависят от параметров материала. При нулевой длине зазора максимальная эффективность дросселя, как и трансформатора, достигается при равенстве потерь в меди и в сердечнике. Потери в зазоре определяются краевым потоком, который, возвращаясь в сердечник, индуцирует дополнительные вихревые токи. Распределение краевого потока также зависит от геометрии сердечника, количества и близости обмоток и их расположения (см. табл. 10.1). Точное предвидение потерь в зазоре зависит от величины краевого потока (см. указатель литературы в конце этой главы).

$$P_g = K_i E l_g f B_{ac}^2 \text{ [Вт]}, \quad (10.15)$$

где  $E$  [см] – ширина стержня сердечника (см. главу 3).

**Таблица 10.1. Коэффициент, определяющий потери в зазоре**

Конфигурация	$K_i$
Двухкатушечный С-сердечники	0.0388
Однокатушечный С-сердечник	0.0775
Пластинчатый сердечник	0.1550

Если при проектировании дросселя есть возможность выбора сердечника, следует взять сердечник с минимальной величиной отношения площади окна  $W_a$  к площади сечения стержня  $A_c$ .

Сравнивая два сердечника с одинаковой величиной произведения площадей  $A_p$ , предназначенных для одного и того же дросселя, можно отметить, что сердечник с меньшей площадью окна будет генерировать меньший краевой поток. С этой точки зрения, если нужен сердечник с большей площадью сечения, лучше сложить два меньшего размера, чем взять один большего размера, как это показано на рис. 10.4.

Например, если выбран следующий больший размер, то все пропорции возрастут. Это означает, что площади сечения и окна увеличатся. Если же сложить два сердечника меньшего размера, то площадь сечения стали удвоится, а площадь окна останется той же. При удвоении сечения стали потребуется меньшее число витков, при этом потребуется меньшая длина зазора и, следовательно, будет меньший краевой поток.



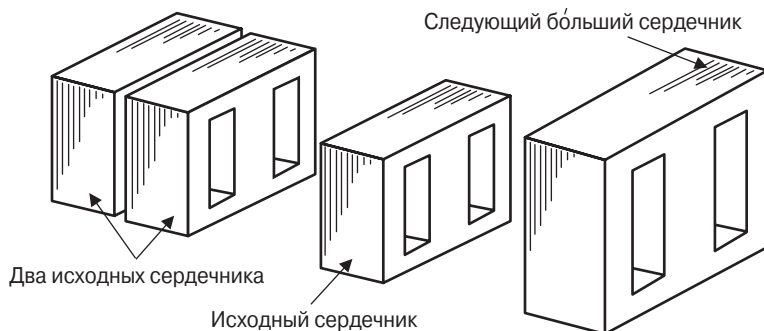


Рис. 10.4. Сравнение сердечников

При проектировании трансформатора можно выбрать величину индукции достаточно далекой от уровня насыщения, что трудно сделать в случае дросселя переменного тока из-за наличия краевого потока.

Одна из трудных задач – поддержание минимальной длины зазора, особенно в высокочастотных дросселях. Таким образом, главные задачи при проектировании – определение числа витков для предотвращения насыщения при заданном напряжении и обеспечение заданной индуктивности при минимальном зазоре. Будет проще принять решение, если выбрать порошковый сердечник, если может быть правильно определена требуемая магнитная проницаемость.

## 10.7. Пример проектирования дросселя переменного тока

### Шаг № 1. Исходные данные.

Напряжение на дросселе, $V_L$	120 В
Ток дросселя $I_L$	1.0 А
Частота	60 Гц
Плотность тока, $J$	300 А/см <sup>2</sup>
Эффективность, $\eta$	90%
Магнитный материал	Кремний
Магнитная проницаемость материала, $\mu_m$	1500
Индукция, $B_{ac}$	1.4 Тл
Коэффициент использования окна, $K_u$	0.4
Коэффициент формы, $K_f$	4.44
Перегрев, $T_r$	50 °C

**Шаг № 2.** Определение расчётной мощности  $P_L$ , или  $B - A$  дросселя.

$$B - A = V_L \cdot I_L \text{ [Вт]}.$$

$$B - A = 120 \cdot 1.0 = 120 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 3.** Расчёт произведения площадей сердечника  $A_p$ .

$$A_p = \frac{VA \cdot 10^4}{K_f K_u f B_{ac} J} \text{ [см}^4\text{]}.$$

$$A_p = \frac{120 \cdot 10^4}{4.44 \cdot 0.4 \cdot 60 \cdot 1.4 \cdot 300} = 26.8 \text{ [см}^4\text{]}.$$

**Шаг № 4.** Выбор сердечника из EI-пластин по данным главы 3. Ориентир – рассчитанная величина  $A_p$ .

Номер сердечника	EI 100
Длина средней силовой линии, $l_c$	15.2 см
Вес сердечника, $W_{tfe}$	676 г
Средняя длина витка, $MLT$	14.8 см
Площадь сечения сердечника, $A_c$	6.13 см <sup>2</sup>
Площадь окна, $W_a$	4.84 см <sup>2</sup>
Произведение площадей, $A_p$	29.7 см <sup>4</sup>
Коэффициент геометрии сердечника, $K_g$	4.93 см <sup>5</sup>
Площадь поверхности дросселя, $A_t$	213 см <sup>2</sup>
Длина обмотки, $G$	3.81 см
Ширина сердечника, $E$	2.54 см

**Шаг № 5.** Расчёт количества витков дросселя  $N_L$ .

$$N_L = \frac{V_L \cdot 10^4}{K_f B_{ac} f A_c} \text{ [витков]}.$$

$$N_L = \frac{120 \cdot 10^4}{4.44 \cdot 1.4 \cdot 60 \cdot 6.13} = 525 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 6.** Расчёт величины индуктивного сопротивления.

$$X_L = \frac{V_L}{I_L} \text{ [Ом]}.$$

$$X_L = \frac{120}{1} 120 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 7.** Расчёт требуемой индуктивности.

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \text{ [Гн]}.$$

$$L = \frac{120}{2\pi \cdot 60} = 0.318 \text{ [Гн]}.$$

**Шаг № 8.** Расчёт требуемой длины зазора.

$$l_g = \frac{0.4\pi N_L^2 A_c \cdot 10^{-8}}{L} - \frac{l_c}{\mu_m} \text{ [см]}.$$

$$l_g = \frac{1.26 \cdot 525^2 \cdot 6.13 \cdot 10^{-8}}{0.318} - \frac{15.2}{1500} = 0.0568 \text{ [см]}.$$

**Шаг № 9.** Расчёт коэффициента краевого потока.

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2G}{l_g}.$$

$$F = 1 + \frac{0.0568}{\sqrt{6.13}} \ln \frac{2 \cdot 3.81}{0.0568} = 1.112.$$

**Шаг № 10.** Перерасчёт числа витков с учётом  $F$ .

$$N_{L(\text{new})} = \sqrt{\frac{l_g L}{0.4\pi A_c F \cdot 10^{-8}}} \text{ [ВИТКОВ]}.$$

$$N_{L(\text{new})} = \sqrt{\frac{0.0568 \cdot 0.318}{1.26 \cdot 6.13 \cdot 1.112 \cdot 10^{-8}}} = 459 \text{ [ВИТКОВ]}$$

**Шаг № 11.** Перерасчёт  $B_{ac}$ .

$$B_{ac} = \frac{V_L \cdot 10^4}{K_f \cdot N_{L(\text{new})} \cdot A_c \cdot f} \text{ [Тл]}.$$

$$B_{ac} = \frac{120 \cdot 10^4}{4.44 \cdot 459 \cdot 6.13 \cdot 60} = 1.6 \text{ [Тл]}.$$

**Шаг № 12.** Расчёт сечения голого провода обмотки дросселя  $A_{wL(B)}$ .

$$A_{wL(B)} = \frac{I_L}{J} \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$A_{wL(B)} = \frac{1.0}{300} = 0.00333 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 13.** Выбор провода из табл. 4.9.

Стандарт AWG №22.

$$A_{W(B)} = 0.00324 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$\text{Удельное сопротивление} = 531 \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right].$$

**Шаг № 14.** Расчёт сопротивления обмотки дросселя  $R_L$ . Используйте среднюю длину витка и удельное сопротивление, найденные в шагах № 4 и 13 соответственно.

$$R_L = (MLT) \cdot N_s \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \cdot 10^{-6} \text{ [Ом]}.$$

$$R_L = 14.8 \cdot 459 \cdot 531 \cdot 10^{-6} = 3.61 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 15.** Расчёт потерь в меди обмотки дросселя  $P_{Cu}$ .

$$P_{Cu} = I_L^2 R_L \text{ [Вт]}.$$

$$P_{Cu} = 1^2 \cdot 3.61 = 3.61 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 16.** Расчёт удельной мощности Вт/кг. Данные на материал сердечника см. в главе 2.

$$\text{Вт/кг} = 0.000557 \cdot f^{1.68} \cdot B_s^{1.86} \text{ Вт/кг}.$$

$$\text{Вт/кг} = 0.000557 \cdot 60^{1.68} \cdot 1.6^{1.86} = 1.30 \text{ [Вт/кг]}.$$

**Шаг № 17.** Расчёт потерь в сердечнике  $P_{fe}$ .

$$P_{Fe} = (\text{Вт/кг}) W_{tfe} \text{ [Вт]}.$$

$$P_{Fe} = 1.30 \cdot 0.676 = 0.878 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 18.** Расчёт потерь в зазоре  $P_g$ .

$$P_g = K_i E l_g f B_{ac}^2 \text{ [Вт]}.$$

$$P_g = 0.155 \cdot 2.54 \cdot 0.0568 \cdot 60 \cdot 1.6^2 = 3.43 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 19.** Расчёт суммарных потерь в дросселе  $P_\Sigma$ .

$$P_\Sigma = P_{Cu} + P_{Fe} + P_g \text{ [Вт]}.$$

$$P_\Sigma = 3.61 + 0.878 + 3.43 = 7.92 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 20.** Расчёт мощности, приходящейся на единицу поверхности дросселя  $\Psi$ .

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_t} \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

$$\Psi = \frac{7.92}{213} = 0.0372 \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 21.** Расчёт перегрева дросселя  $T_r$ .

$$T_r = 450\Psi^{0.826} \text{ [}^{\circ}\text{C]}.$$

$$T_r = 450 \cdot 0.0372^{0.826} = 29.7 \text{ [}^{\circ}\text{C]}.$$

**Шаг № 22.** Расчёт коэффициента использования окна  $K_u$ .

$$K_u = \frac{N_{L(new)} \cdot A_{W(B)}}{W_a}.$$

$$K_u = \frac{459 \cdot 0.00324}{4.84} = 0.307.$$

## 10.8. Источники

1. Ruben, L., and Stephens, D. Gap Loss in Current-Limiting Transformer. Electromechanical Design, April 1973, pp. 24-126.

# 11

## Трансформаторные стабилизаторы переменного напряжения

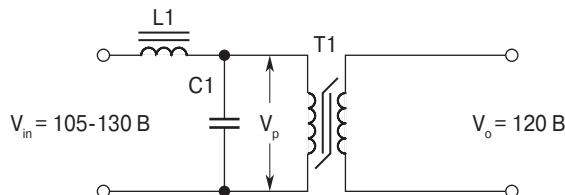
1	Введение	294
2	Регулировочные характеристики	294
3	Электрические параметры	294
4	Уравнения для проектирования	296
5	Пример проектирования	299
6	Пример проектирования дросселя переменного тока	304
7	Источники	307

## 11.1. Введение

Трансформаторные стабилизаторы переменного напряжения (CVT) широко используются, особенно в тех случаях, когда особенно важны надёжность и присущая им независимость выходного напряжения от изменений входного. Кривая выходного напряжения имеет прямоугольную форму, что весьма полезно при работе на выпрямитель с фильтром. Главным недостатком этого стабилизатора является значительная зависимость выходного напряжения от частоты и нагрузки. Уравнения, представленные здесь, использовались при проектировании стабилизаторов, работающих в диапазоне частот 400 Гц...20 кГц.

## 11.2. Регулировочные характеристики

Базовая двухкомпонентная схема феррорезонансного регулятора показана на **рис. 11.1**. Дроссель  $L1$  – линейный и включён вместе с конденсатором  $C1$  параллельно зажимом входного напряжения. Из-за резонанса в последовательной цепи  $L1C1$  напряжение на конденсаторе  $C1$  будет больше, чем напряжение сети.



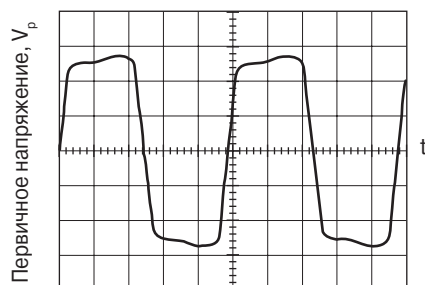
**Рис. 11.1.** Двухкомпонентный феррорезонансный стабилизатор переменного напряжения

Напряжение  $V_p$  может быть ограничено некоторой амплитудой, если использовать насыщающийся трансформатор **T1, который имеет высокое входное сопротивление** до момента, когда индукция в сердечнике достигнет уровня насыщения. При насыщении входное сопротивление падает и предотвращает дальнейший рост напряжения на конденсаторе  $C1$ . При этом форма кривой напряжения  $V_p$  приобретает вид, показанный на **рис. 11.2**.

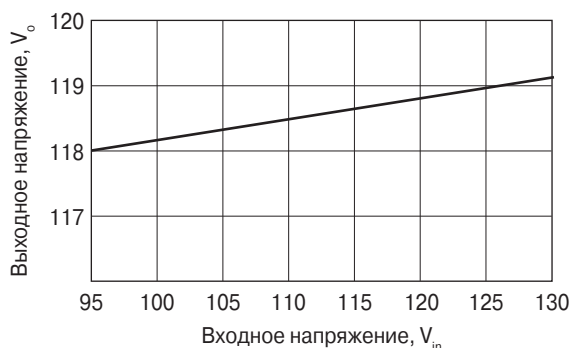
## 11.3. Электрические параметры

На **рис. 11.3** представлена зависимость выходного напряжения стабилизатора, работающего в линейном режиме, от входного напряжения. Магнитный материал сердечника трансформатора оказывает определяющее влияние на ход этой характеристики. Магнитный материал с прямоугольной петлёй гистерезиса

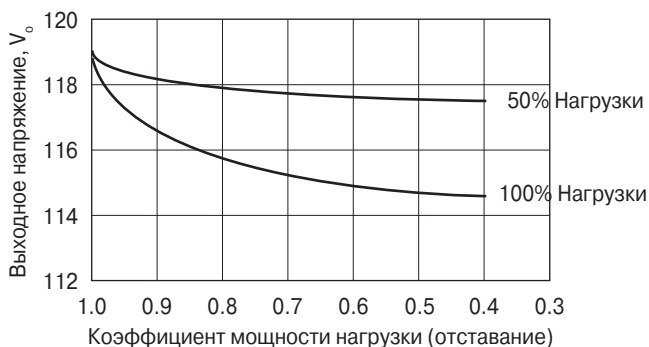
зиса обеспечивает лучшую линейность зависимости. Если нагрузка регулятора носит индуктивный характер, то зависимость выходного напряжения от коэффициента мощности нагрузки имеет вид, показанный на **рис. 11.4**.



**Рис. 11.2.** Временная диаграмма напряжения на первичной обмотке трансформатора



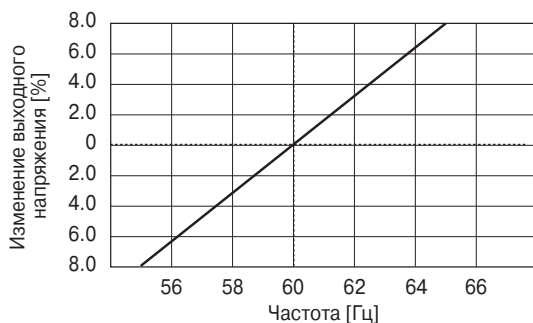
**Рис. 11.3.** Зависимость выходного напряжения от входного



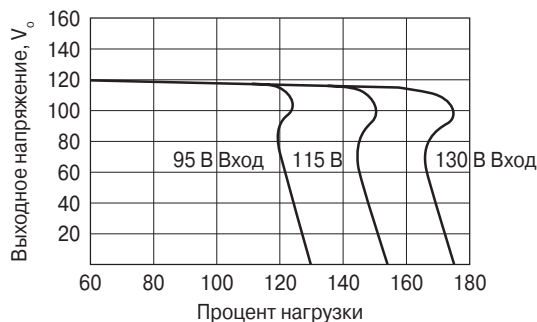
**Рис. 11.4.** Выходное напряжение в функции коэффициента мощности нагрузки



Если изменяется частота переменного напряжения на входе стабилизатора, то его выходное напряжение изменяется так, как показано на **рис. 11.5**. Нестабильность выходного напряжения правильно спроектированного стабилизатора не превысит нескольких единиц процентов. Внутренним свойством этого стабилизатора является устойчивость к режиму короткого замыкания. Ток короткого замыкания ограничивается последовательно включённым дросселем  $L$ . Зависимость выходного напряжения от нагрузки и от изменения входного напряжения показана на **рис. 11.6**. Следует подчеркнуть, что даже «глухое» короткое замыкание нагрузки не приведёт к значительному изменению выходного тока, в то время как в случае других стабилизаторов это приводит к их разрушению.



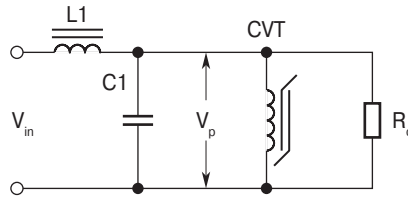
**Рис. 11.5.** Зависимость выходного напряжения от частоты входного напряжения



**Рис. 11.6.** Зависимость выходного напряжения от нагрузки при разных входных напряжениях

## 11.4. Уравнения для проектирования

Мощность и качество работы стабилизатора зависят от выбора величин  $L1$  и  $C1$ , что проиллюстрировано на **рис. 11.7**. Опыт показывает, что справедливо следующее соотношение:



**Рис. 11.7.** Базовая эквивалентная схема трансформаторного стабилизатора переменного напряжения

$$LC\omega^2 = 1.5. \quad (11.1)$$

Необходимую величину индуктивности дросселя можно рассчитать по следующей формуле:

$$L = \frac{R_{o(R)}}{2\omega} \text{ [Гн]}. \quad (11.2)$$

Ёмкость конденсатора – по следующей:

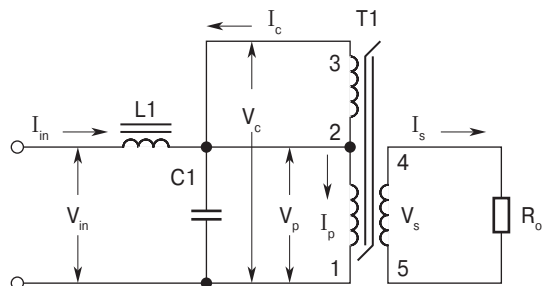
$$C = \frac{1}{0.33\omega \cdot R_{o(R)}} \text{ [Ф]}. \quad (11.3)$$

На рис. 11.7 предполагается, что на входе присутствуют синусоидальное напряжение, идеальный дроссель **L1** и конденсатор **C1**. Подразумеваются действующие значения напряжений и токов.  $V_{in}$  – напряжение перед включением схемы на полную нагрузку;  $R_{o(R)}$  – сопротивление нагрузки, приведённое к первичной обмотке;  $\eta$  – коэффициент полезного действия;  $P_o$  – выходная мощность.

$$V_{p(rms)} = \frac{0.707 \cdot V_{c(pk)}}{K_b} = \frac{0.707 \cdot 59.85}{2} = 21.2 \text{ [В]} \quad (11.4)$$

$$R_{o(R)} = \frac{V_p^2 \eta}{P_o} \text{ [Ом]}. \quad (11.5)$$

Общепринятым является гальваническая развязка нагрузки и первичной сети, а также подсоединение конденсатора **C1** при помощи дополнительной обмотки трансформатора, повышающей напряжение на конденсаторе. Это позволяет при той же энергии в конденсаторе уменьшить его ёмкость (см. **рис. 11.8**). Дополнительная обмотка увеличивает размеры трансформатора. Это видно из уравнения (11.6).



**Рис. 11.8.** CVT с конденсатором, подсоединённым к дополнительной повышающей обмотке

$$\text{Энергия} = \frac{CV^2}{2} [\text{Вт}\cdot\text{с}]. \quad (11.6)$$

$$C = \frac{2(\text{Энергия})}{V^2} [\text{Ф}].$$

Ток вторичной обмотки:

$$I_s = \frac{P_o}{V_s} [\text{A}]. \quad (11.7)$$

Ток первичной обмотки  $I_p$  выражается следующим уравнением: [Л.3].

$$I_p = \frac{I_s \cdot V_{s(4-5)}}{\eta V_{p(1-2)}} \left[ 1 + \sqrt{\frac{V_{p(1-2)}}{V_{c(1-3)}}} \right] [\text{A}]. \quad (11.8)$$

Ток конденсатора  $I_c$  растёт с ростом коэффициента, характеризующего квази-синусоидальную форму напряжения ( $K_c$ ). В соответствии с квази-синусоидальной формой напряжения, показанной на рис. 11.2, сопротивление конденсатора уменьшается в сравнении со значением при синусоидальном напряжении. Это происходит из-за увеличения количества нечетных гармоник.

$$I_c = K_c V_c \omega C [\text{A}], \quad (11.9)$$

где  $K_c = 1.0 \dots 1.5$

Эмпирически установлено, что для хорошей работы нужно выполнить соотношение (11.10).

$$V_p = V_{in} \cdot 0.95 [\text{В}]. \quad (11.10)$$

В случае подсоединения конденсатора при помощи повышающей обмотки (см. рис. 11.8) объём конденсатора и требуемая его ёмкость уменьшаются.

Если  $C_n$  – новое значение ёмкости, а  $V_n$  – новое значение напряжения на нём, то

$$C_n V_n^2 = C_{(1-2)} V_{(1-2)}^2.$$

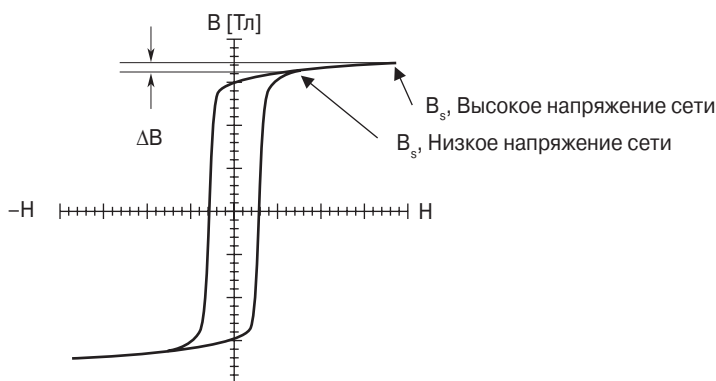
Расчётная мощность  $P_t$  – сумма ампер-витков (VA) обмоток трансформатора

$$P_t = V \cdot A_{(1-2)} + V A_{(2-3)} + V A_{(4-5)} \text{ Вт].} \quad (11.11)$$

Зависимость напряжения на первичной обмотке от изменения индукции определяется следующим уравнением:

$$\Delta V_p = 4.44 \cdot \Delta B_s A_c f N_p \cdot 10^4 \text{ [В].} \quad (11.12)$$

Зависимость выходного напряжения стабилизатора от изменения напряжения сети определяется прямоугольностью петли гистерезиса материала сердечника (см. **рис. 11.9**). Индукция насыщения сердечника  $B_s$  определяется технологией отжига магнитного материала. Каждый производитель использует свою технологию, которая оказывает решающее влияние на величину  $B_s$ .



**Рис. 11.9.** Петля гистерезиса материала сердечника CVT при низком и высоком напряжении питающей сети

## 11.5. Пример проектирования

Исходные данные:

1. Входное напряжение	105...129 В
2. Частота сетевого напряжения	60 Гц
3. Выходное напряжение, $V_s$	120 В
4. Выходные вольт-амперы	250 Вт
5. Плотность тока обмотки трансформатора, $J$	300 А/см <sup>2</sup>

6. Напряжение на конденсаторе, $V_c$	440 В
7. Коэффициент конденсатора, $K_c$	1.5
8. Коэффициент полезного действия, $\eta$	85%
9. Магнитный материал	Кремний
10. Индукция насыщения, $B_s$	1.95 Тл
11. Коэффициент использования окна, $K_u$	0.4
10. Перегрев, $T_r$	50 °С

**Шаг № 1.** Расчёт первичного напряжения.

$$V_p = V_{in(min)} \cdot 0.95 \text{ [В]}.$$

$$V_p = 105 \cdot 0.95 = 99.75 \text{ [В]}.$$

**Шаг № 2.** Расчёт величины сопротивления нагрузки, приведённого к первичной обмотке.

$$R_{o(R)} = \frac{V_p^2 \eta}{P_o} \text{ [Ом]}.$$

$$R_{o(R)} = \frac{99.75^2 \cdot 0.85}{250} = 33.8 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 3.** Расчёт требуемой величины ёмкости конденсатора.

$$C1 = \frac{1}{0.33 \cdot \omega \cdot R_{o(R)}} \text{ [Ф]}$$

$$C1 = \frac{1}{0.33 \cdot 377 \cdot 33.8} = 238 \cdot 10^{-6} \text{ [Ф]}.$$

**Шаг № 4.** Расчёт нового значения ёмкости с учётом повышенного напряжения  $V_c$ .

$$C_{(1-3)} = \frac{C_{(1-2)} \cdot V_{(1-2)}^2}{V_{(1-3)}^2} \text{ [Ф]}.$$

$$C_{(1-3)} = \frac{238 \cdot 10^{-6} \cdot 99.75^2}{440^2} = 12.3 \cdot 10^{-6} \text{ [Ф]}.$$

Стандартная ёмкость конденсатора 12.5 мкФ на 440 В.

**Шаг № 5.** Расчёт тока конденсатора  $I_c$

$$I_c = 1.5 \cdot V_c \omega C \text{ [А]}.$$

$$I_c = 1.5 \cdot 440 \cdot 377 \cdot 12.5 \cdot 10^{-6} = 3.11 \text{ [A]}$$

**Шаг № 6.** Расчёт величины тока вторичной обмотки.

$$I_s = \frac{P_o}{V_s} = \frac{250}{120} = 2.08 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 7.** Расчёт величины первичного тока.

$$I_p = \frac{I_s \cdot V_{s(4-5)}}{\eta V_{p(1-2)}} \left( 1 + \sqrt{\frac{V_{p(1-2)}}{V_{c(1-3)}}} \right) \text{ [A]}.$$

$$I_p = \frac{2.08 \cdot 120}{0.85 \cdot 99.75} \left( 1 + \sqrt{\frac{99.75}{440}} \right) = 4.35 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 8.** Определение расчётной мощности.

$$P_t = VA_{(1-2)} + VA_{(2-3)} + VA_{(4-5)} \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 9.** Расчёт величины произведения площадей.

$$A_p = \frac{P_t \cdot 10^4}{K_f K_u f B_s J} = \frac{1742 \cdot 10^4}{4.44 \cdot 0.4 \cdot 60 \cdot 1.95 \cdot 300} = 279 \text{ [см}^4\text{]}.$$

$$VA_{(1-2)} = V_p I_p = 99.75 \cdot 4.35 = 434 \text{ [Вт]}.$$

$$VA_{(2-3)} = (V_c V_p) I_c = 340 \cdot 3.11 = 1057 \text{ [Вт]}.$$

$$VA_{(4-5)} = V_s I_s = 120 \cdot 2.08 = 250 \text{ [Вт]}.$$

$$P_t = 434 + 1057 + 250 = 1741 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 10.** Выбор сердечника из EI-пластин на основании данных главы 3. Сердечник с ближайшим значением  $A_p$  – EI 175.

1. Тип сердечника	EI-175
2. Длина средней силовой линии, $l_c$	26.7 см
3. Вес сердечника, $W_{t\text{ fe}}$	3.71 кг
4. Средняя длина витка, $MLT$	25.6 см
5. Площадь сечения железа, $A_c$	18.8 см <sup>2</sup>
6. Площадь окна, $W_a$	14.8 см <sup>2</sup>
7. Произведение площадей, $A_p$	278 см <sup>4</sup>
8. Коэффициент геометрии сердечника, $K_g$	81.7 см <sup>5</sup>
9. Площадь поверхности трансформатора, $A_t$	652 см <sup>2</sup>

**Шаг № 11.** Расчёт количества витков первичной обмотки.

$$N_p = \frac{V_p \cdot 10^4}{K_f B_s f \cdot A_c} = \frac{99.75 \cdot 10^4}{4.44 \cdot 1.95 \cdot 60 \cdot 18.8} = 102 \text{ [витка]}.$$

**Шаг № 12.** Расчёт площади сечения голого провода первичной обмотки.

$$A_{wp(B)} = \frac{I_p}{J} = \frac{4.35}{300} = 0.0145 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 13.** Выбор провода из табл. 4.9.

Стандарт AWG №16.

$$A_{W(B)} = 0.0131 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$\text{Удельное сопротивление} = 132 \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right].$$

**Шаг № 14.** Расчёт сопротивления провода первичной обмотки. Используются средняя длина витка и удельное сопротивление.

$$R_p = (MLT) \cdot N_p \cdot (132 \text{ мкОм/см}) \cdot 10^{-6} = 25.6 \cdot 102 \cdot 132 \cdot 10^{-6} = 0.345 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 15.** Расчёт потерь в меди первичной обмотки.

$$P_p = I_p^2 \cdot R_p = 4.35^2 \cdot 0.345 = 6.53 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 16.** Расчёт числа витков обмотки, повышающей напряжение на конденсаторе.

$$N_c = \frac{N_p (V_c - V_p)}{V_p} = \frac{102 (440 - 99.75)}{99.75} = 348 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 17.** Расчёт площади сечения голого провода повышающей обмотки.

$$A_{wc(B)} = \frac{I_c}{J} = \frac{3.11}{300} = 0.0104 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 18.** Выбор провода из табл. 4.9.

Стандарт AWG №17.

$$A_{W(B)} = 0.0104 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$\text{Удельное сопротивление} = 166 \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right].$$

**Шаг № 19.** Расчёт сопротивления провода повышающей обмотки. Используется средняя длина витка из данных сердечника и удельное сопротивление.

$$R_c = (MLT) \cdot N_c \cdot (166 \text{ мкОм/см}) \cdot 10^{-6} = 25.6 \cdot 348 \cdot 166 \cdot 10^{-6} = 1.48 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 20.** Расчёт потерь в меди повышающей обмотки.

$$P_c = I_c^2 \cdot R_c = 3.11^2 \cdot 1.48 = 14.3 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 21.** Расчёт числа витков вторичной обмотки.

$$N_s = \frac{N_p V_s}{V_p} = \frac{102 \cdot 120}{99.75} = 123 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 22.** Расчёт площади сечения голого провода вторичной обмотки.

$$A_{ws(B)} = \frac{I_s}{J} = \frac{2.08}{300} = 0.00693 \text{ [см}^2\text{]}$$

**Шаг № 23.** Выбор провода из табл. 4.9.

Стандарт AWG №19.

$$A_{w(B)} = 0.00653 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$\text{Удельное сопротивление} = 264 \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right].$$

**Шаг № 24.** Расчёт сопротивления провода вторичной обмотки. Используется средняя длина витка из данных сердечника и удельное сопротивление провода (см. шаг № 23).

$$R_s = (MLT) N_s (264 \text{ мкОм/см}) = 25.6 \cdot 123 \cdot 264 \cdot 10^{-6} = 0.831 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 25.** Расчёт потерь в меди вторичной обмотки.

$$P_s = I_s^2 R_s = 2.08^2 \cdot 0.831 = 3.59 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 26.** Расчёт общих потерь в меди.

$$P_{cu} = P_p + P_s + P_c = 6.53 + 3.59 + 14.3 = 24.4 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 27.** Расчёт удельных потерь на единицу веса Вт/кг (см. главу 2).

$$\text{Вт/кг} = 0.000557 \cdot f^{1.68} \cdot B_s^{1.86}.$$

$$\text{Вт/кг} = 0.000557 \cdot 60^{1.68} \cdot 1.95^{1.86} = 1.87.$$



**Шаг № 28.** Расчёт потерь в сердечнике.

$$P_{\text{Fe}} = (\text{Вт/кг}) \cdot W_{\text{т.к}} = 1.87 \cdot 3.71 = 6.94 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 29.** Расчёт суммарных потерь.

$$P_{\Sigma} = P_{\text{Cu}} + P_{\text{Fe}} = 24.4 + 6.94 = 31.34 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 30.** Расчёт мощности на единицу поверхности трансформатора.

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_{\text{л}}} = \frac{31.34}{652} = 0.0481 \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 31.** Расчёт перегрева.

$$T_{\text{r}} = 450 \Psi^{0.826} = 450 \cdot 0.0481^{0.826} = 36.7 \text{ [}^{\circ}\text{C]}.$$

**Шаг № 32.** Расчёт эффективности трансформатора.

$$\eta = \frac{P_{\text{o}}}{P_{\text{o}} + P_{\Sigma}} 100 [\%] = \frac{250 \cdot 100 \%}{250 + 31.3} = 88.9 [\%].$$

**Шаг № 33.** Расчёт коэффициента заполнения окна.

$$K_{\text{u}} = \frac{N_{\text{p}} A_{\text{wp(B)}} + N_{\text{c}} \cdot N_{\text{w(B)}} + N_{\text{z}} \cdot A_{\text{ws(B)}}}{W_{\text{a}}}.$$

$$K_{\text{u}} = \frac{102 \cdot 0.0131 + 348 \cdot 0.0104 + 123 \cdot 0.00653}{14.6} = 0.394.$$

## 11.6. Пример проектирования дросселя переменного тока<sup>1</sup>

Исходные данные для проектирования линейного дросселя переменного тока.

1. Прикладываемое напряжение	129 В
2. Частота сети	60 Гц
3. Плотность тока, $J$	300 А/см <sup>2</sup>
4. Коэффициент полезного действия, $\eta$	85%
5. Магнитный материал	Кремний
6. Магнитная проницаемость материала, $\mu_{\text{м}}$	1500
7. Индукция в сердечнике, $B_{\text{ас}}$	1.4 Тл
8. Коэффициент использования окна, $K_{\text{u}}$	0.4

<sup>1</sup>

см. также главу 9

- |                             |       |
|-----------------------------|-------|
| 9. Коэффициент формы, $K_f$ | 4.44  |
| 10. Перегрев, $T_r$         | 50 °C |

**Шаг № 34.** Расчёт требуемой индуктивности дросселя (см. рис. 11.8).

$$L1 = \frac{R_{o(R)}}{2\omega} = \frac{33.8}{2 \cdot 377} = 0.0448 \text{ [Гн]}.$$

**Шаг № 35.** Расчёт сопротивления дросселя переменному току.

$$X_L = 2\pi f L1 = 6.28 \cdot 60 \cdot 0.0448 = 16.9 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 36.** Расчёт тока короткого замыкания.

$$I_L = \frac{V_{in(max)}}{X_L} = \frac{129}{16.9} = 7.63 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 37.** Определение расчётной мощности дросселя  $P_t$  или  $VA$ . Используем высокое напряжение 129 В и нормальный ток  $I_p$ , вычисленный на шаге № 7.

$$P_t = V_{in(max)} \cdot I_{L(n)} = 129 \cdot 4.35 = 561 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 38.** Расчёт произведения площадей.

$$A_p = \frac{P_t \cdot 10^4}{K_f K_u f B_{ac} J} = \frac{561 \cdot 10^4}{4.44 \cdot 0.60 \cdot 1.4 \cdot 300} = 125 \text{ [см}^4\text{]}.$$

**Шаг № 39.** Выбор пластинчатого EI-сердечника с подходящим значением  $A_p$  по материалам главы 3.

- |  |                      |
|--|----------------------|
| 1. Тип сердечника                          | EI-138               |
| 2. Длина средней силовой линии, $l_c$      | 21 см                |
| 3. Вес сердечника, $W_{tfe}$               | 1.79 кг              |
| 4. Средняя длина витка, $MLT$              | 20.1 см              |
| 5. Площадь сечения железа, $A_c$           | 11.6 см <sup>2</sup> |
| 6. Площадь окна, $W_a$                     | 9.15 см <sup>2</sup> |
| 7. Произведение площадей, $A_p$            | 106 см <sup>4</sup>  |
| 8. Коэффициент геометрии сердечника, $K_g$ | 24.5 см <sup>5</sup> |
| 9. Площадь поверхности дросселя, $A_t$     | 403 см <sup>2</sup>  |
| 10. Длина обмотки, $G$                     | 5.24 см              |
| 11. Ширина среднего стержня, $E$           | 3.49 см              |

**Шаг № 40.** Расчёт количества витков дросселя.

$$N_L = \frac{V_{inmax} \cdot 10^4}{K_f \cdot B_{ac} \cdot f \cdot A_c} = \frac{129 \cdot 10^4}{4.44 \cdot 1.4 \cdot 60 \cdot 11.6} = 298 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 41.** Расчёт длины зазора  $l_g$ .

$$l_g = \frac{0.4\pi \cdot N_L^2 \cdot A_c \cdot 10^{-8}}{0.0448} - \frac{l_g}{\mu_m} = \frac{1.26 \cdot 298^2 \cdot 11.6 \cdot 10^{-8}}{0.0448} - \frac{21}{1500} = 0.276 \text{ [см]}.$$

**Шаг № 42.** Расчёт краевого потока  $F$ .

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2G}{l_g} = 1 + \frac{0.276}{\sqrt{11.6}} \ln \frac{2 \cdot 5.24}{0.276} = 1.29.$$

**Шаг № 43.** Пересчёт числа витков дросселя с учётом краевого потока.

$$N_{L(\text{new})} = \sqrt{\frac{l_g L}{0.4\pi \cdot A_c \cdot F \cdot 10^{-8}}} = \sqrt{\frac{0.276 \cdot 0.0448}{1.26 \cdot 11.6 \cdot 1.29 \cdot 10^{-8}}} = 256 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 44.** Пересчёт индукции  $B_{ac}$  с учётом  $N_{L(\text{new})}$ .

$$B_{ac} = \frac{V_{\text{in(maz)}} \cdot 10^4}{K_f N_{L(\text{new})} \cdot A_c \cdot f} = \frac{129 \cdot 10^4}{4.44 \cdot 256 \cdot 11.6 \cdot 60} = 1.63 \text{ [Тл]}.$$

**Шаг № 45.** Расчёт площади сечения голого провода обмотки дросселя.

$$A_{wL(B)} = \frac{I_{L(n)}}{J} = \frac{4.35}{300} = 0.0145 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 46.** Выбор провода из табл. 4.9.

Стандарт AWG №16.

$$A_{w(B)} = 0.01307 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$\text{Удельное сопротивление} = 132 \text{ [мкОм/см]}.$$

**Шаг № 47.** Расчёт сопротивления обмотки дросселя. Используйте среднюю длину витка из таблицы данных сердечника и удельное сопротивление, найденное в шаге № 46.

$$R_L = (MLT) N_{L_{\text{new}}} \cdot 132 \cdot 10^{-6} = 20.1 \cdot 256 \cdot 132 \cdot 10^{-6} = 0.679 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 48.** Расчёт потерь в меди обмотки дросселя.

$$P_{Cu} = I_L^2 R_L = 4.35^2 \cdot 0.679 = 12.8 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 49.** Расчёт удельных потерь (см. главу 2).

$$P_{yd} = 0.000557 \cdot f^{1.68} \cdot B_s^{1.86} = 0.000557 \cdot 60^{1.68} \cdot 1.63^{1.86} = 1.34 \text{ [Вт/кг]}.$$

**Шаг № 50.** Расчёт потерь в сердечнике.

$$P_{\text{Fe}} = P_{\text{уд}} \cdot W_{\text{т.с}} = 1.34 \cdot 1.79 = 2.4 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 51.** Расчёт потерь в зазоре.

$$P_{\text{g}} = K_{\text{г}} E l_{\text{г}} \cdot f \cdot B_{\text{ac}}^2 = 0.155 \cdot 3.49 \cdot 0.276 \cdot 60 \cdot 1.63^2 = 23.8 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 52.** Расчёт суммарных потерь.

$$P_{\Sigma} = P_{\text{Cu}} + P_{\text{Fe}} + P_{\text{g}} = 12.8 + 2.4 + 23.8 = 39 \text{ [Вт]}$$

**Шаг № 53.** Расчёт мощности, приходящейся на единицу поверхности дросселя.

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_{\text{л}}} = \frac{39}{403} = 0.0968 \text{ [Вт/см}^2\text{]}$$

**Шаг № 54.** Расчёт перегрева дросселя.

$$T_{\text{r}} = 450 \Psi^{0.826} = 450 \cdot 0.0968^{0.826} = 65 \text{ [}^{\circ}\text{C]}.$$

**Шаг № 55.** Расчёт коэффициента использования площади окна.

$$K_{\text{u}} = \frac{N_{\text{л}} \cdot A_{\text{w(B)}}}{W_{\text{a}}} = \frac{256 \cdot 0.0131}{9.15} = 0.367.$$

## 11.7. Источники

1. Ruben, L., and Stephens, D. Gap Loss in Current-Limiting Transformer. Electromechanical Design, April 1973, pp. 24-126.
2. H. P. Hart and R. J. Kakalec, "The Derivation and Application of Design Equations for Ferroresonant Voltage Regulators and Regulated Rectifiers," IEEE Trans. Magnetics, vol. Mag-7, No.1, March 1971, pp 205-211.
3. I. B. Friedman, "The Analysis and Design of Constant Voltage Regulators," IRE Trans. Component Parts, vol. CP-3, March 1956, pp.11-14.
4. S. Lendena, "Design of a Magnetic Voltage Stabilizer." Electronics Technology, May 1961, pp. 154-155.

# 12 Проектирование трёхфазного трансформатора

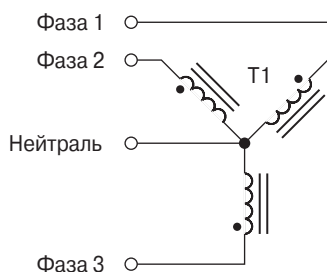
1	Введение	309
2	Основные схемы соединения обмоток трансформатора	309
3	Сравнение физических размеров трансформаторов	309
4	Фазный и линейный ток в треугольнике	311
5	Фазное, линейное напряжение и ток в схеме трёхфазной звезды	312
6	Сравнение мощностей в однофазной и многофазной системах	312
7	Многофазные выпрямительные схемы	313
8	Произведение площадей $A_p$ и коэффициент геометрии $K_g$ для трёхфазных трансформаторов	316
9	Связь выходной и расчётной мощности	317
10	Связь коэффициента геометрии с зависимостью выходного напряжения силового трансформатора от нагрузки	318
11	Связь произведения площадей сердечника $A_p$ со способностью трансформатора передавать мощность	319
12	Пример проектирования трёхфазного трансформатора	319

## 12.1. Введение

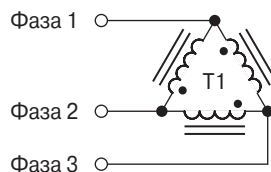
В силовых системах генерации энергии, её передачи и распределения, а также в системах энергоснабжения промышленных предприятий используются почти исключительно трёхфазные сети. Они также используются в коммерческой и военной авиации. Трёхфазные сети имеют много преимуществ в сравнении с однофазными. Трёхфазный трансформатор может быть меньше и легче при той же передаваемой мощности из-за более эффективного использования меди обмоток и стали сердечника. Напряжение на выходе трёхфазных выпрямительных устройств имеет меньшую амплитуду пульсаций и в 3 или 6 раз большую, в сравнении с сетевой, частоту пульсаций, что значительно упрощает конструкцию фильтра.

## 12.2. Основные схемы соединения обмоток трансформатора

Используются две основные схемы соединения обмоток — соединение в звезду (**рис. 12.1**) и соединение в треугольник (**рис. 12.2**). Каждая конкретная область применения определяет ту или иную схему соединения.



**Рис. 12.1.** Способ соединения обмоток трёхфазного трансформатора в звезду

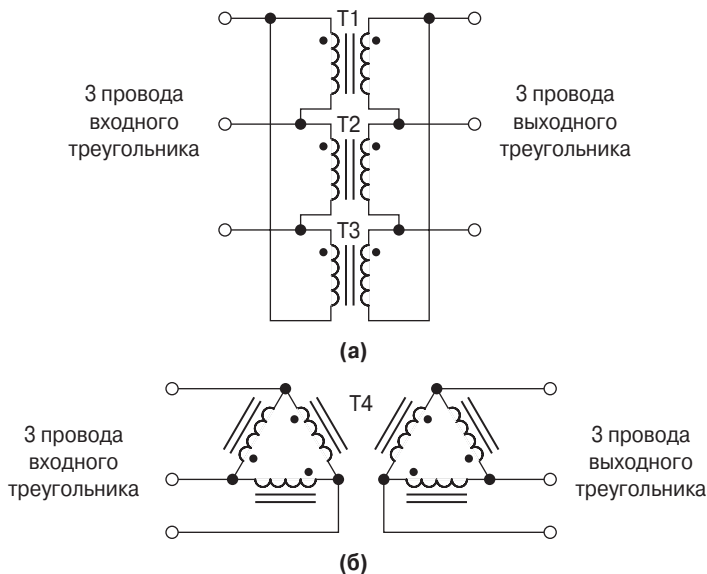


**Рис. 12.2.** Способ соединения обмоток трёхфазного трансформатора в треугольник

## 12.3. Сравнение физических размеров трансформаторов

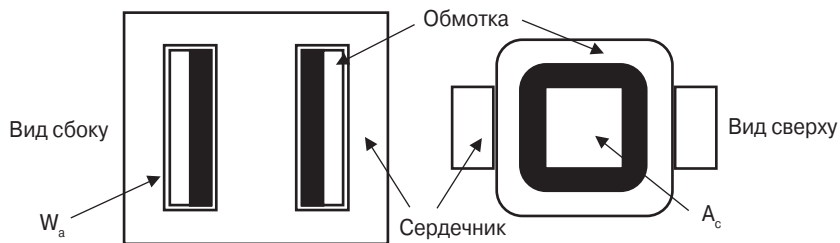
На **рис. 12.3а** показаны три однофазных трансформатора (Т1, Т2, Т3), соединённых по схеме треугольник–треугольник и работающих от трёхфазной сети. На **рис. 12.3б** показан один трёхфазный трансформатор (Т4), обмотки которого тоже соединены по схеме треугольник–треугольник. Трансформатор Т4 будет меньше и легче трёх однофазных трансформаторов (Т1, Т2, Т3) при

одних и тех же параметрах напряжений и мощностей. Поскольку обмотки трёхфазного трансформатора расположены на одном общем магнитопроводе, то в сравнении с тремя независимыми сердечниками получится значительная экономия меди, железа и изоляционных материалов.



**Рис. 12.3.** Сравнение трёхфазных трансформаторов, собранных по схеме треугольник-треугольник

На рис. 12.4 и 12.5 показан разрез однофазного трансформатора с демонстрацией площади окна и площади сечения железа на двух типах сердечников разной конфигурации. Пластинчатый EI-сердечник, показанный на рис. 12.4, называется броневым, так как он окружает обмотку. С-сердечник, показанный на рис. 12.5, называется стержневым, поскольку обмотка окружает сердечник.



**Рис. 12.4.** Сердечник броневого типа

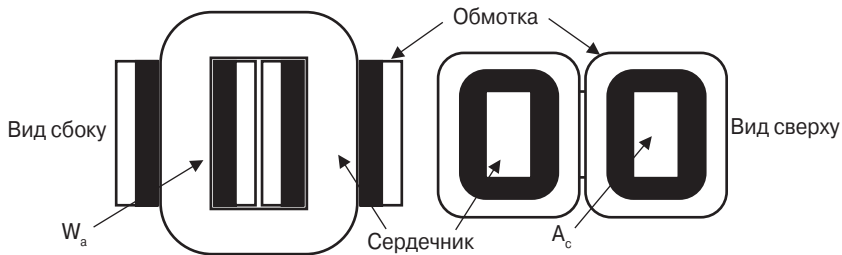


Рис. 12.5. Сердечник стержневого типа

Разрез трёхфазного трансформатора показан на **рис. 12.6**. Эти рисунки показывают площадь окна и площадь сечения железа. Трёхстержневой сердечник эффективен в том случае, если поток в каждом стержне, при симметричном напряжении и нагрузке, возрастает от нуля. Если нагрузка фаз или входные напряжения не одинаковы, то возникают большие уравнивающие токи и тогда лучше использовать три отдельных однофазных трансформатора.

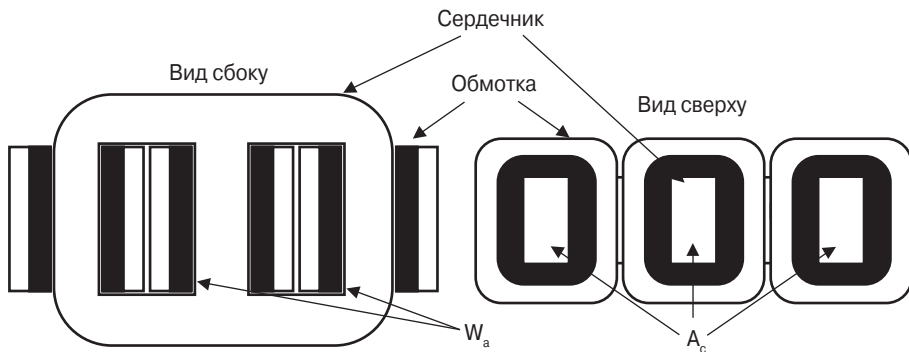


Рис. 12.6. Разрез трёхфазного трансформатора

## 12.4. Фазный и линейный ток в треугольнике

В трёхфазном треугольнике напряжение сети называется фазным. Линейный ток и ток фазы показаны на **рис. 12.7**. Напряжение сети – это напряжение на обмотке трансформатора. Ток линии и ток фазы связаны следующим соотношением:

$$I_{\text{лин.}} = I_{\text{ф}} \sqrt{3} \text{ [A]}. \quad (12.1)$$



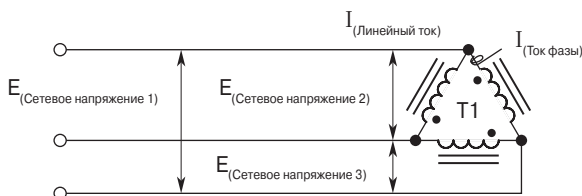


Рис. 12.7. Токи и напряжения в схеме трёхфазного треугольника

## 12.5. Фазное, линейное напряжение и ток в схеме трёхфазной звезды

Соотношение между линейным и фазным напряжением и током в схеме трёхфазной звезды видно из рис. 12.8.

$$E_{\text{ф.}} = \frac{E_{\text{лин.}}}{\sqrt{3}} \text{ [В]}. \quad (12.2)$$

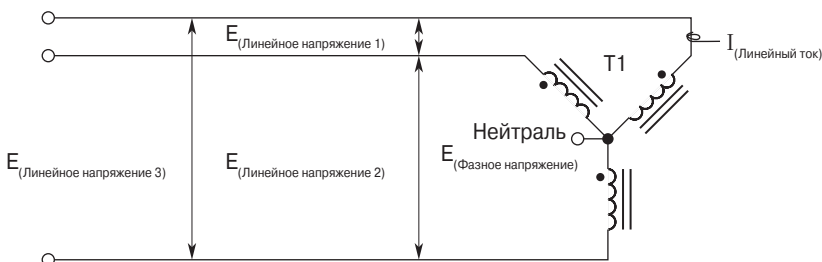
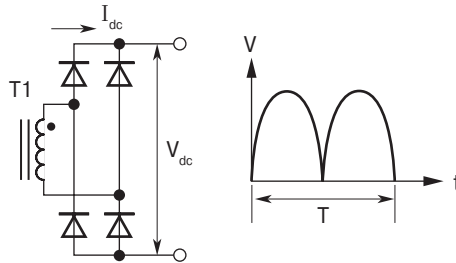


Рис. 12.8. Соотношение токов и напряжений в схеме трёхфазной звезды

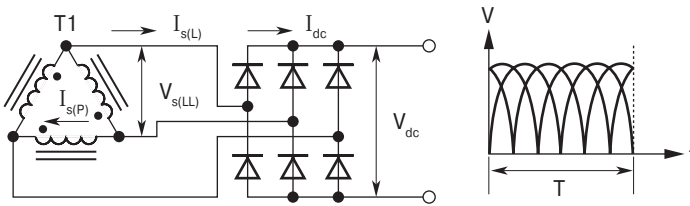
## 12.6. Сравнение мощностей в однофазной и многофазной системах

Трёхфазная система распределения мощности имеет весомые преимущества перед однофазной. Большинство силовых установок и промышленных комплексов используют трёхфазные сети. Одним из самых значительных преимуществ является меньший размер и вес магнитных компонентов при передаче равной мощности. Это особенно важно в авиационном и корабельном оборудовании и в случае стационарных наземных установок. Одним из главных аргументов является размер трансформатора. Другим аргументом являются уменьшенные размеры фильтрующих устройств выпрямительных установок. Некоторое беспокойство может вызвать неравномерность нагрузок по фазам и несимметрия сетевого напряжения.

На **рис. 12.9** показана схема однофазного мостового выпрямителя. Частота пульсаций выпрямленного напряжения в два раза выше частоты сетевого напряжения. Только 50% общего тока течёт через диод. На **рис. 12.10** дана схема трёхфазного мостового выпрямителя, работающего от трансформатора, обмотки которого соединены в треугольник. Частота пульсаций выпрямленного напряжения в шесть раз выше частоты сетевого напряжения. Только 33% общего тока течёт через каждый диод. В этом случае размеры **LC-фильтра** будут меньше, чем в предыдущем.



**Рис. 12.9.** Однофазный мостовой выпрямитель



**Рис. 12.10.** Трёхфазный мостовой выпрямитель

## 12.7. Многофазные выпрямительные схемы

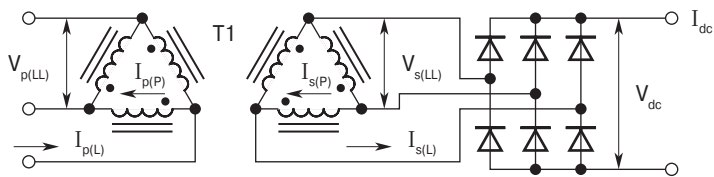
В **табл. 12.1** даны значения токов и напряжений в схемах **рис. 12.11...12.14** для случая индуктивного выходного фильтра и синусоидального входного напряжения. В приведённых соотношениях не учтено падение напряжения на диодах выпрямителей и на сопротивлении обмоток трансформатора.

**Таблица 12.1. Соотношение трёхфазного напряжения и тока для схем выпрямления**

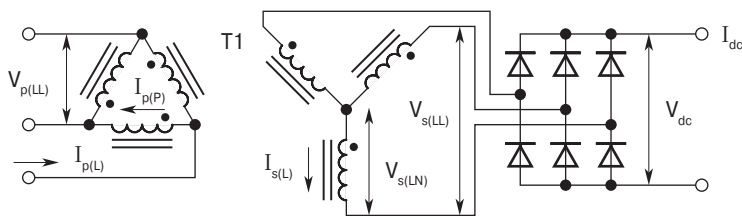
$\Delta$ - $\Delta$ , материал <b>рис. 12.11</b>			
	Коэффициент		
Входные Вольт-амперы	1.050	<b>X</b>	Выходная мощность тока
$V_s(LL)$	0.740	<b>X</b>	Среднее значение постоянного выходного напряжения

$I_s(L)$	0.471	<b>X</b>	Среднее значение постоянного выходного напряжения
Вторичные Вальт-Амперы	1.050	<b>X</b>	Выходная мощность постоянного тока
Пульсация напряжения [%]	4.200		
Частота пульсации	6f		
<b><math>\Delta</math>-Y, материал рис. 12.12</b>			
	<b>Коэффициент</b>		
Входные Вальт-Аперы	1.050	<b>X</b>	Выходная мощность постоянного тока
$V_s(LL)$	0.740	<b>X</b>	Среднее значение выпрямленного напряжения
$V_s(LN)$	0.428 относительного нейтрали	<b>X</b>	Среднее значение выпрямленного напряжения
$I_s(L)$	0.817	<b>X</b>	Среднее значение выпрямленного тока
Вторичные Вальт-Амперы	1.050	<b>X</b>	Выходная мощность постоянного тока
Пульсация напряжения [%]	4.200		
Частота пульсаций	6f		
<b><math>\Delta</math>-<math>\lambda</math>, однополупериодный, рис. 12.13</b>			
	<b>Коэффициент</b>		
Входные Вальт-Амперы	1.210	<b>X</b>	Выходная мощность постоянного тока
$V_s(LL)$	0.740	<b>X</b>	Среднее значение выпрямленного напряжения
$V_s(LN)$	0.855 относительно нейтрали	<b>X</b>	Среднее значение выпрямленного напряжения
$I_s(L)$	0.577	<b>X</b>	Среднее значение выпрямленного тока
Вторичные Вальт-Амперы	1.480	<b>X</b>	Выходная мощность постоянного тока
Пульсация напряжения [%]	18.000		
Частота пульсаций	3f		

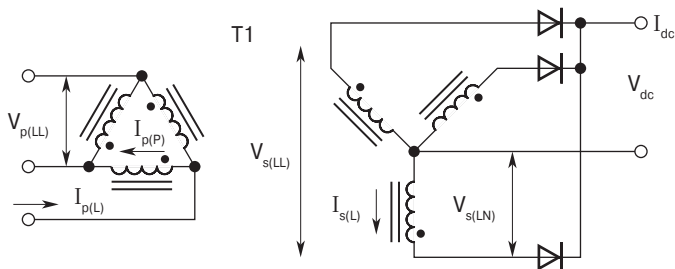
Δ-Y, шестифазный, однополупериодный, рис. 12.14			
	Коэффициент		
Входные Вольт-Амперы	1.280	X	Выходная мощность постоянного тока
$E_s(LL)$	1.480	X	Среднее значение выпрямленного напряжения
$E_s(LN)$	0.740 относительно нейтрали	X	Среднее значение выпрямленного напряжения
$I_s(L)$	0.408	X	Среднее значение выпрямленного тока
Вторичные Вольт - Амперы	1.810	X	Выходная мощность постоянного тока
Пульсация напряжения [%]	4.200		
Частота пульсаций	6f		
Отношение действующего значения к постоянному X Синусоида, бесконечно большая индуктивность фильтра, нет потерь в трансформаторе и в диодах.			



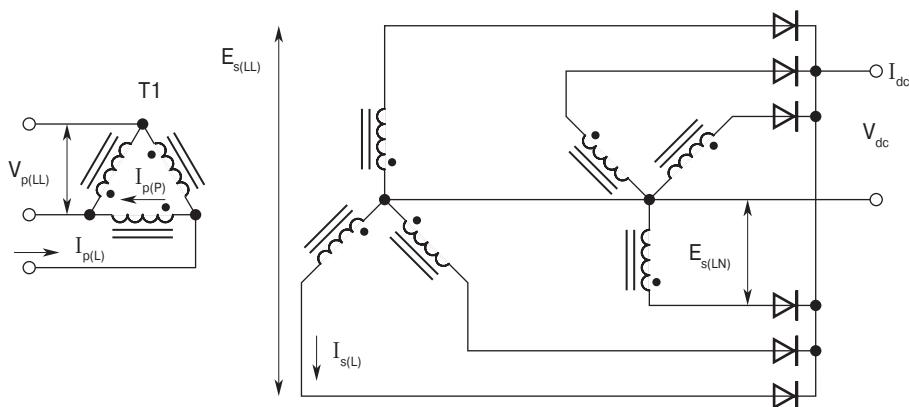
**Рис. 12.11.** Трёхфазный мостовой выпрямитель с трансформатором по схеме «треугольник–треугольник»



**Рис. 12.12.** Трёхфазный мостовой выпрямитель с трансформатором по схеме «треугольник–звезда»



**Рис. 12.13.** Трёхфазный однополупериодный выпрямитель с трансформатором по схеме «треугольник–звезда»



**Рис. 12.14.** Трёхфазный выпрямитель с трансформатором по схеме «треугольник–шестишестилучевая звезда»

## 12.8. Произведение площадей $A_p$ и коэффициент геометрии $K_g$ для трёхфазных трансформаторов

Произведение площадей  $A_p$  для трёхфазного сердечника определяется иначе, чем для однофазного. Площадь окна  $W_a$  и площадь сечения стали для однофазного сердечника показаны на **рис. 12.4** и **12.5**. Те же величины для трёхфазного сердечника показаны на **рис. 12.6**. Для однофазного сердечника:

$$A_p = W_a A_c \text{ [см}^4\text{]}. \quad (12.3)$$

У трёхфазного трансформатора имеется 2 окна и три стержня, каждый с площадью сечения  $A_c$ . Для трёхфазного сердечника:

$$A_p = 3 \frac{W_a}{2} A_c [\text{см}^4]. \quad (12.4)$$

$$A_p = 1.5 W_a A_c [\text{см}^4]. \quad (12.5)$$

Коэффициент геометрии  $K_g$  для однофазного трансформатора рассчитывается следующим образом:

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 K_u}{MLT} [\text{см}^5]. \quad (12.6)$$

Для трёхфазного трансформатора:

$$K_g = 3 \frac{W_a}{2} \cdot \frac{A_c^2 K_u}{MLT} [\text{см}^5]. \quad (12.7)$$

$$K_g = 1.5 \frac{W_a A_c^2 K_u}{MLT} [\text{см}^5]. \quad (12.8)$$

## 12.9. Связь выходной и расчётной мощности

$$P_t = P_{in} + P_o [\text{Вт}]. \quad (12.9)$$

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} [\text{Вт}]. \quad (12.10)$$

$$P_t = \frac{P_o}{\eta} + P_o [\text{Вт}]. \quad (12.11)$$

$$P_t = P_o \left( \frac{1}{\eta} + 1 \right) [\text{Вт}]. \quad (12.12)$$

Проектировщик конечно должен заинтересоваться величиной расчётной мощности  $P_t$  трансформатора. Она зависит от схемы включения трансформатора. Действующее значение тока выпрямителя зависит от характера его протекания, и размер трансформатора определяется не только требованиями нагрузки, но и формой импульса тока выпрямителя. Пример расчёта первичных и вторичных Вольт-ампер трансформаторов для схем, упомянутых в **табл. 12.1** и данных на **рис. 12.11...12.14**, будет рассмотрен ниже. В этом расчёте не учитываются потери в трансформаторе и диодах выпрямителя, поэтому КПД  $\eta = 1$  и  $P_{in} = P_o$  для всех трёхфазных выпрямительных схем.

1. Треугольник–треугольник, мостовой выпрямитель, **рис. 12.11.**

$$P_t = P_o \left( \frac{P_{VA}}{\eta} + S_{VA} \right) = P_o \left( \frac{1.05}{1} + 1.05 \right) = P_o \cdot 2.1 \text{ [Вт]}. \quad (12.13)$$

2. Треугольник–звезда, мостовой выпрямитель, **рис. 12.12.**

$$P_t = P_o \left( \frac{P_{VA}}{\eta} + S_{VA} \right) = P_o \left( \frac{1.05}{1} + 1.05 \right) = P_o \cdot 2.1 \text{ [Вт]}. \quad (12.14)$$

3. Треугольник–звезда, однополупериодный выпрямитель, **рис. 12.13.**

$$P_t = P_o \left( \frac{P_{VA}}{\eta} + S_{VA} \right) = P_o \left( \frac{1.21}{1} + 1.43 \right) = P_o \cdot 2.64 \text{ [Вт]} \quad (12.15)$$

4. Треугольник–звезда, шестифазный однополупериодный выпрямитель, **рис. 12.14.**

$$P_t = P_o \left( \frac{P_{VA}}{\eta} + S_{VA} \right) = P_o \left( \frac{1.28}{1} + 1.81 \right) = P_o \cdot 3.09 \text{ [Вт]}. \quad (12.16)$$

## 12.10. Связь коэффициента геометрии с зависимостью выходного напряжения силового трансформатора от нагрузки

Эта зависимость – один из возможных критериев для начала проектирования. Коэффициент  $\alpha$ , характеризующий указанную зависимость, определяется соотношением:

$$\alpha = \frac{V_{о\text{хх}} - V_{о\text{н}}}{V_{о\text{н}}} 100 \%,$$

где  $V_o$  – выходное напряжение, измеренное в режиме холостого хода (хх) и с нагрузкой (н). С другой стороны,  $\alpha$  связан с двумя постоянными, характеризующими трансформатор.

$$\alpha = \frac{P}{2 K_g K_e} \%. \quad (12.17)$$

$$\alpha = \text{Regulation} \%. \quad (12.18)$$

Коэффициент геометрии  $K_g$  и постоянная  $K_e$  определяются следующими соотношениями:

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 K_u}{MLT} = \frac{P_t}{2 K_c \alpha} [\text{см}^5]. \quad (12.19)$$

$$K_c = 2.86 f^2 B^2 \cdot 10^{-4}. \quad (12.20)$$

Все вышеприведённые соотношения показывают, от каких параметров зависит размер трансформатора.

### 12.11. Связь произведения площадей сердечника $A_p$ со способностью трансформатора передавать мощность

Названная в заглавии связь определяется следующим соотношением:

$$A_p = \frac{P_t \cdot 10^4}{K_f \cdot K_u \cdot B_m \cdot J \cdot f} [\text{см}^4], \quad (12.21)$$

$$A_p = 1.5 \cdot W_a \cdot A_c = \frac{P_t \cdot 10^4}{K_f \cdot K_u \cdot B_m \cdot J \cdot f} [\text{см}^4], \quad (12.22)$$

где  $K_f$  – коэффициент формы напряжения;  
 $K_f = 4.0$  для прямоугольной волны;  
 $K_f = 4.44$  для синусоиды.

Из приведённых соотношений видно, что индукция, частота и коэффициент использования окна  $K_u$  определяют максимальную площадь окна, которая может быть занята медью обмотки.

### 12.12. Пример проектирования трёхфазного трансформатора

Ниже приведены исходные данные для проектирования трёхфазного трансформатора. Критерием выбора сердечника является коэффициент геометрии  $K_g$ .

- |                                 |                         |
|---------------------------------|-------------------------|
| 1. Входное напряжение, $V_{in}$ | 208 В, 3 фазы           |
| 2. Выходное напряжение, $V_o$   | 28 В                    |
| 3. Выходной ток, $I_o$          | 10 А                    |
| 4. Схема выпрямителя            | полный мост             |
| 5. Схемы соединения обмоток     | треугольник/треугольник |
| 6. Частота, $f$                 | 60 Гц                   |
| 7. КПД, $\eta$                  | 95%                     |



8. Зависимость $V_o$ от нагрузки $\alpha$	5%
9. Индукция, $B_{ac}$	1.4 Тл
10. Магнитный материал	Кремний М6Х
11. Коэффициент использования окна, $K_u$	0.4
12. Падение напряжения на диоде, $V_d$	1.0 В

**Шаг № 1.** Определение расчётной мощности  $P_t$ .

$$P_t = P_o \left( \frac{1.05}{\eta} + 1.05 \right) \text{ [Вт]}.$$

$$P_o = I_o (V_o + 2V_d) = 10 \cdot 30 = 300 \text{ [Вт]}.$$

$$P_t = 300 \left( \frac{1.05}{0.95} + 1.05 \right) = 647 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 2.** Расчёт коэффициента  $K_e$ .

$$K_e = 2.86 f^2 B^2 \cdot 10^{-4} = 2.86 \cdot 60^2 \cdot 1.4^2 \cdot 10^{-4} = 2.02.$$

**Шаг № 3.** Расчёт коэффициента геометрии  $K_g$ .

$$K_g = \frac{P_t}{2 K_e \alpha} = \frac{647}{2 \cdot 2.02 \cdot 5} = 32 \text{ [см}^5\text{]}.$$

**Шаг № 4.** Эти данные взяты из главы 3. Секция трёхфазных пластинчатых EI-сердечников.

1. Тип сердечника	100 EI-3P
2. Вес железа, $W_{t\text{ fe}}$	2.751 кг
3. Средняя длина витка, MLT	16.7 см
4. Площадь сечения железа, $A_c$	6.129 см <sup>2</sup>
5. Площадь окна, $W_a$	29.0 см <sup>2</sup>
6. Произведение площадей, $A_p$	267 см <sup>4</sup>
7. Коэффициент геометрии сердечника, $K_g$	39 см <sup>5</sup>
8. Площадь поверхности трансформатора, $A_t$	730 см <sup>2</sup>

**Шаг № 5.** Расчёт числа витков первичной обмотки.

$$N_p = \frac{V_p \cdot 10^4}{4.44 \cdot B_{ac} \cdot A_c \cdot f} = \frac{208 \cdot 10^4}{4.44 \cdot 1.4 \cdot 6.129 \cdot 60} = 910 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 6.** Расчёт величины первичного линейного тока  $I_{pL}$ .

$$I_{pL} = \frac{P_o}{3 \cdot V_p \cdot \eta} = \frac{300}{3 \cdot 208 \cdot 0.95} = 0.506 \text{ [А]}.$$

**Шаг № 7.** Расчёт величины первичного фазового тока  $I_{p(Ph)}$ .

$$I_{p(Ph)} = \frac{I_{pL}}{\sqrt{3}} = \frac{0.506}{\sqrt{3}} = 0.292 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 8.** Расчёт площади сечения голого провода первичной обмотки. Площадь окна для размещения одной первичной обмотки равна  $W_a/4$ , при коэффициенте использования  $K_{up} = 0.2$ .

$$A_{wp(B)} = \frac{K_{up} W_a}{4 N_p} = \frac{0.2 \cdot 29.0}{4(910)} = 0.00159 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 9.** Выбор провода из табл. 4.9.

Стандарт AWG №25.

$$A_{wp(B)} = 0.001623 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$\text{Сечение провода изоляции } A_{wp(Ins)} = 0.002002 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$\text{Удельное сопротивление} = 1062 \text{ [мкОм/см]}.$$

**Шаг № 10.** Расчёт сопротивления первичной обмотки. Используется средняя длина витка MLT (шаг № 4) и удельное сопротивление (шаг № 9).

$$R_p = MLT \cdot N_p (1062 \text{ мкОм/см}) = 16.7 \cdot 910 \cdot 1062 \cdot 10^{-6} = 16.1 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 11.** Расчёт общих потерь в меди первичных обмоток.

$$P_p = 3 \cdot I_{p(Ph)}^2 \cdot R_p = 3 \cdot 0.292^2 \cdot 16.1 = 4.12 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 12.** Расчёт числа витков вторичной обмотки.

$$N_s = \frac{N_p V_s}{V_p} \left( 1 + \frac{\alpha}{100} \right) \text{ [витков]}.$$

$$V_s = 0.740(V_o + 2V_d) = 0.740(28 + 2) = 22.2 \text{ [В]}.$$

$$N_s = \frac{910 \cdot 22.2}{208} \left( 1 + \frac{5}{100} \right) = 102 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 13.** Расчёт площади сечения голого провода вторичной обмотки.

$$A_{ws(B)} = \frac{K_{u(s)} W_a}{4 N_s} = \frac{0.2 \cdot 29.0}{4 \cdot 102} = 0.0142 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 14.** Выбор провода из табл. 4.9.

Стандарт AWG №16.

$$A_{w(B)} = 0.01307 \text{ [см}^2\text{]},$$

$$\text{Провод в изоляции: } A_{w(Ins)} = 0.01473 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$\text{Удельное сопротивление} = 132 \text{ [мкОм/см]}.$$

**Шаг № 15.** Расчёт сопротивления вторичной обмотки  $R_s$ . Использована средняя длина витка  $MLT$  (шаг № 4) и величина удельного сопротивления (шаг № 14.).

$$R_s = MLT \cdot N_s (132 \text{ мкОм/см}) = 16.7 \cdot 102 \cdot 132 \cdot 10^{-6} = 0.225 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 16.** Расчёт вторичного линейного тока.

$$I_{sL} = 0.471 \cdot I_o = 0.471 \cdot 10 = 4.71 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 17.** Расчёт вторичного фазового тока.

$$I_{s(ph)} = \frac{I_{sL}}{\sqrt{3}} = \frac{4.71}{1.73} = 2.72 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 18.** Расчёт общих потерь в меди вторичных обмоток.

$$P_s = 3 \cdot I_{s(ph)}^2 \cdot R_s = 3 \cdot 2.72^2 \cdot 0.225 = 4.99 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 19.** Расчёт коэффициента.

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o} 100 [\%] = \frac{P_p + P_s}{P_o} 100 [\%] = \frac{4.12 + 4.99}{300} 100 [\%] = 3.03 [\%].$$

**Шаг № 20.** Расчёт удельной мощности.

$$P_{уд} = K \cdot f^m B_{ac}^n = 0.000557 \cdot 60^{1.68} \cdot 1.40^{1.86} = 1.01 \text{ [Вт/кг]}.$$

**Шаг № 21.** Расчёт потерь в сердечнике  $P_{fe}$ . Вес сердечника был задан в шаге № 4.

$$P_{Fe} = P_{уд} W_{tfe} = 1.01 \cdot 2.751 = 2.78 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 22.** Расчёт суммарных потерь в трансформаторе.

$$P_{\Sigma} = P_p + P_s + P_{Fe} = 4.12 + 4.99 + 2.78 = 11.89 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 23.** Расчёт КПД трансформатора.

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{\Sigma}} 100 [\%] = \frac{300}{300 + 11.89} 100 [\%] = 96.2 [\%].$$

**Шаг № 24.** Расчёт мощности на единицу поверхности трансформатора. Площадь поверхности трансформатора  $A_t$  была задана в шаге № 4.

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_t} = \frac{11.89}{730} = 0.0163 [\text{Вт/см}^2].$$

**Шаг № 25.** Расчёт перегрева трансформатора.

$$T_r = 450(\Psi)^{0.826} = 450 \cdot 0.0163^{0.826} = 15 [^{\circ}\text{C}].$$

**Шаг № 26.** Расчёт общего коэффициента использования окна. Площадь окна была задана в шаге № 4.

$$K_u = K_{up} + K_{us}.$$

$$K_u = \frac{4 N_p A_{wp(B)}}{W_a} + \frac{4 N_s A_{ws(B)}}{W_a}.$$

$$K_u = \frac{4 \cdot 910 \cdot 0.001623}{29} + \frac{4 \cdot 102 \cdot 0.01307}{29} = 0.388.$$

# 13

## Проектирование трансформатора обратноходового преобразователя напряжения

1	Введение	325
2	Передача энергии	325
3	Режим разрывного тока	326
4	Режим непрерывного тока	326
5	Граничный режим тока дросселя	327
6	Понижающий регулятор напряжения	327
7	Повышающий преобразователь напряжения	330
8	Инвертирующий повышающе-понижающий преобразователь	333
9	Повышающе-понижающий преобразователь с трансформаторным выходом	335
10	Поверхностный эффект	339
11	Пример расчёта повышающего преобразователя, работающего в режиме разрывного тока	346
12	1 Поверхностный эффект	347
13	Проектирование дросселя для повышающего корректора коэффициента мощности	352
14	Стандартная схема повышающего преобразователя	353
15	Корректор коэффициента мощности на основе повышающего преобразователя	353
16	Пример проектирования дросселя с непрерывным током для ККМ на основе повышающего преобразователя	354
17	Поверхностный эффект	355
18	Источники	359

*Автор выражает благодарность доктору V. Vorperian Senior Engineer, Power and Sensor Electronics Group, Jet Propulsion Laboratory (JPL), Richard Ozenbaugh of Linear Magnetics и Kit Sum ... за помощь в выводе уравнений проектирования обратного преобразователя.*

## 13.1. Введение

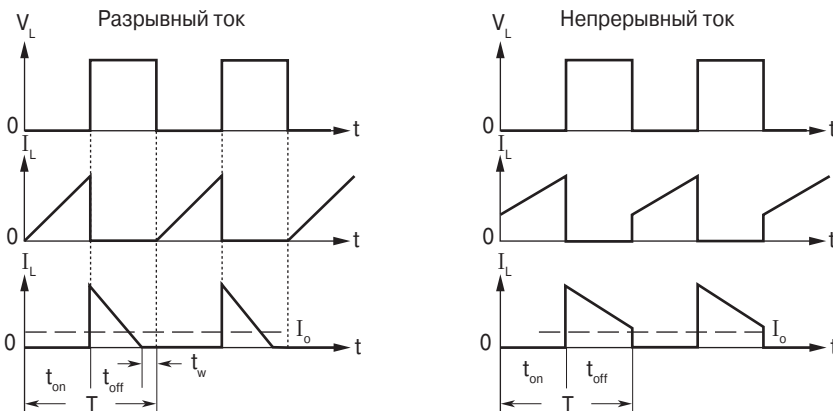
Идея работы обратного ключевого преобразователя напряжения заключается в том, что во время замкнутого состояния ключа  $t_{on}$  энергия накапливается в индуктивности дросселя, а во время разомкнутого  $t_{off}$  – передается в нагрузку.

Можно выделить четыре наиболее часто используемых типа преобразователей.

1. Понижающий преобразователь напряжения (buck).
2. Повышающий преобразователь напряжения (boost).
3. Инвертирующий повышающе-понижающий преобразователь напряжения.
4. Изолирующий повышающе-понижающий преобразователь напряжения.

## 13.2. Передача энергии

В работе обратного ключевого преобразователя можно выделить два существенно различающихся режима, проиллюстрированных на **рис. 13.1**.



**Рис. 13.1.** Временные диаграммы токов дросселя

**Режим разрывного тока дросселя.** Вся энергия, накопленная в индуктивности дросселя, передаётся в сглаживающий конденсатор и нагрузку раньше, чем начинается следующий цикл накопления. Этот режим позволяет уменьшить индуктивность и, следовательно, размер дросселя, но усложняет режим работы сглаживающего конденсатора и ключа.

**Режим непрерывного тока дросселя.** Не вся энергия, накопленная в индуктивности дросселя, передаётся в сглаживающий конденсатор и в нагрузку до начала следующего цикла накопления.

Полный период работы:

$$T = \frac{1}{f}. \quad (13.1)$$

### 13.3. Режим разрывного тока

В режиме разрывного тока требуется меньшая индуктивность дросселя, но при этом возрастает максимальная величина тока транзисторного ключа. Кроме того, растут потери энергии в обмотке из-за увеличения действующего значения тока в соответствии с ростом его пиковых значений. Это также ведёт к увеличению пульсаций тока и напряжения на входных и выходных конденсаторах и дополнительно усложняет работу транзисторного ключа. Достоинством этого режима, кроме уменьшения размеров дросселя, является тот факт, что замыкание ключа происходит при нулевом значении тока. Диод выходной цепи полностью заперт, и поэтому режим короткого замыкания ключевого транзистора исключён. Выключение диода путём плавного снижения его прямого тока до нуля значительно уменьшает излучаемые электромагнитные помехи.

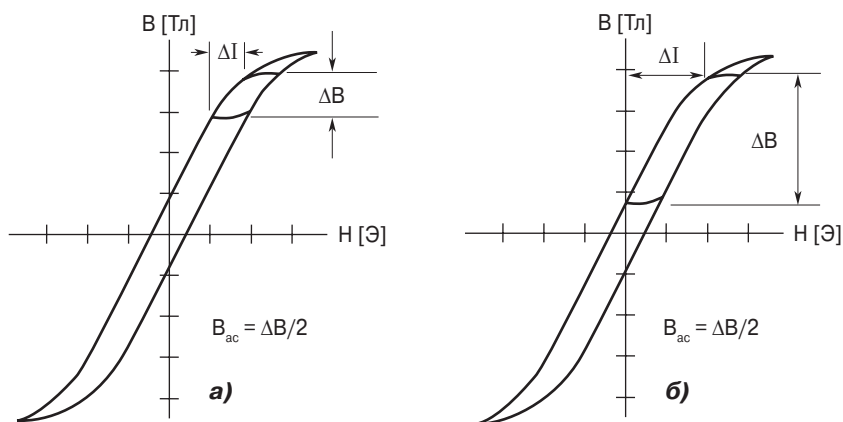
Частотная характеристика преобразователя, работающего в режиме разрывного тока, не имеет нулей в правой полуплоскости, что облегчает его стабилизацию при замыкании цепи обратной связи.

### 13.4. Режим непрерывного тока

В режиме непрерывного тока требуется большая индуктивность дросселя, что обеспечивает меньшее значение тока в конце интервала накопления в сравнении с режимом разрывного тока при той же выходной мощности. В этом режиме возможен большой ток ключа при его замыкании, что ведёт к дополнительным потерям энергии и, следовательно, дополнительному нагреванию ключа.

Частотная характеристика преобразователя в режиме непрерывного тока имеет ноль в правой полуплоскости, что усложняет его стабилизацию при замыкании обратной связи и при большом диапазоне изменения входного напря-

жения. На **рис. 13.2** показано соотношение изменений индукции в магнитопроводе дросселя в режимах разрывного и непрерывного токов при одинаковых напряжениях и разных количествах витков обмоток.



**Рис. 13.2.** Траектории перемагничивания магнитопровода дросселя в режимах: а) непрерывного тока; б) разрывного тока

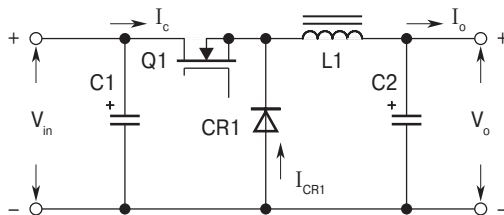
## 13.5. Граничный режим тока дросселя

При увеличении тока нагрузки схема управления транзисторным ключом увеличивает время его проводящего состояния  $t_{on}$  с целью поддержать постоянство напряжения на нагрузке. При этом максимальное значение тока дросселя увеличивается, а время  $t_w$  (см. **рис. 13.1**) уменьшается при некотором токе  $t_w = 0$ . Это и есть граничный режим тока дросселя. При дальнейшем увеличении тока и времени включённого состояния  $t_{on}$  наступает режим непрерывного тока.

## 13.6. Понижающий регулятор напряжения

Принципиальная схема понижающего регулятора напряжения показана на **рис. 13.3**. Выходное напряжение у этого преобразователя всегда меньше входного. В этой схеме транзисторный ключ  $Q1$  включён последовательно с источником постоянного входного напряжения. Транзистор  $Q1$  коммутирует цепь этого источника, обеспечивая регулируемый по длительности импульс на входе  $L1C2$  фильтра, который выделяет среднее значение этого импульсного напряжения. Когда транзистор  $Q1$  включён, к дросселю  $L1$  приложено напряжение, равное  $V_{in} - V_o$ . Ток дросселя растёт и в нём накапливается энергия. Когда транзистор  $Q1$  заперт, дроссель отдаёт энергию в нагрузку, а ток при этом течёт через диод.

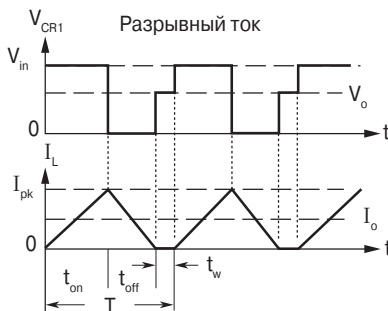




**Рис. 13.3.** Принципиальная схема понижающего регулятора напряжения

### **Уравнения, описывающие работу преобразователя в режиме разрывного тока**

На **рис. 13.4** показаны временные диаграммы напряжений и токов в режиме разрывного тока.



**Рис. 13.4.** Временные диаграммы напряжения и тока в режиме разрывного тока

Максимальная индуктивность

$$L_{\max} = \frac{(V_o + V_d)T(1 - D_{\max} - D_w)}{2I_{o(\max)}} \quad [\text{Гн}], \quad (13.2)$$

где  $D = \frac{t_{\text{on}}}{T}$  коэффициент заполнения кривой тока.

Максимальный коэффициент заполнения

$$D_{\max} = \frac{V_o(1 - D_w)}{\eta V_{\text{in}(\max)}}. \quad (13.3)$$

Максимальное время включённого состояния ключа

$$P_t = \frac{P_{\text{ol}(\max)} \cdot U}{\eta} + P_{\text{sn}\Sigma} + K_b \cdot V_{p(\text{rms})} \cdot I_{\text{cx}} \quad [\text{Вт}]. \quad (13.4)$$

Максимальное время выключенного состояния ключа

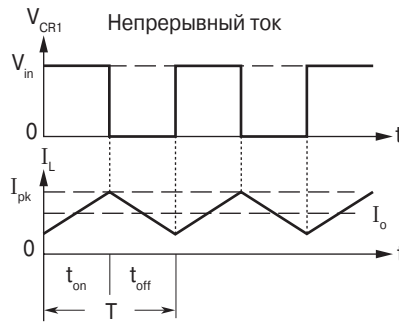
$$t_{\text{off(max)}} = T(1 - D_{\text{min}}). \quad (13.5)$$

Пиковое значение тока дросселя

$$I_{\text{pk}} = \frac{2I_{\text{o(max)}}}{(1 - D_{\text{w}})}. \quad (13.6)$$

### **Уравнения, описывающие работу преобразователя в режиме непрерывного тока**

На рис. 13.5 показаны временные диаграммы напряжений и токов в режиме непрерывного тока.



**Рис. 13.5.** Временные диаграммы тока и напряжения понижающего преобразователя в режиме непрерывного тока

Индуктивность

$$L = \frac{V_o T(1 - D_{\text{min}})}{2I_{\text{o(min)}}} [\text{Гн}]. \quad (13.7)$$

Максимальный коэффициент заполнения кривой тока

$$D_{\text{max}} = \frac{V_o}{(\eta V_{\text{in(min)}})}. \quad (13.8)$$

Минимальный коэффициент заполнения кривой тока

$$D_{\text{min}} = \frac{V_o}{(\eta V_{\text{in(max)}})}. \quad (13.9)$$

Максимальное время включённого состояния ключа

$$t_{\text{on(max)}} = T D_{\text{max}}. \quad (13.10)$$

Максимальное время выключенного состояния ключа

$$t_{\text{off(max)}} = T(1 - D_{\text{max}}). \quad (13.11)$$

Приращение тока дросселя

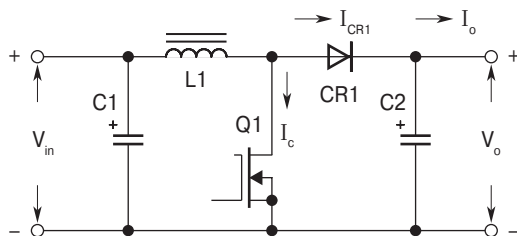
$$\Delta I = \frac{(TV_{\text{in(max)}} D_{\text{min}})(1 - D_{\text{min}})}{L}. \quad (13.12)$$

Пиковое значение тока дросселя

$$I_{\text{pk}} = I_{\text{o max}} + \frac{\Delta I}{2}. \quad (13.13)$$

## 13.7. Повышающий преобразователь напряжения

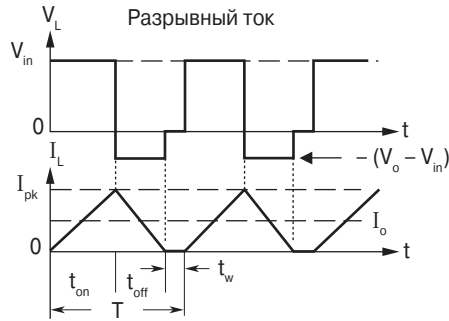
Принципиальная схема повышающего преобразователя напряжения дана на **рис. 13.6**. Выходное напряжение этого преобразователя всегда выше входного. В этой схеме энергия накапливается в дросселе L1 и затем вместе с энергией, отбираемой от входного источника, передаётся в нагрузку. На интервале замкнутого состояния ключа Q1 ток течёт через дроссель L1 и через транзистор. При этом энергия накапливается в дросселе, но не передаётся в нагрузку. Когда ключ Q1 разомкнут, энергия, накопленная в дросселе, через диод передаётся в нагрузку.



**Рис. 13.6.** Принципиальная схема повышающего преобразователя напряжения

### **Уравнения, описывающие работу преобразователя в режиме разрывного тока**

На **рис. 13.7** показаны временные диаграммы напряжений и токов повышающего преобразователя напряжения в режиме разрывного тока дросселя.



**Рис. 13.7.** Временные диаграммы напряжения и тока дросселя в режиме разрывного тока дросселя

Максимальная индуктивность дросселя

$$L_{\max} = \frac{(V_o + V_d) T D_{\max} (1 - D_{\max} - D_w)^2}{2 I_{o(\max)}} \quad [\text{Гн}]. \quad (13.14)$$

Максимальная величина коэффициента заполнения

$$D_{\max} = (1 - D_w) \left( \frac{V_o - V_{\text{in}(\min)} + V_d}{V_o} \right). \quad (13.15)$$

Минимальная величина коэффициента заполнения

$$\rho = \frac{1345}{S_{\text{ns1}}} = \frac{1345}{8} = 168 \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right]. \quad (13.16)$$

Максимальное время включённого состояния ключа

$$t_{\text{on}(\max)} = T D_{\max}. \quad (13.17)$$

Максимальное время выключенного состояния ключа

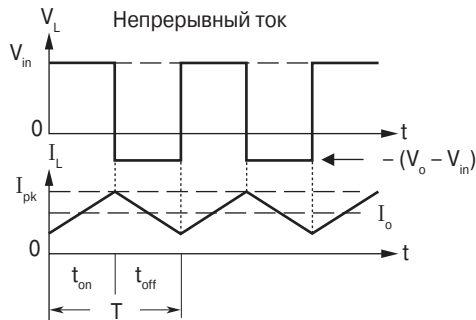
$$t_{\text{off}(\max)} = T(1 - D_{\min}). \quad (13.18)$$

Пиковое значение тока дросселя

$$I_{\text{pk}} = \frac{2 P_{o(\max)}}{\eta V_o D_{\min}}. \quad (13.19)$$

### **Уравнения, описывающие работу преобразователя в режиме непрерывного тока**

На рис. 13.8 показаны временные диаграммы напряжений и токов повышающего преобразователя в режиме непрерывного тока дросселя.



**Рис. 13.8.** Временные диаграммы напряжения и тока дросселя в режиме непрерывного тока

Максимальная индуктивность дросселя

$$L_{\max} = \frac{(V_o + V_d) T D_{\min} (1 - D_{\min})^2}{2 I_{o(\min)}} \quad [\text{Гн}]. \quad (13.20)$$

Максимальное значение коэффициента заполнения

$$D_{\max} = 1 - \left( \frac{V_{\text{in}(\min)} \eta}{V_o} \right). \quad (13.21)$$

Минимальное значение коэффициента заполнения

$$D_{\min} = 1 - \left( \frac{V_{\text{in}(\max)} \eta}{V_o} \right). \quad (13.22)$$

Максимальное время включённого состояния ключа

$$t_{\text{on}(\max)} = T D_{\max}. \quad (13.23)$$

Максимальное время выключенного состояния ключа

$$t_{\text{off}(\max)} = T(1 - D_{\min}). \quad (13.24)$$

Приращение тока дросселя

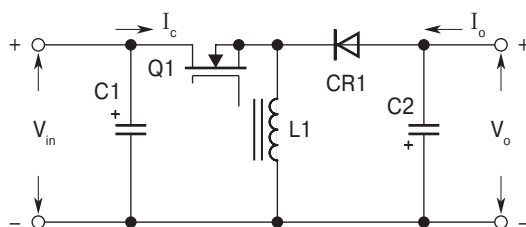
$$\Delta I = \frac{T V_{\text{in}(\max)} D_{\min}}{L}. \quad (13.25)$$

Пиковое значение тока дросселя

$$I_{\text{pk}} = \frac{I_{o(\max)}}{1 - D_{\max}} + \frac{\Delta I}{2}. \quad (13.26)$$

## 13.8. Инвертирующий повышающе-понижающий преобразователь

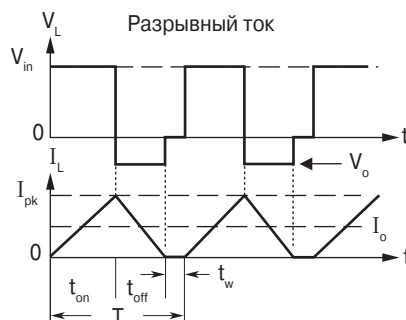
Принципиальная схема преобразователя представлена на **рис. 13.9**. Это вариант повышающего преобразователя. Инвертирующий преобразователь отдаёт в нагрузку только энергию, запасённую в дросселе. Выходное напряжение инвертирующего преобразователя может быть больше или меньше входного напряжения. Когда транзисторный ключ  $Q1$  замкнут, в дросселе накапливается энергия, но при этом ток в нагрузку не передаётся, так как заперт диод  $CR1$ . Когда транзисторный ключ  $Q1$  разомкнут, диод  $CR1$  смещается в прямом направлении, и энергия, запасённая в дросселе, передаётся в нагрузку.



**Рис. 13.9.** Принципиальная схема инвертирующего преобразователя напряжения

### *Уравнения, описывающие работу преобразователя в режиме разрывного тока*

На **рис. 13.10** изображены временные диаграммы напряжения и тока дросселя в режиме разрывного тока.



**Рис. 13.10.** Временные диаграммы напряжения и тока дросселя инвертирующего преобразователя

Максимальная индуктивность дросселя

$$L_{\max} = \frac{(V_o + V_d)T(1 - D_{\max} - D_w)^2}{2I_{o(\max)}} \quad [\text{Гн}]. \quad (13.27)$$

Максимальный коэффициент заполнения

$$D_{\max} = \frac{(V_o + V_d)(1 - D_w)}{V_o + V_d + V_{in(\min)}}. \quad (13.28)$$

Минимальное значение коэффициента заполнения

$$D_{\min} = \frac{(V_o + V_d)(1 - D_w)}{V_o + V_d + V_{in(\max)}}. \quad (13.29)$$

Максимальное время включённого состояния ключа

$$t_{\text{on}(\max)} = T D_{\max}. \quad (13.30)$$

Максимальное время выключенного состояния ключа

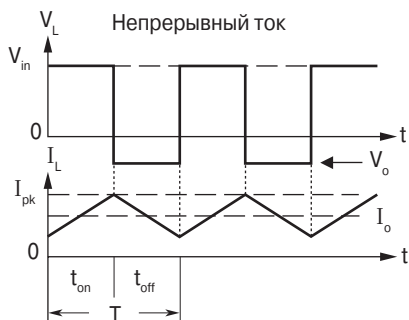
$$t_{\text{off}(\max)} = T(1 - D_{\min} - D_w). \quad (13.31)$$

Пиковое значение тока дросселя

$$I_{\text{pk}} = \frac{2P_{o(\max)}}{D_{\max} V_{in(\min)}} \cdot \eta. \quad (13.32)$$

### **Уравнения, описывающие работу преобразователя в режиме непрерывного тока**

На **рис. 13.11** показаны временные диаграммы напряжения и тока дросселя инвертирующего преобразователя в режиме непрерывного тока.



**Рис. 13.11.** Временные диаграммы напряжения и тока дросселя инвертирующего преобразователя

Максимальная индуктивность дросселя

$$L_{\max} = \frac{(V_o + V_d)T(1 - D_{\min})^2}{2I_{o(\min)}} \text{ [Гн]}. \quad (13.33)$$

Максимальное значение коэффициента заполнения

$$D_{\max} = \frac{V_o}{V_o + \eta V_{in(\min)}}. \quad (13.34)$$

Минимальное значение коэффициента заполнения

$$D_{\min} = \frac{V_o}{V_o + \eta V_{in(\max)}}. \quad (13.35)$$

Максимальное время включённого состояния ключа

$$t_{\text{on}(\max)} = T D_{\max}. \quad (13.36)$$

Максимальное время выключенного состояния ключа

$$t_{\text{off}(\max)} = T(1 - D_{\min}). \quad (13.37)$$

Приращение тока дросселя  $\Delta I$

$$\Delta I = \frac{TV_{in(\max)}D_{\min}}{L}. \quad (13.38)$$

Величина пикового тока дросселя  $I_{pk}$

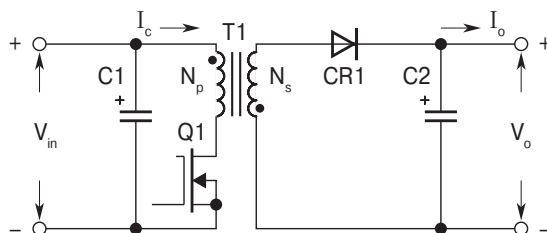
$$I_{pk} = \frac{I_{o(\max)}}{1 - D_{\max}} + \frac{\Delta I}{2}. \quad (13.39)$$

## 13.9. Повышающе-понижающий преобразователь с трансформаторным выходом

Схема преобразователя с трансформаторной связью с нагрузкой показана на **рис. 13.12**. Преобразователь обеспечивает гальваническую развязку с нагрузкой и также даёт возможность иметь несколько выходов. Для каждого из них требуется только один выпрямительный диод и один сглаживающий конденсатор. Роль дросселя играет индуктивность намагничивания трансформатора. Преобразователи такого рода очень популярны в устройствах малой мощности ввиду их относительной простоты и дешевизны. Трансформатор преобразователя должен иметь хорошую изоляцию между обмотками. Из-за этого увеличиваются потоки рассеивания, что обычно вызывает значитель-



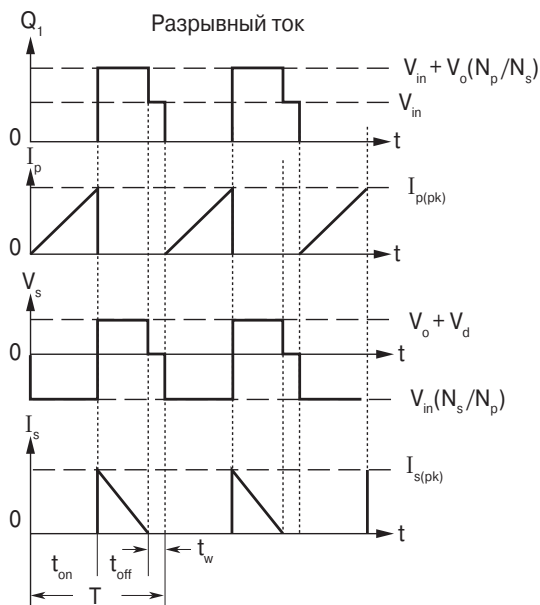
ную высокочастотную паразитную колебательность на первичной обмотке. Этот эффект требует включения демпфирующих цепочек параллельно первичной обмотке.



**Рис. 13.12.** Принципиальная схема понижающе-повышающего преобразователя с трансформаторным выходом

### **Уравнения, описывающие работу преобразователя в режиме разрывного тока**

На **рис. 13.13** показаны временные диаграммы напряжений и токов повышающе-понижающего преобразователя с трансформаторным выходом в режиме разрывного тока.



**Рис. 13.13.** Временные диаграммы токов и напряжений в режиме разрывного тока

Первичная индуктивность

$$L_{p(\max)} = \frac{R_{in} T D_{\max}^2}{2} \text{ [Гн]}. \quad (13.40)$$

Максимальное время включённого состояния ключа

$$t_{on(\max)} = T D_{\max}. \quad (13.41)$$

Максимальное время выключенного состояния ключа

$$t_{off(\max)} = T(1 - D_{\min} - D_w). \quad (13.42)$$

Суммарная выходная мощность

$$P_{o(\max)} = I_{o1(\max)}(V_{o1} + V_d) + I_{o2(\max)}(V_{o2} + V_d) + \dots \quad (13.43)$$

Максимальная входная мощность

$$P_{in(\max)} = \frac{P_{o(\max)}}{\eta}. \quad (13.44)$$

Эквивалентное входное сопротивление

$$R_{in} = \frac{V_{in(\min)}^2}{P_{in(\max)}}. \quad (13.45)$$

Пик тока первичной обмотки

$$I_{p(pk)} = \frac{2 P_{in(\max)} T}{T_{on(\max)} V_{in(\min)}}. \quad (13.46)$$

### **Уравнения, описывающие работу преобразователя в режиме непрерывного тока**

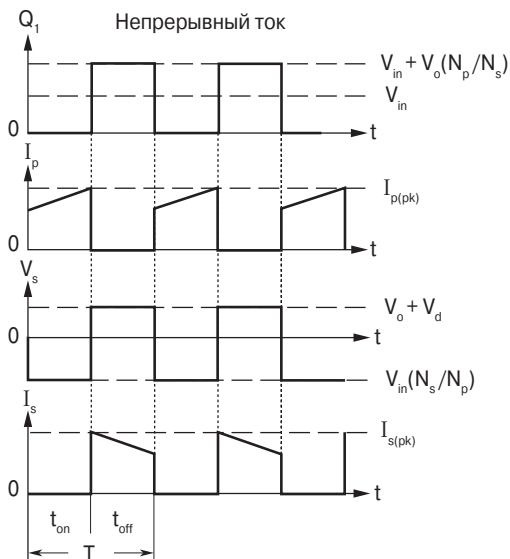
На рис. 13.14 показаны временные диаграммы напряжений и токов повышающе-понижающего преобразователя с трансформаторным выходом в режиме непрерывного тока.

Индуктивность

$$L = \frac{(V_{in(\max)} D_{(\min)})^2 T}{2 P_{in(\min)}} \text{ [Гн]}. \quad (13.47)$$

Минимальное значение коэффициента заполнения

$$D_{\min} = \frac{V_{in(\min)}}{V_{in(\max)}} D_{(\max)}. \quad (13.48)$$



**Рис. 13.14.** Временные диаграммы токов и напряжений в режиме непрерывного тока

Максимальное время включённого состояния ключа

$$t_{\text{on(max)}} = T D_{\text{max}}. \quad (13.49)$$

Максимальное время выключенного состояния ключа

$$t_{\text{off(max)}} = T(1 - D_{\text{min}}). \quad (13.50)$$

Минимальная выходная мощность

$$P_{\text{o(min)}} = I_{\text{o1(min)}}(V_{\text{o1}} + V_{\text{d}}) + I_{\text{o2(min)}}(V_{\text{o2}} + V_{\text{d}}) + \dots \quad (13.51)$$

Минимальная входная мощность

$$P_{\text{in(min)}} = \frac{P_{\text{o(min)}}}{\eta}. \quad (13.52)$$

Приращение тока индуктивности

$$\Delta I = \frac{TV_{\text{in(min)}} D_{\text{(max)}}}{L}. \quad (13.53)$$

Пиковое значение тока индуктивности

$$I_{\text{(pk)}} = \frac{I_{\text{in(max)}}}{D_{\text{max}}} + \frac{\Delta I}{2}. \quad (13.54)$$

**Пример проектирования повышающе-понижающего преобразователя с трансформаторным выходом в случае разрывного тока индуктивности**

1. Номинальное входное напряжение, $V_{in}$	28 В
2. Минимальное входное напряжение, $V_{in(min)}$	24 В
3. Максимальное входное напряжение, $V_{in(max)}$	32 В
4. Выходное напряжение, $V_{o1}$	5 В
5. Выходной ток, $I_{o1}$	2 А
6. Выходное напряжение, $V_{o2}$	12 В
7. Выходной ток, $I_{o2}$	0.5 А
8. Коэффициент использования окна <sup>1</sup> , $K_u$	2.29
9. Частота преобразования, $f$	100 кГц
10. КПД, $\eta$	90%
11. Максимальное значение коэффициента заполнения, $D_{max}$	0.5
12. Относительный интервал равенства нулю тока индуктивности, $D_w$	0.1
13. Влияние нагрузки на $V_o$ , $\alpha$	1%
14. Изменение индукции в сердечнике, $B_m$	0.25 Тл
15. Прямое напряжение на диоде, $V_d$	1.0 В

## 13.10. Поверхностный эффект

Скин-эффект в дросселе такой же, как в трансформаторе. В нормальном дросселе постоянного тока переменная составляющая тока (и магнитного потока) мала, поэтому не требуется использовать то же ограничение на максимальный диаметр провода, что и в трансформаторе. В случае обратногоходового преобразователя, работающего в режиме разрывного тока индуктивности, скин-эффект следует учитывать так же, как в высокочастотном трансформаторе.

Изготавливать обмотку одним толстым проводом часто труднее, чем двумя, тремя или четырьмя более тонкими проводами, имеющими суммарную эквивалентную площадь сечения.

Провод следует выбирать так, чтобы сопротивление постоянному и переменному току было бы одинаковым.

<sup>1</sup> При работе на высокой частоте следует по-новому оценить величину коэффициента использования окна сердечника  $K_u$ . При использовании ферритового сердечника с малогабаритной катушкой следует учесть, что отношение площади, занятой обмоткой в катушке, к площади окна сердечника будет равна не более 0.6. На частоте 100 кГц при работе с проводом AWG № 26 из-за поверхностного эффекта используется только 0.78 площади сечения меди провода. Поэтому общий коэффициент использования окна  $K_u$  уменьшается. Коэффициент геометрии сердечника  $K_g$  в главе 3 был рассчитан при  $K_u = 0.4$ . Чтобы привести проект в соответствие, следует умножить  $K_g$  на 1.35, и тогда плотность тока  $J$  рассчитывается при условии  $K_u = 0.29$  (см. главу 4).

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1. \quad (13.55)$$

Глубина скин-эффекта вычисляется так:

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{f}} \text{ [см];}$$

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{10^5}} = 0.0209 \text{ [см]}.$$

Диаметр провода выбирается равным  $2\varepsilon$ .

$$2\varepsilon = 2 \cdot 0.0209 = 0.0418 \text{ [см]}.$$

Площадь сечения голого провода

$$A_w = \frac{\pi D^2}{4} = \frac{3.1416 \cdot 0.0418^2}{4} = 0.00137 \text{ [см}^2\text{]}.$$

Минимальным сечением для рассматриваемой задачи обладает провод № 26 из табл. 4.9, площадь сечения которого равна  $0.00128 \text{ см}^2$ . Если потребуется большее сечение, то следует делать обмотку двумя (или более) такими проводами. Использование более тонких проводов нецелесообразно.

Провод стандарта AWG	Площадь сечения голого провода [см <sup>2</sup> ]	Площадь сечения изолированного провода [см <sup>2</sup> ]	Отношение площадей	Удельное сопротивление [мкОм/см]
№ 26	0.001280	0.001603	0.798	1345
№ 27	0.001021	0.001313	0.778	1687
№ 28	0.0008046	0.0010515	0.765	2142

**Шаг № 1.** Расчёт периода колебаний.

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{10^5} = 10^{-6} \text{ [с];}$$

$$T = 10 \text{ [мкс]}.$$

**Шаг № 2.** Расчёт максимального времени включённого состояния транзистора.

$$t_{on} = T D_{max} = 10 \cdot 0.5 = 5 \text{ [мкс]}.$$

**Шаг № 3.** Расчёт мощности.

$$P_{o1} = I_{o1}(V_{o1} + V_d) = 2(5 + 1) = 12 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 4.** Расчёт мощности.

$$P_{o2} = I_{o2}(V_{o2} + V_d) = 0.5(12 + 1) = 6.5 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 5.** Расчёт суммарной вторичной мощности.

$$P_{o(max)} = P_{o1} + P_{o2} = 12 + 6.5 = 18.5 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 6.** Расчёт максимального значения входного тока.

$$I_{in(max)} = \frac{P_{o(max)}}{V_{in(min)} \eta} = \frac{18.5}{24 \cdot 0.9} = 0.856 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 7.** Расчёт пикового значения первичного тока.

$$I_{p(pk)} = \frac{2P_{o(max)} T}{\eta \cdot V_{in(min)} t_{on(max)}} = \frac{2 \cdot 18.5 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{0.9 \cdot 24 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 3.43 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 8.** Расчёт действующего значения первичного тока.

$$I_{p(rms)} = I_{p(pk)} \sqrt{\frac{t_{on}}{3T}} = 3.43 \sqrt{\frac{5}{3 \cdot 10}} = 1.4 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 9.** Расчёт максимальной величины входной мощности.

$$P_{in(max)} = \frac{P_{o(max)}}{\eta} = \frac{18.5}{0.9} = 20.6 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 10.** Расчёт эквивалентного входного сопротивления.

$$R_{in(equiv)} = \frac{V_{in(max)}^2}{P_{in(max)}} = \frac{24^2}{20.6} = 28 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 11.** Расчёт требуемой величины первичной индуктивности.

$$L = \frac{R_{in(equiv)} \cdot T \cdot D_{max}^2}{2} = \frac{28 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 0.5^2}{2} = 35 \text{ [мкГн]}.$$

**Шаг № 12.** Расчёт энергии, накапливаемой в индуктивности.

$$\text{Энергия} = \frac{L I_{p(pk)}^2}{2} = \frac{35 \cdot 10^{-6} \cdot 3.43^2}{2} = 0.000206 \text{ [Вт} \cdot \text{с]}.$$

**Шаг № 13.** Расчёт величины коэффициента.

$$K_c = 0.145 \cdot P_o \cdot B_m^2 \cdot 10^{-4} = 0.145 \cdot 18.5 \cdot 0.25^2 \cdot 10^{-4} = 0.0000168.$$

**Шаг № 14.** Расчёт коэффициента геометрии сердечника.

$$K_g = \frac{(\text{Энергия})^2}{K_c \cdot \alpha} \cdot 1.35 = \frac{(0.000206)^2}{16.8 \cdot 10^{-6} \cdot 1.0} \cdot 1.35 = 0.00342 \text{ [см}^5\text{]}.$$

**Шаг № 15.** Выбор сердечника типа EFD с подходящим коэффициентом геометрии  $K_g$  по данным главы 3.

Тип сердечника	EFD-20
Производитель	Philips
Материал	3C85
Длина средней силовой линии, $l_c$	4.7 см
Вес сердечника, $W_{t\text{ fe}}$	7.0 г
Вес меди обмотки, $W_{t\text{ cu}}$	6.8 г
Средняя длина витка обмотки, MLT	3.80 см
Площадь сечения сердечника, $A_c$	0.31 см <sup>2</sup>
Площадь окна сердечника, $W_a$	0.501 см <sup>2</sup>
Произведение площадей сердечника, $A_p$	0.155 см <sup>4</sup>
Коэффициент геометрии сердечника, $K_g$	0.00506 см <sup>5</sup>
Площадь поверхности трансформатора, $A_t$	13.3 см <sup>2</sup>
Магнитная проницаемость материала сердечника	2500
Длина обмотки, $G$	1.54 см

**Шаг № 16.** Расчёт плотности тока. Используется  $K_u = 0.29$ .

$$J = \frac{2(\text{Энергия}) \cdot 10^4}{B_m \cdot A_p \cdot K_u} = \frac{2 \cdot 0.000206 \cdot 10^4}{0.25 \cdot 0.155 \cdot 0.29} = 367 \text{ [A/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 17.** Расчёт площади сечения голого провода первичной обмотки.

$$A_{pw(B)} = \frac{I_{p\text{ rms}}}{J} = \frac{1.4}{367} = 0.00381 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 18.** Расчёт требуемого количества параллельных проводов первичной обмотки.

$$S_{np} = \frac{A_{wp(B)}}{\text{Сечение провода №26 AWG}} = \frac{0.00381}{0.00128} \approx 3.$$

**Шаг № 19.** Расчёт количества витков первичной обмотки  $N_p$ . Половина площади окна отводится под первичную обмотку  $W_a/2$ . Используется количество проводов, найденное в шаге № 18., там же дано сечение каждого провода (0.00128).

$$W_{ap} = \frac{W_a}{2} = \frac{0.501}{2} = 0.250 \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$N_p = \frac{K_u W_{ap}}{3 \cdot 0.00128} = \frac{0.29 \cdot 0.25}{3 \cdot 0.00128} \approx 19 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 20.** Расчёт длины немагнитного зазора.

$$l_g = \frac{0.4\pi N_p^2 A_c \cdot 10^{-8}}{L} - \frac{l_c}{\mu_m} = \frac{1.26 \cdot 19^2 \cdot 0.31 \cdot 10^{-8}}{0.000035} - \frac{4.7}{2500} = 0.0384 \text{ [см]}.$$

**Шаг № 21.** Длина зазора в милах.

$$l_g = 0.0384 \cdot 393.7 = 15.$$

**Шаг № 22.** Расчёт фактора краевого потока.

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2G}{l_g} = 1 + \frac{0.0384}{\sqrt{0.31}} \ln \frac{2 \cdot 1.54}{0.0384} = 1.30.$$

**Шаг № 23.** Расчёт нового количества витков первичной обмотки с учётом фактора F.

$$N_{np} = \sqrt{\frac{l_g L}{0.4\pi \cdot A_c \cdot F \cdot 10^{-8}}} = \sqrt{\frac{0.0384 \cdot 0.000035}{1.26 \cdot 0.31 \cdot 1.3 \cdot 10^{-8}}} = 16 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 24.** Расчёт максимальной (пиковой) величины индукции в сердечнике.

$$B_{pk} = \frac{0.4\pi N_{np} F \cdot I_{p(pk)} \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} = \frac{1.26 \cdot 16 \cdot 1.3 \cdot 3.43 \cdot 10^{-4}}{0.0384 + \frac{4.7}{2500}} = 0.223 \text{ [Тл]}.$$

**Шаг № 25.** Расчёт нового значения удельного сопротивления первичной обмотки.

$$\rho = \frac{1345}{3} = 448 \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right].$$

**Шаг № 26.** Расчёт сопротивления провода первичной обмотки.

$$R_p = MLT \cdot N_{np} \cdot \rho = 3.8 \cdot 16 \cdot 448 \cdot 10^{-6} = 0.0272 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 27.** Расчёт потерь в меди первичной обмотки.

$$P_p = I_p^2 \cdot R_p = 1.4^2 \cdot 0.0272 = 0.0533 \text{ [Вт]}.$$



**Шаг № 28.** Расчёт числа витков вторичной обмотки.

$$N_{s1} = \frac{N_{np} (V_{o1} + V_d)(1 - D_{\max} - D_w)}{V_p D_{\max}} = \frac{16(5+1)(1-0.5-0.1)}{24 \cdot 0.5} \approx 3 \text{ [витка]}.$$

**Шаг № 29.** Расчёт пикового значения тока вторичной обмотки.

$$I_{s1(pk)} = \frac{2I_{o1}}{(1 - D_{\max} - D_w)} = \frac{2 \cdot 2.0}{1 - 0.5 - 0.1} = 10 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 30.** Расчёт действующего значения тока вторичной обмотки.

$$I_{s1(rms)} = I_{s1(pk)} \sqrt{\frac{1 - D_{\max} - D_w}{3}} = 10 \cdot \sqrt{\frac{1 - 0.5 - 0.1}{3}} = 3.65 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 31.** Расчёт площади сечения голого провода вторичной обмотки.

$$A_{sw(B)} = \frac{I_{s1(rms)}}{J} = \frac{3.65}{367} = 0.00995 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 32.** Расчёт количества проводов вторичной обмотки.

$$S_{ns1} = \frac{A_{sw(B)}}{0.00128},$$

где 0.00128 – площадь сечения одного выбранного провода.

$$S_{ns1} = \frac{0.00995}{0.00128} \approx 8 \text{ [проводов]}.$$

**Шаг № 33.** Расчёт удельного сопротивления первой вторичной обмотки ( $S_1$ ), намотанной восемью проводами.

$$\rho = \frac{1345}{S_{ns1}} = \frac{1345}{8} = 168 \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right].$$

**Шаг № 34.** Расчёт сопротивления первой вторичной обмотки ( $S_1$ ).

$$R_{s1} = MLT \cdot N_{s1} \rho = 3.8 \cdot 168 \cdot 10^{-6} = 0.00192 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 35.** Расчёт потерь в меди первой вторичной обмотки ( $S_1$ ).

$$P_{s1} = I_{s1}^2 R_{s1} = 3.65^2 \cdot 0.00192 = 0.0256 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 36.** Расчёт числа витков второй вторичной обмотки ( $S_2$ ).

$$N_{s2} = \frac{N_{np} (V_{o2} + V_d)(1 - D_{\max} - D_w)}{V_p D_{\max}} = \frac{16(12+1)(1-0.5-0.1)}{24 \cdot 0.5} \approx 7 \text{ [ВИТКОВ]}.$$

**Шаг № 37.** Расчёт пикового тока второй вторичной обмотки.

$$I_{s2(pk)} = \frac{2I_{o2}}{(1-D_{\max}-D_w)} = \frac{2 \cdot 0.5}{1-0.5-0.1} = 2.5 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 38.** Расчёт действующего значения тока второй вторичной обмотки ( $S_2$ ).

$$I_{s2(rms)} = I_{s2(pk)} \sqrt{\frac{1-D_{\max}-D_w}{3}} = 2.5 \sqrt{\frac{1-0.5-0.1}{3}} = 0.913 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 39.** Расчёт площади сечения голого провода второй вторичной обмотки ( $S_2$ ).

$$A_{sw2(B)} = \frac{I_{s2(rms)}}{J} = \frac{0.913}{367} = 0.00249 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 40.** Расчёт количества проводов второй вторичной обмотки ( $S_2$ ).

$$S_{ns2} = \frac{A_{sw2(B)}}{0.00128} = \frac{0.00249}{0.00128} \approx 2 \text{ [провода]},$$

где  $0.00128 \text{ см}^2$  – площадь сечения одного провода.

**Шаг № 41.** Расчёт удельного сопротивления второй ( $S_2$ ) вторичной обмотки.

$$\rho_2 = \frac{1345}{2} = 672 \text{ [мкОм/см]}.$$

**Шаг № 42.** Расчёт сопротивления второй вторичной обмотки ( $S_2$ ).

$$MLT = \frac{\pi(OD+ID)}{2} = \frac{3.14(31.5+14.65)}{2} = 72.5 \text{ [мм]}.$$

**Шаг № 43.** Расчёт потерь в меди второй вторичной обмотки ( $S_2$ ).

$$P_{s2} = I_{s2}^2 R_{s2} = 0.913^2 \cdot 0.0179 = 0.0149 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 44.** Расчёт коэффициента использования окна сердечника  $K_u$ .

$$\text{Всего витков} = N_p S_{np} + N_{s1} \cdot S_{sn s1} + N_{s2} \cdot S_{ns2} = 48 + 24 + 14 = 86.$$

Всего  $N_t = 86$  витков проводом № 26AWG.

$$K_u = \frac{N_t \cdot A_w}{W_a} = \frac{86 \cdot 0.00128}{0.501} = 0.220.$$

**Шаг № 45.** Расчёт суммарных потерь в меди обмоток.

$$P_{Cu} = P_p + P_{s1} + P_{s2} = 0.0533 + 0.0256 + 0.0149 = 0.0938 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 46.** Расчёт зависимости вторичного напряжения от нагрузки.

$$\alpha = \frac{P_{\text{Cu}}}{P_o} 100 \% = \frac{0.0938}{18.5} 100 \% = 0.507 [\%].$$

**Шаг № 47.** Расчёт индукции в сердечнике.

$$B_{ac} = \frac{0.4 \pi N_p F \left( \frac{I_{p(pk)}}{2} \right) \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{MPL}{\mu_m}} = \frac{1.26 \cdot 16 \cdot 1.3 \cdot 1.72 \cdot 10^{-4}}{0.0384 + \frac{4.7}{2500}} = 0.111 [\text{Тл}].$$

**Шаг № 48.** Расчёт удельной мощности.

$$P_{\text{уд.}} = 4.855 \cdot 10^{-5} \cdot f^{1.63} \cdot B_{ac}^{2.62} = 4.855 \cdot 10^{-5} \cdot 100000^{1.63} \cdot 0.111^{2.62} = 21.6 [\text{Вт/кг}].$$

**Шаг № 49.** Расчёт потерь в сердечнике.

$$P_{\text{Fe}} = WK \cdot W_{\text{tfe}} = 21.6 \cdot 7 \cdot 10^{-3} = 0.151 [\text{Вт}].$$

**Шаг № 50.** Расчёт суммарных потерь в трансформаторе.

$$P_{\Sigma} = P_{\text{Fe}} + P_{\text{Cu}} = 0.151 + 0.0938 = 0.245 [\text{Вт}].$$

**Шаг № 51.** Расчёт мощности, приходящейся на единицу поверхности трансформатора.

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_t} = \frac{0.245}{13.3} = 0.0184 [\text{Вт/см}^2].$$

**Шаг № 52.** Расчёт температуры перегрева трансформатора.

$$T_r = 450 \cdot \Psi^{0.826} = 450 \cdot 0.0184^{0.826} = 16.6 [^{\circ}\text{C}].$$

### 13.11. Пример расчёта повышающего преобразователя, работающего в режиме разрывного тока

Исходные данные:

- |  |      |
|--|------|
| 1. Номинальное значение входного напряжения, $V_{\text{in}}$ | 28 В |
| 2. Минимальное входное напряжение, $V_{\text{in(min)}}$      | 26 В |
| 3. Максимальное входное напряжение, $V_{\text{in(max)}}$     | 32 В |
| 4. Выходное напряжение, $V_{\text{o1}}$                      | 50 В |

5. Выходной ток, $I_{o1}$	1 А
6. Коэффициент использования окна сердечника, <sup>2</sup> $K_u$	0.29
7. Частота переключений, $f$	100 кГц
8. КПД преобразователя, $\eta$	92%
9. Относительное время нулевого значения тока дросселя, $D_w$	0.1
10. Зависимость выходного напряжения от нагрузки, $\alpha$	1%
11. Индукция в сердечнике, $B_m$	0.25 Тл
12. Прямое напряжение на диоде, $V_d$	1 В

## 13.12. Поверхностный эффект

Скин-эффект в дросселе такой же, как и в трансформаторе. В нормальном дросселе постоянного тока переменная составляющая тока (и магнитного потока) мала, поэтому не требуется использовать то же ограничение на максимальный диаметр провода, что и в трансформаторе. В случае обратногоходового преобразователя, работающего в режиме разрывного тока дросселя, скин-эффект следует учитывать так же, как в высокочастотном трансформаторе.

Изготавливать обмотку одним толстым проводом часто труднее, чем двумя, тремя или четырьмя более тонкими проводами, имеющими суммарную эквивалентную площадь сечения.

Провод следует выбирать так, чтобы сопротивление его постоянному и переменному току было бы одинаковым.

$$R_{ac} / R_{dc} = 1.$$

Глубина скин-эффекта вычисляется так:

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{f}} \text{ [см]}.$$

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{10^5}} = 0.0209 \text{ [см]}.$$

Диаметр провода выбирается равным  $2\varepsilon$ .

$$\text{Диаметр провода } D = 2\varepsilon; D = 2 \cdot 0.0209 = 0.0418 \text{ [см]}.$$

<sup>2</sup> При работе на высокой частоте следует по-новому оценить величину коэффициента использования окна сердечника  $K_u$ . При использовании ферритового сердечника с малогабаритной катушкой следует учесть, что отношение площади, занятой обмоткой в катушке, к площади окна сердечника будет равна не более 0.6. На частоте 100 кГц при работе с проводом AWG № 26 из-за поверхностного эффекта используется только 0.78 площади сечения меди провода. Поэтому общий коэффициент использования окна  $K_u$  уменьшается. Коэффициент геометрии сердечника  $K_g$  в главе 3 был рассчитан при  $K_u = 0.4$ . Чтобы привести проект в соответствие, следует умножить  $K_g$  на 1.35, и тогда плотность тока  $J$  рассчитывается при условии  $K_u = 0.29$  (см. главу 4).

Площадь сечения голого провода

$$A_w = \frac{\pi D^2}{4} = \frac{3.1416 \cdot 0.0418^2}{4} = 0.00137 \text{ [см}^2\text{]}.$$

Минимальным сечением для рассматриваемой задачи обладает провод № 26 из табл. 4.9, площадь сечения которого равна 0.00128 см<sup>2</sup>. Если потребуется большее сечение, то следует делать обмотку двумя (или более) такими проводами. Использование более тонких проводов нецелесообразно.

Провод стандарта AWG	Площадь сечения голого провода [см <sup>2</sup> ]	Площадь сечения изолированного провода [см <sup>2</sup> ]	Отношение площадей	Удельное сопротивление [мкОм/см]
№ 26	0.001280	0.001603	0.798	1345
№ 27	0.001021	0.001313	0.778	1687
№ 28	0.0008046	0.0010515	0.765	2142

**Шаг № 1.** Расчёт периода частоты.

$$T = \frac{1}{f}; \quad T = \frac{1}{10^5} = 10 \cdot 10^{-6} \text{ [с]} = 10 \text{ [мкс]}.$$

**Шаг № 2.** Расчёт максимальной выходной мощности.

$$P_o = (V_o + V_d) I_o; \quad P_o = (50 + 1.0) 1.0 = 51 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 3.** Расчёт максимального входного тока.

$$I_{in(max)} = \frac{P_{o(max)}}{V_{in(min)} \eta} = \frac{51}{26 \cdot 0.92}; \quad I_{in(max)} = 2.13 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 4.** Расчёт максимальной величины коэффициента заполнения.

$$D_{max} = (1 - D_w) \frac{V_o - V_{in(min)} + V_d}{V_o} = (1 - 0.1) \frac{50 - 26 + 1.0}{50} = 0.45.$$

**Шаг № 5.** Расчёт минимальной величины коэффициента заполнения.

$$D_{min} = (1 - D_w) \frac{V_o - V_{in(max)} + V_d}{V_o} = (1 - 0.1) \frac{50 - 32 + 1.0}{50} = 0.342.$$

**Шаг № 6.** Расчёт требуемой индуктивности дросселя  $L$ .

$$L_{max} = \frac{(V_o + V_d) \cdot T \cdot D_{max} (1 - D_{max} - D_w)^2}{2} \text{ [Гн]}.$$

$$L_{\max} = \frac{(50 + 1.0) \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 0.45 \cdot (1 - 0.45 - 0.1)^2}{2 \cdot 1.0} \approx 23 \text{ [мкГн]}.$$

**Шаг № 7.** Расчёт пикового значения тока.

$$I_{\text{pk}} = \frac{2P_{\text{o(max)}}}{\eta V_{\text{o}} D_{\text{min}}} = \frac{2 \cdot 51}{0.92 \cdot 50 \cdot 0.342} = 6.48 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 8.** Расчёт действующего значения тока.

$$I_{(\text{rms})} = I_{(\text{pk})} \sqrt{\frac{T D_{\max}}{3T}} = 6.48 \sqrt{\frac{10 \cdot 10^{-6} \cdot 0.45}{3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}} = 2.51 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 9.** Расчёт энергии, накопленной в дросселе.

$$\text{Энергия} = \frac{L I_{\text{pk}}^2}{2} = \frac{23 \cdot 10^{-6} \cdot 6.48^2}{2} = 0.000483 \text{ [Вт·с]}.$$

**Шаг № 10.** Расчёт величины коэффициента.

$$K_{\text{e}} = 0.145 P_{\text{o}} B_{\text{m}}^2 \cdot 10^{-4} = 0.145 \cdot 51 \cdot 0.25^2 \cdot 10^{-4} = 0.0000462.$$

**Шаг № 11.** Расчёт коэффициента геометрии.

$$K_{\text{g}} = \frac{(\text{Энергия})^2}{K_{\text{e}} \cdot \alpha} \cdot 1.35 = \frac{0.000483^2}{0.0000462 \cdot 1.0} = 0.00682 \text{ [см}^5\text{]}.$$

**Шаг № 12.** Выбираем сердечник со значением коэффициента  $K_{\text{g}}$ , эквивалентным рассчитанному, по материалам главы 3.

Тип сердечника	RM-6
Производитель	TDK
Длина средней силовой линии, $l_{\text{c}}$	2.86 см
Вес сердечника, $W_{\text{t fe}}$	5.5 г
Вес меди обмотки, $W_{\text{t cu}}$	2.9 г
Средняя длина витка, $MLT$	3.1 см
Площадь сечения сердечника, $A_{\text{c}}$	0.366 см <sup>2</sup>
Площадь окна сердечника, $W_{\text{a}}$	0.260 см <sup>2</sup>
Произведение площадей сердечника, $A_{\text{p}}$	0.0953 см <sup>4</sup>
Коэффициент геометрии сердечника, $K_{\text{g}}$	0.0044 см <sup>5</sup>
Площадь поверхности дросселя, $A_{\text{t}}$	11.3 см <sup>2</sup>
Магнитная проницаемость, $\mu_{\text{m}}$	2500
Длина обмотки, $G$	0.82 см

**Шаг № 13.** Расчёт плотности тока. Используется  $K_u = 0.29$ .

$$J = \frac{2(\text{Энергия}) \cdot 10^4}{B_m A_p K_u} = \frac{2(0.000483) \cdot 10^4}{0.25 \cdot 0.0953 \cdot 0.29} = 1398 \text{ [А/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 14.** Расчёт площади сечения голого провода обмотки.

$$S_n = \frac{A_{w(B)}}{0.00128} = \frac{0.00180}{0.00128} \approx 2 \text{ [провода]}.$$

**Шаг № 15.** Расчёт требуемого количества проводов обмотки, при условии использования провода № 26 AWG с площадью сечения  $0.00128 \text{ см}^2$ .

$$S_n = \frac{A_{w(B)}}{0.00128} = \frac{0.00180}{0.00128} \approx 2 \text{ [провода]}.$$

**Шаг № 16.** Расчёт числа витков при использовании провода № 26 AWG и  $S_n = 2$ .

$$N = \frac{K_u W_a}{S_n \cdot 0.00128} \approx 30 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 17.** Расчёт длины немагнитного зазора в сердечнике.

$$l_g = \frac{0.4\pi N^2 A_c \cdot 10^{-8}}{L} - \frac{l_c}{\mu_m} = \frac{1.26 \cdot 30^2 \cdot 0.366 \cdot 10^{-8}}{0.000023} - \frac{2.86}{2500} = 0.179 \text{ [см]}.$$

**Шаг № 18.** Расчёт длины зазора в милах.

$$l_g = 70.$$

**Шаг № 19.** Расчёт фактора краевого потока  $F$ .

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2G}{l_g} = 1 + \frac{0.179}{\sqrt{0.366}} \ln \frac{2 \cdot 0.82}{0.179} = 1.66.$$

**Шаг № 20.** Расчёт нового количества витков с учётом фактора  $F$ .

$$N_{np} = \sqrt{\frac{l_g L}{0.4\pi A_c F \cdot 10^{-8}}} = \sqrt{\frac{0.179 \cdot 0.000023}{1.26 \cdot 0.366 \cdot 1.66 \cdot 10^{-8}}} = 23 \text{ [витка]}.$$

**Шаг № 21.** Расчёт пикового значения индукции.

$$B_{pk} = \frac{0.4\pi N_{np} \cdot F \cdot I_{pk} \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} = \frac{1.26 \cdot 23 \cdot 1.66 \cdot 6.48 \cdot 10^{-4}}{0.179 + \frac{2.86}{2500}} = 0.177 \text{ [Тл]}.$$

**Шаг № 22.** Расчёт нового значения удельного сопротивления обмотки, с учётом того, что она выполнена двумя проводами.

$$\rho_1 = \frac{1345}{S_n} = \frac{1345}{2} = 673 \text{ [мкОм/см]}.$$

**Шаг № 23.** Расчёт сопротивления провода обмотки.

$$R = MLT \cdot N_{np} \cdot \rho_1 = 3.1 \cdot 23 \cdot 673 \cdot 10^{-6} = 0.048 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 24.** Расчёт потерь в меди  $P_{cu}$ .

$$P_{Cu} = I_{rms}^2 R = 2.51^2 \cdot 0.0480 = 0.302 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 25.** Расчёт коэффициента  $\alpha$ , характеризующего зависимость выходного напряжения от нагрузки.

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o} 100 \% = \frac{0.302}{50} 100 \% = 0.604 [\%].$$

**Шаг № 26.** Расчёт переменной составляющей индукции  $B_{ac}$ .

$$B_{ac} = \frac{0.4 \pi N_{np} \cdot F \left( \frac{\Delta I}{2} \right) \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} = \frac{1.26 \cdot 23 \cdot 1.66 \cdot 3.24 \cdot 10^{-4}}{0.179 + \frac{2.86}{2500}} = 0.0869 \text{ [Тл]}.$$

**Шаг № 27.** Расчёт удельной мощности.

$$P_{уд.} = 4.855 \cdot 10^{-5} \cdot f^{1.63} \cdot B_{ac}^{2.62}.$$

$$P_{уд.} = 4.855 \cdot 10^{-5} \cdot (10^5)^{1.63} \cdot 0.0869^{2.62} = 11.39 \text{ [Вт/кг]}.$$

**Шаг № 28.** Расчёт потерь в сердечнике.

$$P_{Fe} = P_{уд.} \cdot W_{tfe} \cdot 10^{-3} = 11.39 \cdot 5.5 \cdot 10^{-3} = 0.0626 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 29.** Расчёт суммарных потерь в сердечнике  $P_{\Sigma}$ .

$$P_{\Sigma} = P_{Fe} + P_{Cu} = 0.0626 + 0.302 = 0.365 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 30.** Расчёт мощности, приходящейся на единицу поверхности дроселя.

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_l} = \frac{0.365}{11.3} = 0.0323 \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$



**Шаг № 31.** Расчёт температуры перегрева дросселя.

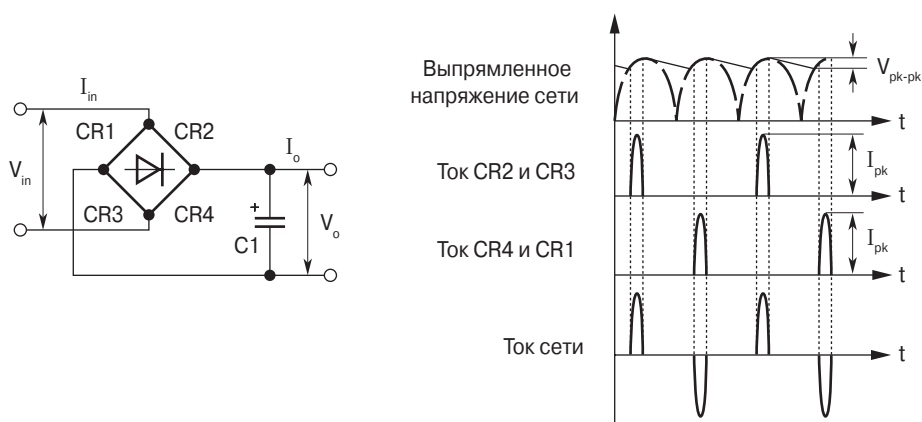
$$T_r = 450 \cdot \Psi^{0.826} = 450 \cdot 0.0323^{0.826} = 26.4 [^{\circ}\text{C}].$$

### 13.13. Проектирование дросселя для повышающего корректора коэффициента мощности

Исторически стандартные источники электропитания электронного оборудования имеют заведомо низкое значение коэффициента мощности, который лежит в диапазоне 0.5...0.6. При этом в кривой потребляемого тока содержится много гармонических составляющих. В сетевом выпрямителе этих источников используется простой ёмкостный фильтр, что приводит к значительным пульсациям потребляемого из сети тока, искажению напряжения и появлению значительных электромагнитных помех и шумов.

Международная Электротехническая Комиссия (IEC) в Европе и Институт инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (IEEE) в США разработали стандарты, лимитирующие содержание гармоник в кривой потребляемого из сети тока. В Германии установлен стандарт IEC 1000-2.

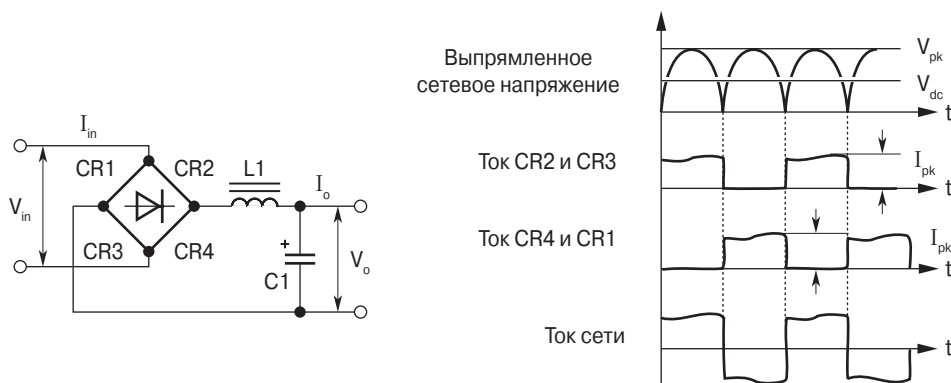
Многие новые электронные приборы имеют коэффициент мощности почти равный единице и не вносят искажений в кривую входного тока. Обычно преобразователи переменного тока в постоянный содержат мостовой выпрямитель и ёмкостный фильтр. Схема и временные диаграммы напряжений и токов даны на **рис. 13.15**.



**Рис. 13.15.** Схема однофазного мостового выпрямителя с ёмкостным фильтром и временные диаграммы напряжений и токов

Ток из сети потребляется узкими импульсами. Из-за высокого содержания гармоник коэффициент мощности равен 0.5...0.6. Источник электропитания может быть спроектирован с большим коэффициентом мощности при добавлении в схему дросселя, как показано на **рис. 13.16**. Такое решение не слишком эффективно из-за больших размеров дросселя, его веса и цены. Требуемая индуктивность дросселя определяется следующим уравнением:

$$L_1 = \frac{V_o}{3\omega I_{o(\min)}} \text{ [Гн]}. \quad (13.56)$$



**Рис. 13.16.** Схема однофазного мостового выпрямителя с индуктивно-ёмкостным фильтром и временные диаграммы напряжений и токов

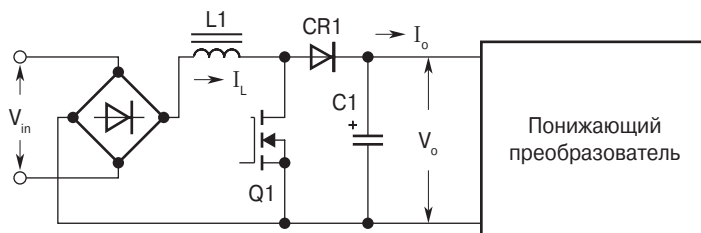
## 13.14. Стандартная схема повышающего преобразователя

Принципиальная схема преобразователя приведена на **рис. 13.6**, а временные диаграммы токов и напряжений – на **рис. 13.7** и **13.8**. Повышающий преобразователь используется многими инженерами для создания корректора коэффициента мощности. Эта схема может работать как в режиме непрерывного, так и в граничном режиме тока дросселя.

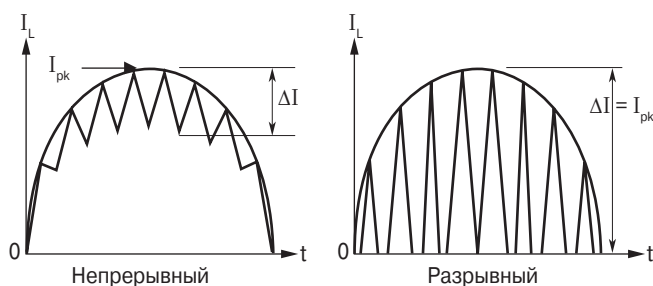
## 13.15. Корректор коэффициента мощности на основе повышающего преобразователя

Схема корректора коэффициента мощности показана на **рис. 13.17**. Эта схема наиболее популярна, она может работать как в режиме непрерывного, так и в режиме граничного тока дросселя. На **рис. 13.18** показана форма тока дросселя

в различных режимах. Недостатками этой схемы можно считать высокое выходное напряжение, трудность организации токовой защиты и возможное повышение выходного напряжения в момент включения. Достоинством является относительная простота и удобство управления силовым ключом относительно общей шины.



**Рис. 13.17.** Корректор коэффициента мощности на основе повышающего преобразователя



**Рис. 13.18.** Ток дросселя L1 в различных режимах

## 13.16. Пример проектирования дросселя с непрерывным током для ККМ на основе повышающего преобразователя

Исходные данные для проектирования:

- |   |              |
|---|--------------|
| 1. Выходная мощность, $P_o$                         | 250 Вт       |
| 2. Диапазон изменения входного напряжения, $V_{in}$ | 90...270 В   |
| 3. Диапазон изменения входной частоты, $f_{(line)}$ | 47...65 Гц   |
| 4. Выходное напряжение, $V_o$                       | 400 В        |
| 5. Частота работы силового ключа                    | 100 кГц      |
| 6. Амплитуда пульсаций тока дросселя, $\Delta I$    | $0.2 I_{pk}$ |
| 7. Тип сердечника                                   | ETD          |
| 8. Магнитный материал                               | R            |
| 9. КПД преобразователя, $\eta$                      | 95%          |

- |  |         |
|--|---------|
| 10. Зависимость выходного напряжения от нагрузки, $\alpha$ | 1%      |
| 11. Коэффициент использования окна                         | 0.29    |
| 12. Индукция, $B_m$  | 0.25 Тл |

## 13.17. Поверхностный эффект

Скин-эффект в дросселе такой же, как и в трансформаторе. В нормальном дросселе постоянного тока, переменная составляющая тока (и магнитного потока) мала, поэтому не требуется использовать то же ограничение на максимальный диаметр провода, что и в трансформаторе. В случае обратногоходового преобразователя скин-эффект следует учитывать так же, как в высокочастотном трансформаторе.

Изготавливать обмотку одним толстым проводом часто труднее, чем двумя, тремя или четырьмя более тонкими проводами, имеющими суммарную эквивалентную площадь сечения.

Провод следует выбирать так, чтобы сопротивление его постоянному и переменному току было бы одинаковым.

$$R_{ac} / R_{dc} = 1.$$

Глубина скин-эффекта вычисляется так:

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{f}} = \frac{6.62}{\sqrt{10^5}} = 0.0209 \text{ [см]}.$$

Диаметр провода выбирается равным  $2\varepsilon$ .

$$D = 2 \cdot 0.0209 = 0.0418 \text{ [см]}.$$

Площадь сечения голого провода

$$A_w = \frac{\pi D^2}{4} = \frac{3.1416 \cdot 0.0418^2}{4} = 0.00137 \text{ [см}^2\text{]}.$$

Минимальным сечением для рассматриваемой задачи обладает провод № 26 из табл. 4.9, площадь сечения которого равна  $0.00128 \text{ см}^2$ . Если потребуется большее сечение, то следует делать обмотку двумя или более такими проводами. Использование более тонких проводов нецелесообразно.

Провод стандарта AWG	Площадь сечения голого провода [см <sup>2</sup> ]	Площадь сечения изолированного провода [см <sup>2</sup> ]	Отношение площадей	Удельное сопротивление [мкОм/см]
№ 26	0.001280	0.001603	0.798	1345

**Шаг № 1.** Расчёт входной мощности.

$$P_{\text{in}} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{250}{0.95} = 263 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 2.** Расчёт пикового значения входного тока.

$$I_{\text{pk}} = \frac{P_{\text{in}} \sqrt{2}}{V_{\text{in(min)}}} = \frac{263 \sqrt{2}}{90} = 4.12 \text{ [А]}.$$

**Шаг № 3.** Расчёт пульсаций входного тока.

$$\Delta I = 0.2 I_{\text{pk}} = 0.2 \cdot 4.12 = 0.824 \text{ [А]}.$$

**Шаг № 4.** Расчёт максимального значения коэффициента заполнения.

$$D_{\text{max}} = \frac{V_o - (V_{\text{in(min)}} \sqrt{2})}{V_o} = \frac{400 - 90 \sqrt{2}}{400} = 0.683.$$

**Шаг № 5.** Расчёт требуемой индуктивности дросселя.

$$L = \frac{V_{\text{in(min)}} \sqrt{2} \cdot D_{\text{max}}}{\Delta I \cdot f} = \frac{126.9 \cdot 0.683}{0.824 \cdot 10^5} = 0.00105 \text{ [Гн]}.$$

**Шаг № 6.** Расчёт энергии, запасённой в дросселе.

$$Eng = \frac{L I_{\text{pk}}^2}{2} = \frac{0.00105 \cdot 4.12^2}{2} = 0.00891 \text{ [Вт·с]}.$$

**Шаг № 7.** Расчёт коэффициента.

$$K_e = 0.145 \cdot P_o B_m^2 \cdot 10^{-4} = 0.145 \cdot 250 \cdot 0.25^2 \cdot 10^{-4} = 0.000227.$$

**Шаг № 8.** Расчёт коэффициента геометрии сердечника.

$$K'_g = \frac{(Eng)^2}{K_e \cdot \alpha} = \frac{0.00891^2}{0.000227 \cdot 1.0} = 0.35 \text{ [см}^5\text{]}.$$

$$K_g = K'_g \cdot 1.35 = 0.35 \cdot 1.35 = 0.45 \text{ [см}^5\text{]}.$$

**Шаг № 9.** Выбор ферритового сердечника типа ETD с соответствующим значением  $K_g$  по данным главы 3.

Тип сердечника	ETD-44
Производитель	Ferroxcube
Длина средней силовой линии, $l_c$	10.3 см
Вес меди обмотки, $W_{\text{t Cu}}$	94 г

Вес сердечника, $W_{t\text{ Fe}}$	93.2 г
Средняя длина витка, MLT	9.4 см
Площадь сечения сердечника, $A_c$	1.74 см <sup>2</sup>
Площадь окна сердечника, $W_a$	2.79 см <sup>2</sup>
Произведение площадей сердечника, $A_p$	4.85 см <sup>4</sup>
Коэффициент геометрии сердечника, $K_g$	0.360 см <sup>5</sup>
Площадь поверхности дросселя, $A_t$	87.9 см <sup>2</sup>
Магнитная проницаемость, $\mu_m$	2000
Индуктивность на 1000 витков, $A_L$	3365 мГн
Длина обмотки, G	3.22 см

**Шаг № 10.** Расчёт плотности тока.

$$J = \frac{2 \cdot \text{Eng} \cdot 10^4}{B_m A_p K_u} = \frac{2 \cdot 0.00891 \cdot 10^4}{0.25 \cdot 4.85 \cdot 0.29} = 507 \text{ [A/cm}^2\text{]}.$$

**Шаг № 11.** Расчёт действующего значения тока.

$$I_{\text{rms}} = \frac{I_{\text{pk}}}{\sqrt{2}} = \frac{4.12}{\sqrt{2}} = 2.91 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 12.** Расчёт площади сечения голого провода обмотки.

$$A_{w(B)} = \frac{I_{\text{rms}}}{J} = \frac{2.91}{507} = 0.00574 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 13.** Расчёт требуемого количества проводов обмотки  $S_n$ . Площадь сечения одного провода № 26. AWG равна 0.00128 см<sup>2</sup> (см. выше).

$\rho \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right]$  – удельное сопротивление провода.

$$A_{wp} = 1.27 \cdot 10^{-3}; \text{ используется провод 26 с площадью сечения } 1.28 \cdot 10^{-3} \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$\rho = 1345 \text{ [мкОм/см]}.$$

**Шаг № 14.** Расчёт количества витков обмотки с учётом количества проводов и сечения одного провода 0.00128 см<sup>2</sup>.

$$N = \frac{W_a K_u}{S_n \cdot 0.00128} = \frac{2.79 \cdot 0.29}{5 \cdot 0.00128} = 126 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 15.** Расчёт длины немагнитного зазора.

$$l_g = \frac{0.4\pi N^2 A_c \cdot 10^{-8}}{L} = \frac{1.257 \cdot 126^2 \cdot 1.74 \cdot 10^{-8}}{0.00105} = 0.331 \text{ [см]}.$$

Длина зазора в милах = 130.

**Шаг № 16.** Расчёт фактора краевого потока  $F$ .

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2G}{l_g} = 1 + \frac{0.331}{1.32} \ln \frac{6.44}{0.331} = 1.74.$$

**Шаг № 17.** Расчёт числа витков обмотки с учётом краевого потока.

$$N = \sqrt{\frac{l_g \cdot L}{0.4\pi A_c F \cdot 10^{-8}}} = \sqrt{\frac{0.331 \cdot 0.00105}{1.257 \cdot 1.74 \cdot 1.74 \cdot 10^{-8}}} = 96 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 18.** Расчёт пикового значения индукции.

$$B_{pk} = F \frac{0.4\pi N I_{pk} \cdot 10^{-4}}{l_g} = \frac{1.257 \cdot 96 \cdot 4.12 \cdot 10^{-4}}{0.331} = 0.261 \text{ [Тл]}.$$

**Шаг № 19.** Расчёт нового значения удельного сопротивления провода обмотки. Учитывается, что обмотка выполнена пятью проводами, а удельное сопротивление одного провода 1345 мкОм/см.

$$\rho = \frac{1345}{5} = 269 \text{ [мкОм/см]}.$$

**Шаг № 20.** Расчёт сопротивления провода обмотки.

$$R = MLT \cdot N \cdot \rho = 9.4 \cdot 96 \cdot 269 \cdot 10^{-6} = 0.243 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 21.** Расчёт потерь в меди обмотки.

$$P_{Cu} = I_{rms}^2 \cdot R = 2.91^2 \cdot 0.243 = 2.06 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 22.** Расчёт коэффициента.

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o} 100 \% = \frac{2.06}{250} 100 \% = 0.824 \text{ [%]}.$$

**Шаг № 23.** Расчёт изменения индукции.

$$B_{ac} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \left( \frac{\Delta I}{2} \right) \cdot 10^{-4}}{l_g} = \frac{1.257 \cdot 96 \cdot 0.412 \cdot 10^{-4}}{0.331} = 0.0150 \text{ [Тл]}.$$

**Шаг № 24.** Расчёт удельной мощности. Используются данные на Р-материал, приведённые в главе 2.

$$\Delta P = 4.316 \cdot 10^{-5} \cdot f^{1.64} \cdot B_{ac}^{2.68} = 4.316 \cdot 10^{-5} \cdot (10^5)^{1.64} \cdot 0.0150^{2.68} = 0.0885 \text{ [Вт/кг]}.$$

**Шаг № 25.** Расчёт потерь в сердечнике.

$$P_{\text{Fe}} = W_{\text{тлс}} \cdot 10^{-3} \cdot \Delta P = 93.2 \cdot 10^{-3} \cdot 0.0885 = 0.0082 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 26.** Расчёт суммарных потерь в дросселе.

$$P = P_{\text{Cu}} + P_{\text{Fe}} = 2.03 + 0.0082 = 2.04 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 27.** Расчёт мощности, приходящейся на единицу поверхности дросселя.

$$\Psi = \frac{P}{A_t} = \frac{2.04}{87.9} = 0.023 \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 28.** Расчёт температуры перегрева дросселя.

$$T_r = 450 \cdot \Psi^{0.826} = 450 \cdot 0.023^{0.826} = 19.9 \text{ [}^{\circ}\text{C]}.$$

**Шаг № 29.** Расчёт коэффициента использования окна.

$$K_u = \frac{N S_n A_{w(B)}}{W_a} = \frac{95 \cdot 5 \cdot 0.00128}{2.79} = 0.218.$$

## 13.18. Источники

1. Unitode Application Note U-132, Power Factor Correction Using The UC3852 Controller on-time zero current Switching Technique.
2. Unitode Application Note U-134, UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design.
3. AlliedSignal Application Guide: Power Factor Correction Inductor Design for Switch Mode Power Supplies using Powerlite C Cores.
4. PCIM August 1990, Active Power Factor Correction Using a Flyback Topology, James LoCascio and Mehmet Nalbant/ Micor Linear Corporation.
5. Silicon General Application SG3561A Power Factor Controller.
6. SGS Thomson Application Note AN628/0593 Designing a High Power Factor Pre-regulator with the L498 l Continuous Current.
7. IEEE, A Comparison Between Hysteretic and Fixed Frequency Boost Converter Used for Power Factor Correction, James J. Spanger Motorola and Anup K. Behera Illinois Institute Technology.



# 14

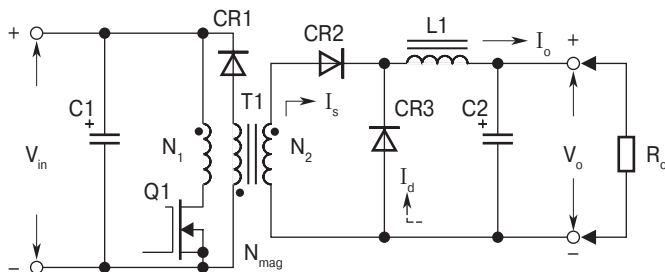
## Проектирование трансформатора и выходного дросселя прямоходового преобразователя

1	Введение	361
2	Описание работы схемы	361
3	Сравнение траекторий перемещения сердечника в координатах $B-H$	362
4	Проектирование трансформатора с использованием коэффициента геометрии $K_g$	365
5	Расчёт дросселя фильтра прямоходового преобразователя	370
6	Проектирование выходного дросселя с использованием коэффициента геометрии $K_g$	372

*Автор выражает благодарность доктору J. K. Watson, профессору университета Флориды, за помощь при анализе прямоходового преобразователя.*

## 14.1. Введение

На **рис. 14.1** представлена схема однотранзисторного прямоходового преобразователя. Она была разработана около 1974 г., и этот преобразователь стал одним из самых популярных, широко используемых устройств с выходной мощностью до 200 Вт. Его название связано с тем, что энергия в нагрузку передаётся во время проводящего состояния силового ключа (в отличие от обратногоходового). Это свойство характерно целому семейству преобразователей, таких как двухтактный преобразователь с выводом средней точки первичной обмотки трансформатора, мостовой и полумостовой преобразователи. Максимальное напряжение на запертом транзисторе Q1 (см. рис. 14.1) зависит от соотношения числа витков  $N_1$  и  $N_{\text{mag}}$ , которое может быть  $2V_{\text{in}}$  или больше. Главным достоинством схемы является простота и удобство расчёта.



**Рис. 14.1.** Однотранзисторный прямоходовой преобразователь

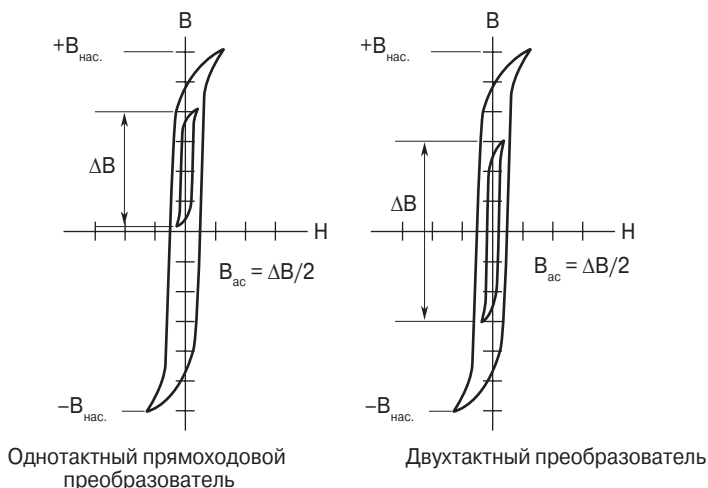
## 14.2. Описание работы схемы

Основная идея работы схемы состоит в следующем: когда на затвор транзистора Q1 приходит отпирающий сигнал, ток вторичной обмотки  $I_s$  течёт через диод CR2, дроссель L1 в нагрузку  $R_o$ . Этот процесс идет благодаря трансформатору T1, в первичной обмотке которого одновременно растёт ток намагничивания. В момент окончания отпирающего сигнала на затворе транзистора Q1 последний запирается, обрывая ток намагничивания первичной обмотки. Поскольку магнитный поток оборвать нельзя, то ток намагничивания переключается и течёт через размагничивающую обмотку  $N_{\text{mag}}$  и диод CR1. Размагничивающая обмотка  $N_{\text{mag}}$  имеет то же число витков, что и  $N_1$ . Во время

включённого состояния Q1 к обмотке N1 приложено напряжение  $V_{in}$ , и такое же напряжение действует на обмотке  $N_{mag}$ . Полярность его такова, что диод CR1 находится под обратным напряжением. Когда Q1 выключен и проводит диод CR1, к обмотке  $N_{mag}$  приложено напряжение  $V_{in}$  и такое же напряжение будет на обмотке N1. Таким образом, магнитный поток нарастает и спадает под действием напряжения одной и той же величины. Времена проводящего ( $t_{on}$ ) и непроводящего ( $t_{off}$ ) состояний транзистора должны быть одинаковы. То есть коэффициент заполнения не должен превышать 0.5 (или 50%). Обмотки N1 и  $N_{mag}$  должны иметь очень хорошую магнитную связь, их следует наматывать бифилярным способом. В двухтактной схеме восстановление сердечника происходит по принципу действия каждые полпериода.

### 14.3. Сравнение траекторий перемagnetизации сердечника в координатах $B-H$

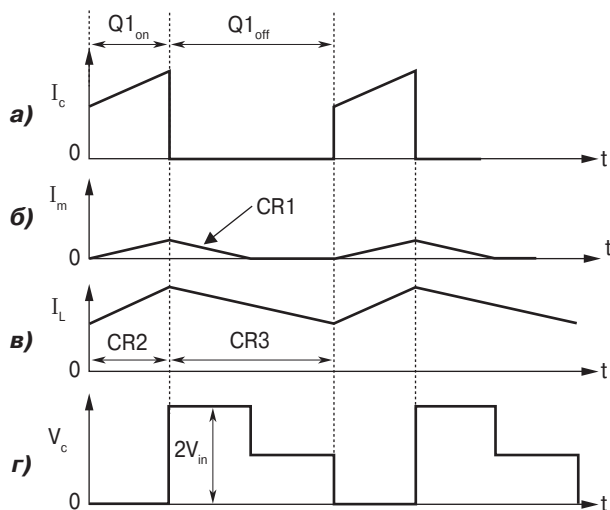
Основной причиной того, что инженер предпочитает иметь дело с однотактным прямоходовым преобразователем в сравнении с двухтактным является возможность насыщения сердечника трансформатора двухтактного преобразователя. Это возможно при неравенстве вольт-секундных площадей, приложенных к полуобмоткам трансформатора двухтактного преобразователя. Траектории перемagnetизации сердечника трансформатора этих двух схем показаны на рис. 14.2.



**Рис. 14.2.** Сравнение траекторий перемagnetизации сердечника в схемах однотактного и двухтактного преобразователей

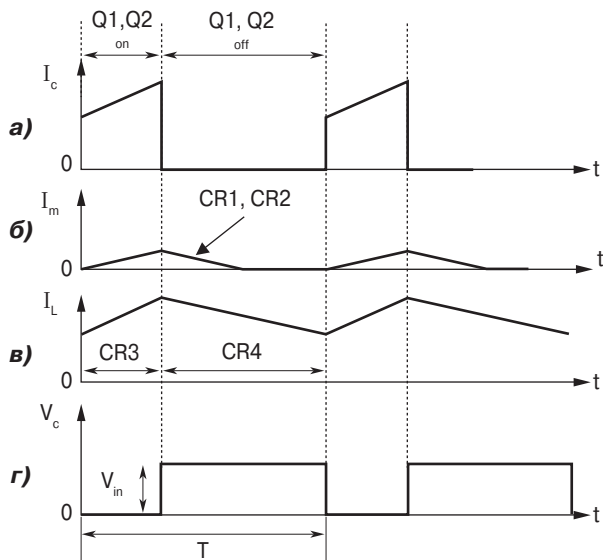
При равных мощностях средний входной ток однотактного прямоходового преобразователя такой же, как у двухтактного, но пиковый ток первого почти вдвое больше среднего. При низких входных напряжениях и той же мощности может возникнуть проблема подбора подходящего транзистора. Входной и выходной фильтры однотактного прямоходового преобразователя значительно тяжелее, чем у двухтактного, поскольку работают на частоте коммутации силового ключа.

На **рис. 14.3** даны временные диаграммы напряжений и токов однотактного прямоходового преобразователя. На **рис. 14.3а** показан ток коллектора; на **рис. 14.3б** – ток намагничивания  $I_m$ ; на **рис. 14.3в** – ток дросселя  $L1$  ( $I_L$ ), ток диодов CR2 и CR3; а на **рис. 14.3г** – временная диаграмма коллекторного напряжения  $V_c$ .



**Рис. 14.3.** Временные диаграммы напряжений и токов однотранзисторного прямоходового преобразователя

Ещё одним вариантом однотактного преобразователя является двухтранзисторный однотактный прямоходовой преобразователь, схема которого дана на **рис. 14.4**. При управлении им возникают некоторые сложности, т. к. один из транзисторов ( $Q1$ ) не имеет контакта с общей точкой («землём») схемы. Но у этой схемы есть некоторые преимущества. Напряжение на каждом транзисторе не превосходит  $V_{in}$ , а размагничивающая обмотка трансформатора не требуется. Размагничивающий ток трансформатора теперь течёт по первичной обмотке через диоды CR1 и CR2 и через источник питания, как показано на **рис. 14.5**. По этому же пути выводится энергия, запасённая в индуктивности рассеивания трансформатора. Поэтому максимальное напряжение на транзисторах ограничивается величиной  $(V_{in} - V_d)$ .



**Рис. 14.5.** Временные диаграммы напряжений и токов в одноканальном двухтранзисторном прямоходовом преобразователе

Коэффициент электрики

$$K_e = 0.145 \cdot f^2 \Delta B^2 \cdot 10^{-4}. \quad (14.1)$$

Коэффициент геометрии

$$K_g = \frac{P_{in} D_{max}}{\alpha K_e} [\text{см}^5]. \quad (14.2)$$

Плотность тока

$$J = \frac{2 P_{in} \sqrt{D_{max}} \cdot 10^4}{f \cdot \Delta B \cdot A_c \cdot W_a \cdot K_u} [\text{A}/\text{см}^2]. \quad (14.3)$$

Первичный ток

$$I_p = \frac{P_{in}}{V_{in(min)} \sqrt{D_{max}}} [\text{A}]. \quad (14.4)$$

## 14.4. Проектирование трансформатора с использованием коэффициента геометрии $K_g$

Ниже даны технические условия для расчёта трансформатора одностранзисторного прямоходового преобразователя, схема которого приведена на **рис. 14.1**.

1. Входное напряжение, $V_{\min}$	22 В
2. Номинальное входное напряжение, $V_{\text{nom}}$	28 В
3. Максимальное входное напряжение, $V_{\max}$	35 В
4. Выходное напряжение, $V_o$	5.0 В
5. Выходной ток, $I_o$	5 А
6. Частота преобразования, $f$	100 кГц
7. КПД, $\eta$	98%
8. Зависимость $V_o$ от нагрузки, $\alpha$	0.5%
9. Прямое напряжение на диоде, $V_d$	1.0 В
10. Индукция в сердечнике, $\Delta B$ ( $B_{\text{ac}} = \Delta B/2$ )	0.1 Тл
11. Материал сердечника	Феррит
12. Коэффициент использования окна, $K_u$	0.3
13. Температурный перегрев трансформатора, $T_r$	30 °С
14. Максимальный коэффициент заполнения, $D_{\max}$	0.5

### Примечание:

отношение числа витков $N_{\text{mag}}/N_p$	1
мощность обмотки размагничивания, $P_{\text{mag}}$	$0.1 \cdot P_o$

Следует выбирать провод, сопротивления которого постоянному и переменному току одинаковы.

$$\frac{R_{\text{ac}}}{R_{\text{dc}}} = 1.$$

Глубина скин-эффекта:

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{f}} \text{ [см]}.$$

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{10^5}} = 0.0209 \text{ [см]}.$$

Диаметр провода:

$$D = 2\varepsilon = 2 \cdot 0.0209 = 0.418 \text{ [см]}.$$

Площадь поперечного сечения голого провода:

$$A_w = \frac{\pi D^2}{4} = \frac{3.1416 \cdot 0.0418^2}{4} = 0.00137 \text{ [см}^2\text{]}.$$

Минимальным сечением для рассматриваемой задачи обладает провод № 26 из табл. 4.9, площадь сечения которого равна  $0.00128 \text{ см}^2$ . Если потребуется большее сечение, его следует набрать за счёт параллельного соединения тонких проводов. Использование более тонких проводов нецелесообразно.

Провод стандарта AWG	Площадь сечения голого провода $[\text{см}^2]$	Площадь сечения изолированного провода $[\text{см}^2]$	Отношение площадей	Удельное сопротивление $[\text{мкОм/см}]$
№ 26	0.001280	0.001603	0.798	1345
№ 27	0.001021	0.001313	0.778	1687
№ 28	0.0008046	0.0010515	0.765	2142

**Шаг № 1.** Расчёт выходной мощности трансформатора  $P_o$ .

$$P_o = I_o (V_o + V_d) = 5(5 + 1) = 30 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 2.** Расчёт входной мощности  $P_{in}$ .

$$P_{in} = \frac{P_o \cdot 1.1}{0.98} = \frac{30 \cdot 1.1}{0.98} = 33.67 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 3.** Расчёт коэффициента  $K_e$ .

$$K_e = 0.145 \cdot f^2 \cdot \Delta B^2 \cdot 10^{-4} = 0.145 \cdot (10^5)^2 \cdot 0.1^2 \cdot 10^{-4} = 1450.$$

**Шаг № 4.** Расчёт коэффициента геометрии  $K_g$ .

$$K_g = \frac{P_{in} D_{max}}{\alpha K_e} = \frac{33.67 \cdot 0.5}{0.5 \cdot 1450} = 0.0232 \text{ [см}^5\text{]}.$$

$$K_g = 0.0232 \cdot 1.35 = 0.0313 \text{ [см}^5\text{]}.$$

**Шаг № 5.** Выбор ЕРС-сердечника по материалам главы 3, ориентируясь на найденное значение коэффициента геометрии  $K_g$ .

Тип сердечника	ЕРС 30
Производитель	TDK
Магнитный материал	РС 44
Длина средней силовой линии, $l_c$	8.2 см
Высота окна, G	2.6 см
Вес сердечника, $W_{t \text{ fe}}$	23 г
Вес меди обмотки, $W_{t \text{ cu}}$	22 г
Средняя длина витка, MLT	5.5 см
Площадь сечения сердечника, $A_c$	0.61 $\text{см}^2$

Площадь окна сердечника, $W_a$	1.118 см <sup>2</sup>
Коэффициент геометрии, $K_g$	0.0301 см <sup>5</sup>
Площадь поверхности трансформатора, $A_t$	31.5 см <sup>2</sup>
Индуктивность 1000 витков, $AL$	1570 мГн
Произведение площадей сердечника, $A_p$	0.682 см <sup>4</sup>

**Шаг № 6.** Расчёт числа витков первичной обмотки.

$$N_p = \frac{V_{in(min)} D_{max} \cdot 10^4}{f \cdot A_c \cdot \Delta B} = \frac{22 \cdot 0.5 \cdot 10^4}{10^5 \cdot 0.61 \cdot 0.1} = 18 \text{ [витков]}.$$

**Шаг № 7.** Расчёт плотности тока  $J$  при  $K_u = 0.29$ .

$$J = \frac{2 \cdot P_{in} \sqrt{D_{max}} \cdot 10^4}{f \cdot A_c \cdot \Delta B \cdot W_a \cdot K_u} = \frac{2 \cdot 33.67 \cdot 0.707 \cdot 10^4}{10^5 \cdot 0.61 \cdot 0.1 \cdot 1.118 \cdot 0.29} = 241 \text{ [A/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 8.** Расчёт действующего значения первичного тока.

$$I_p = \frac{P_{in}}{V_{in(min)} \cdot \sqrt{D_{max}}} = \frac{33.67}{22 \cdot 0.707} = 2.16 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 9.** Расчёт площади поперечного сечения голого провода первичной обмотки.

$$A_{wp(B)} = \frac{I_p}{J} = \frac{2.16}{241} = 0.00896 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 10.** Расчёт количества проводов первичной обмотки, нужных для получения рассчитанного сечения, если сечение одного провода 0.00128 см<sup>2</sup>

$$NS_p = \frac{A_{wp(B)}}{0.00128} = \frac{0.00896}{0.00128} = 7 \text{ [проводов]}.$$

**Шаг № 11.** Расчёт удельного сопротивления первичной обмотки с учётом того, что обмотка выполнена семью проводами.

$$\text{Удельное сопротивление } \rho = \frac{1345}{7} = 192 \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right].$$

**Шаг № 12.** Расчёт сопротивления первичной обмотки.

$$R_p = MLT \cdot N_p \cdot \rho = 5.5 \cdot 18 \cdot 192 \cdot 10^{-6} = 0.0190 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 13.** Расчёт потерь в меди первичной обмотки.

$$P_p = I_p^2 \cdot R_p = 2.16^2 \cdot 0.019 = 0.0886 \text{ [Вт]}.$$



**Шаг № 14.** Расчёт числа витков вторичной обмотки.

$$N_s = \frac{N_p (V_o + V_d)}{D_{\max} V_{\text{in}(\min)}} \left( 1 + \frac{\alpha}{100} \right) = \frac{18(5 + 1)}{0.5 \cdot 22} \left( 1 + \frac{0.5}{100} \right) \approx 10 \text{ [ВИТКОВ]}.$$

**Шаг № 15.** Расчёт действующего значения вторичного тока.

$$I_s = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{5}{1.41} = 3.55 \text{ [A]}$$

**Шаг № 16.** Расчёт поперечного сечения голого провода вторичной обмотки.

$$A_{\text{ws(B)}} = \frac{I_s}{J} = \frac{3.55}{241} = 0.0147 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 17.** Расчёт количества проводов для изготовления вторичной обмотки, если сечение одного провода равно 0.00128 см<sup>2</sup>.

$$N S_s = \frac{A_{\text{ws(B)}}}{0.00128} = \frac{0.0147}{0.00128} \approx 11 \text{ [проводов]}.$$

**Шаг № 18.** Расчёт удельного сопротивления вторичной обмотки с учётом того, что она выполнена одиннадцатью проводами.

$$\rho = \frac{1345}{11} = 122 \left[ \frac{\text{мкОм}}{\text{см}} \right].$$

**Шаг № 19.** Расчёт сопротивления вторичной обмотки.

$$R_s = MLT \cdot N_s \cdot \rho = 5.5 \cdot 10 \cdot 122 \cdot 10^{-6} = 0.00671 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 20.** Расчёт потерь в меди вторичной обмотки.

$$P_s = I_s^2 R_s = 3.55^2 \cdot 0.00671 = 0.0846 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 21.** Расчёт суммарных потерь в меди обмоток.

$$P_{\text{Cu}} = P_p + P_s = 0.0886 + 0.846 = 0.173 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 22.** Расчёт коэффициента, характеризующего зависимость выходного напряжения от нагрузки.

$$\alpha = \frac{P_{\text{Cu}}}{P_o} 100 \% = \frac{0.173}{30} 100 \% = 0.576 \text{ [\%]}.$$

**Шаг № 23.** Расчёт индуктивности размагничивающей обмотки  $L_{\text{demag}}$ .

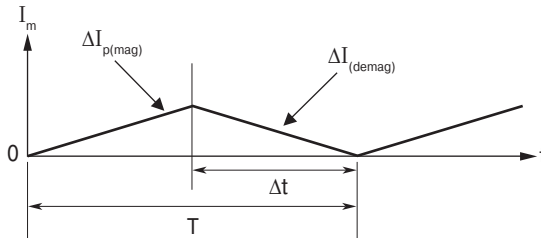
$$L_{\text{demag}} = L_{1000} N_{\text{demag}}^2 \cdot 10^{-6} = 1570 \cdot 18^2 \cdot 10^{-6} = 0.509 \text{ [мГн]}.$$

**Шаг № 24.** Расчёт времени спада тока размагничивающей обмотки  $\Delta t$  (рис. 14.6).

$$\Delta t = T D_{\max}.$$

$$T = \frac{1}{f} = 10 \text{ [мкс]}.$$

$$\Delta t = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 0.5 = 5 \cdot 10^{-6} \text{ [с]}.$$



**Рис. 14.6.** Временная диаграмма тока индуктивности намагничивания трансформатора

**Шаг № 25.** Расчёт тока.

$$\Delta I_{\text{demag}} = \frac{V_{\text{in}} \cdot \Delta t}{L_{\text{demag}}} = \frac{22 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{509 \cdot 10^{-6}} = 0.217 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 26.** Расчёт действующего значения тока размагничивающей обмотки. Используется соотношение для кривой пилообразной формы.

$$I_{\text{demag}} = \Delta I \sqrt{\frac{D_{\max}}{3}} = 0.217 \sqrt{\frac{0.5}{3}} = 0.089 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 27.** Расчёт площади сечения голого провода размагничивающей обмотки.

$$A_{w(\text{demag})} = \frac{I_{\text{demag}}}{J} = \frac{0.089}{241} = 0.000369 \text{ [см}^2\text{]}.$$

Такое сечение имеет провод № 31 стандарта AWG. Предлагается использовать принятый в расчёте провод № 26 с площадью сечения 0.00128 см². Это удобно при бифилярной намотке первичной и размагничивающей обмоток.

**Шаг № 28.** Расчёт коэффициента использования окна сердечника.

$$K_u = \frac{N \cdot A_{w(B)}}{W_a}.$$

$$N = N_p \cdot NS_p + N_s \cdot NS_s + N_{\text{demag}} \cdot NS_{\text{demag}} = 18 \cdot 7 + 10 \cdot 11 + 18 \cdot 1 = 254.$$

$$K_u = \frac{254 \cdot 0.00128}{1.118} = 0.291.$$

**Шаг № 29.** Расчёт удельной мощности, приходящейся на грамм веса трансформатора.

$$P_{\text{уд}} = 0.000318 \cdot f^{1.51} \cdot B_{\text{ac}}^{2.747} = 0.000318 \cdot (10^5)^{1.51} \cdot 0.05^{2.747} = 3.01 \text{ [мВт/г]}.$$

**Шаг № 30.** Расчёт потерь в сердечнике.

$$P_{\text{Fe}} = P_{\text{уд}} \cdot W_{\text{tfe}} \cdot 10^{-3} = 3.01 \cdot 23 \cdot 10^{-3} = 0.069 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 31.** Расчёт суммарных потерь.

$$P_{\Sigma} = P_{\text{Fe}} + P_{\text{Cu}} = 0.069 + 0.173 = 0.242 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 32.** Расчёт мощности, приходящейся на единицу поверхности трансформатора.

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_t} = \frac{0.242}{31.5} = 0.0077 \left[ \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2} \right].$$

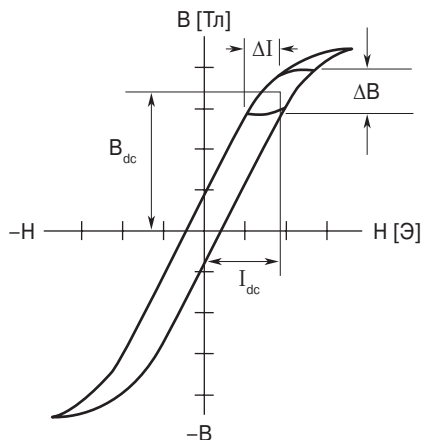
**Шаг № 33.** Расчёт температуры перегрева трансформатора.

$$T_r = 450 \cdot \Psi^{0.826} = 450 \cdot 0.0077^{0.826} = 8.08 \text{ [}^{\circ}\text{C]}.$$

## 14.5. Расчёт дросселя фильтра прямоходового преобразователя

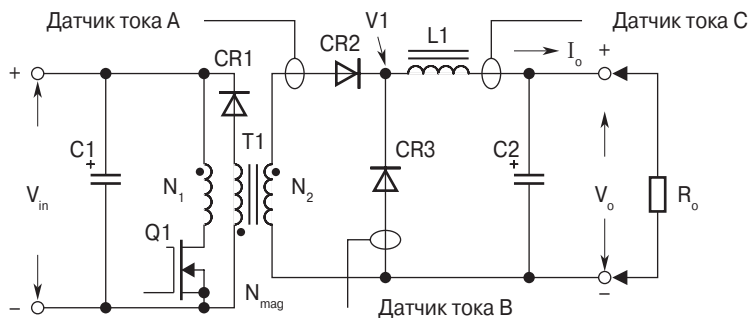
Следующий раздел посвящён проектированию дросселя выходного фильтра L1 прямоходового преобразователя, который показан на рис. 14.8. Проектированию этого дросселя для ключевых источников электропитания уделялось наибольшее внимание в сравнении с другими компонентами схемы. Здесь описывается подход к решению этой задачи, позволяющий обоснованно выбрать сердечник и соответствующий заданию диаметр провода обмотки.

Потери в магнитном материале сердечника значительно возрастают при работе преобразователя на высокой частоте. Однако потери в магнитопроводе дросселя малы по сравнению с потерями в сердечнике силового трансформатора. Потери в сердечнике дросселя обусловлены пульсацией тока  $\Delta B$ , как показано на **рис. 14.7**.

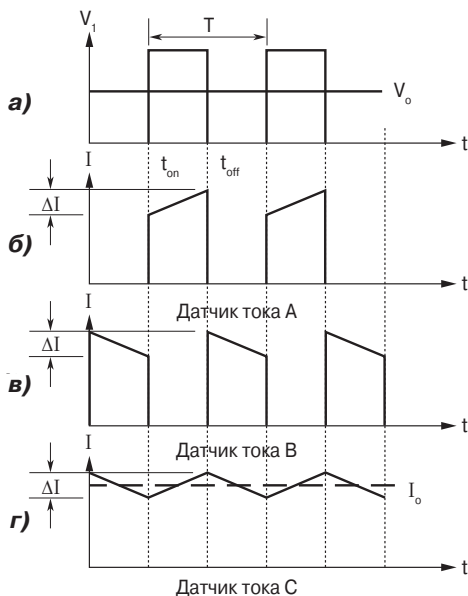


**Рис. 14.7.** Зависимость  $B(H)$  сердечника выходного дросселя фильтра

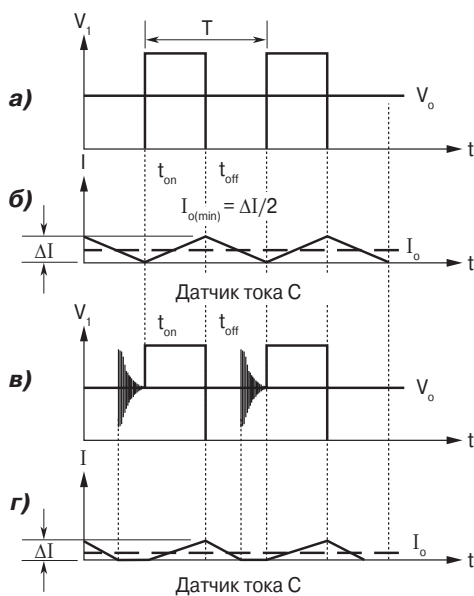
На **рис. 14.8** показана схема однотранзисторного прямоходового преобразователя. Эта топология популярна среди разработчиков благодаря простоте схемы. В схему выходного фильтра включены три датчика тока. Датчик  $A$  контролирует ток вторичной обмотки, датчик  $B$  — ток диода  $CR3$  и датчик  $C$  — ток дросселя  $L1$ . Соответствующие временные диаграммы, при коэффициенте заполнения 0.5, даны на **рис. 14.9**. Диаграмма напряжения на входе фильтра  $V1$  представлена на **(а)**, на **(б)** — ток вторичной обмотки трансформатора, а на **(в)** — форма импульса тока, проходящего через диод  $CR3$ . Этот ток протекает тогда, когда силовой транзистор  $Q1$  заперт, а ток нагрузки и диода  $CR3$  обеспечивается за счёт энергии, накопленной в дросселе  $L1$ . На **(г)** показана форма кривой тока дросселя, который представляет собой сумму токов вторичной обмотки и диода  $CR3$ .



**Рис. 14.8.** Однотранзисторный прямоходовой преобразователь



**Рис. 14.9.** Временные диаграммы токов прямоходового преобразователя при коэффициенте заполнения 0.5



**Рис. 14.10.** Временные диаграммы тока дросселя фильтра прямоходового преобразователя в критическом режиме и в режиме разрывного тока

На рис. 14.10 показаны временные диаграммы тока дросселя в критическом режиме (б) и режиме разрывного тока. В критическом режиме  $\Delta I/I_o = 2$ . Если уменьшить ток нагрузки, ток дросселя становится разрывным (г). При этом на временной диаграмме напряжения  $V_1$  появляется высокочастотная колебательность («звон»), что отображено на (в), а время установления переходного процесса при скачкообразном изменении нагрузки очень мало. При проектировании многоразовых преобразователей ток дросселя того выхода, который не отслеживается обратной связью, не должен быть разрывным, так как при этом выходное напряжение будет возрастать до величины  $V_1$ . При нулевом токе дросселя напряжения на входе и выходе фильтра равны, поэтому выходное напряжение будет расти до пикового значения входного.

## 14.6. Проектирование выходного дросселя с использованием коэффициента геометрии $K_g$

Нижеприведённые данные являются исходными для проектирования выходного фильтра прямоходового преобразователя, работающего на частоте 100 кГц

при выходной мощности 30 Вт. Схема выходного фильтра представлена на **рис. 14.1**.

1. Частота, $f$	100 кГц
2. Выходное напряжение, $V_o$	5 В
3. Выходной ток, $I_{o(\max)}$	5.0 А
4. Минимальный выходной ток, $I_{o(\min)}$	0.5 А
5. Пульсация тока дросселя, $\Delta I$	1.0 А
6. Максимальное входное напряжение, $V_{i(\max)}$	19 В
7. Минимальное входное напряжение, $V_{i(\min)}$	12 В
8. Коэффициент, определяющий зависимость $V_o$ от нагрузки, $\alpha$	1%
9. Выходная мощность, $(V_o + V_d) I_{o(\max)} = P_o$	30 Вт
10. Максимальная индукция, $B_{pk}$	0.3 Тл
11. Коэффициент использования окна сердечника, $K_u$	0.4
12. Прямое напряжение на диоде, $V_o$	1.0 В

Процедура проектирования будет хорошо работать со всеми типами порошковых сердечников. Следует обратить внимание на минимальное значение индукции различных материалов в связи с величиной потерь в сердечнике.

Скин-эффект в дросселе такой же, как в трансформаторе. Главное отличие в том, что изменение потока в сердечнике намного меньше, поэтому не нужно ориентироваться на ту же максимальную величину диаметра провода, что и в случае трансформатора. Изменение магнитного потока определяется величиной изменения тока в дросселе  $\Delta I$  и составляет лишь долю от общего потока, определяемого величиной тока  $I_o$ . В рассматриваемом примере постоянная и переменная составляющие тока дросселя оцениваются так же.

Выбор провода производится в соответствии с соображением, что сопротивление его постоянному и переменному токам должно быть одним и тем же.

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1.$$

Глубина скин-эффекта:

$$\varepsilon = \frac{6.62}{\sqrt{f}} = \frac{6.62}{\sqrt{10^5}} = 0.0209 \text{ [см]}.$$

Диаметр провода:

$$D_w = 2\varepsilon = 2 \cdot 0.0209 = 0.0418 \text{ [см]}.$$

Площадь сечения голого провода:

$$A_w = \frac{\pi D^2}{4} = \frac{3.1416 \cdot (0.0418)^2}{4} = 0.00137 \text{ [см}^2\text{]}.$$

Минимальным сечением для рассматриваемой задачи обладает провод № 27 из табл. 4.9, площадь сечения которого равна 0.001021 см<sup>2</sup>. Это будет минимальный размер провода, используемый в данном проекте. Если потребуется большее сечение, то нужно сложить несколько таких проводов.

Провод стандарта AWG	Площадь сечения голого провода [см <sup>2</sup> ]	Площадь сечения изолированного провода [см <sup>2</sup> ]	Отношение площадей	Удельное сопротивление [мкОм/см]
№ 26	0.001280	0.001603	0.798	1345
№ 27	0.001021	0.001313	0.778	1687
№ 28	0.0008046	0.0010515	0.765	2142

**Шаг № 1.** Расчёт периода колебаний.

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{10^5} = 10 \cdot 10^{-6} [\text{с}].$$

**Шаг № 2.** Расчёт минимальной величины коэффициента заполнения.

$$D_{\min} = \frac{V_o}{V_{i\max}} = \frac{5}{19} = 0.263.$$

**Шаг № 3.** Расчёт индуктивности дросселя.

$$L = \frac{T(V_o + V_d) \cdot (1 - D_{\min})}{\Delta I} = \frac{10 \cdot 10^{-6} \cdot (5 + 1) (1 - 0.263)}{1.0} = 44.2 [\text{мкГн}].$$

**Шаг № 4.** Расчёт пикового значения тока.

$$I_{\text{pk}} = I_{o(\max)} + \frac{\Delta I}{2} = 5 + \frac{1}{2} = 5.5 [\text{А}].$$

**Шаг № 5.** Расчёт энергии, передаваемой дросселем.

$$\text{Энергия} = \frac{LI_{\text{pk}}^2}{2} = \frac{44.2 \cdot 10^{-6} \cdot 5.5^2}{2} = 0.000668 [\text{Вт} \cdot \text{с}].$$

**Шаг № 6.** Расчёт коэффициента электрики.

$$K_e = 0.145 \cdot P_o \cdot B_m^2 \cdot 10^{-4} = 0.145 \cdot 30 \cdot 0.3^2 \cdot 10^{-4} = 0.0000392.$$

**Шаг № 7.** Расчёт коэффициента геометрии.

$$K_g = \frac{(\text{Энергия})^2}{K_e \cdot \alpha} = \frac{0.000668^2}{0.0000392 \cdot 1.0} = 0.01138 [\text{см}^5].$$

**Шаг № 8.** Выбор по материалам главы 4 порошкового МРР-сердечника с подходящим значением коэффициента геометрии  $K_g$ .

Тип сердечника	MP 55059-A2
Производитель	Magnetics
Длина средней силовой линии, $l_c$	5.7 см
Вес сердечника, $W_{t\text{ fe}}$	16.0 г
Вес меди обмотки, $W_{t\text{ Cu}}$	15.2 г
Средняя длина витка, $MLT$	3.2 см
Площадь сечения сердечника, $A_c$	0.331 см <sup>2</sup>
Площадь окна сердечника, $W_a$	1.356 см <sup>2</sup>
Произведение площадей сердечника, $A_p$	0.449 см <sup>4</sup>
Коэффициент геометрии, $K_g$	0.0184 см <sup>5</sup>
Площадь поверхности дросселя, $A_t$	28.6 см <sup>2</sup>
Магнитная проницаемость, $\mu$	60
Индуктивность 1000 витков, $AL$	43 мГн

**Шаг № 9.** Расчёт количества витков обмотки.

$$N = 1000 \sqrt{\frac{L}{AL}} = 1000 \sqrt{\frac{0.0442}{43}} = 32 \text{ [витка]}.$$

**Шаг № 10.** Расчёт действующего значения тока обмотки.

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{I_{o(\text{max})}^2 + \Delta I^2} = \sqrt{5^2 + 1^2} = 5.1 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 11.** Расчёт плотности тока. Используется  $K_u = 0.4$ .

$$J = \frac{NI}{W_a K_u} = \frac{32 \cdot 5.1}{1.36 \cdot 0.4} = 300 \text{ [A/см}^2\text{]}$$

**Шаг № 12.** Расчёт магнитной проницаемости.

$$\Delta\mu = \frac{B_{\text{pk}} \cdot l_c \cdot 10^4}{0.4 \cdot \pi \cdot W_a \cdot J \cdot K_u} = \frac{0.3 \cdot 5.7 \cdot 10^4}{1.26 \cdot 1.36 \cdot 300 \cdot 0.4} = 83.1.$$

**Замечание.** Рекомендуются использовать  $\Delta\mu = 60$ , т. к. эта величина записана в исходных данных сердечника MP 55059-A2.

**Шаг № 13.** Расчёт пикового значения индукции.

$$B_{\text{pk}} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{\text{pk}} \cdot \Delta\mu \cdot 10^{-4}}{l_c} = \frac{1.26 \cdot 32 \cdot 5.5 \cdot 60 \cdot 10^{-4}}{5.7} = 0.233 \text{ [Тл]}.$$



**Шаг № 14.** Расчёт требуемой площади сечения голого провода обмотки.

$$A_{w(B)} = \frac{I_{rms}}{J} = \frac{5.1}{300} = 0.017 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 15.** Расчёт количества параллельно соединённых проводов обмотки, если сечение одного провода равно 0.0128 см<sup>2</sup>.

$$S_n = \frac{A_{w(B)}}{0.0128} = \frac{0.017}{0.0128} = 13 \text{ [проводов]}.$$

**Шаг № 16.** Расчёт удельного сопротивления обмотки с учётом количества параллельно соединённых проводов.

$$\rho = \frac{1345}{13} = 103 \text{ [мкОм/см]}.$$

**Шаг № 17.** Расчёт сопротивления обмотки.

$$R = (MLT) \cdot N \cdot \rho = 3.2 \cdot 32 \cdot 103 \cdot 10^{-6} = 0.0105 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 18.** Расчёт потерь в меди обмотки.

$$P_{Cu} = I_{rms}^2 \cdot R = 5.1^2 \cdot 0.0105 = 0.273 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 19.** Расчёт намагничивающей силы.

$$H = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{pk}}{l_c} = \frac{1.26 \cdot 32 \cdot 5.5}{5.7} = 38.9 \text{ [Э]}.$$

**Шаг № 20.** Расчёт индукции  $B_{ac}$ .

$$B_{ac} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \left( \frac{\Delta I}{2} \right) \cdot \Delta \mu \cdot 10^{-4}}{l_c} = \frac{1.26 \cdot 32 \cdot 0.5 \cdot 60 \cdot 10^{-4}}{5.7} = 0.0212 \text{ [Тл]}.$$

**Шаг № 21.** Расчёт коэффициента, определяющего зависимость  $V_o$  от нагрузки,  $\alpha$ .

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o} 100 \% = \frac{0.273}{300} 100 \% = 0.91 \text{ [%]}.$$

**Шаг № 22.** Расчёт удельной мощности с использованием коэффициентов выбранного сердечника МРР, указанных в главе 2.

$$P_{уд} = 0.551 \cdot 10^{-2} \cdot f^{1.23} \cdot B_m^{2.12} = 0.551 \cdot 10^{-2} \cdot (10^5)^{1.23} \cdot 0.0212^{2.12} = 2.203 \text{ [Вт/кг]}.$$

**Шаг № 23.** Расчёт потерь в сердечнике.

$$P_{Fe} = P_{уд} \cdot W_{tfe} \cdot 10^{-3} = 2.203 \cdot 16 \cdot 10^{-3} = 0.0352 \text{ [Вт]}$$

**Шаг № 24.** Расчёт суммарных потерь.

$$P_{\Sigma} = P_{\text{Fe}} + P_{\text{Cu}} = 0.0352 + 0.273 = 0.308 \text{ [Вт]}$$

**Шаг № 25.** Расчёт мощности, приходящейся на единицу поверхности дросселя.

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_t} = \frac{0.308}{28.6} = 0.0108 \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 26.** Расчёт температуры перегрева дросселя.

$$T_r = 450(\Psi)^{0.826} = 450 \cdot 0.0108^{0.826} = 10.7 \text{ [}^{\circ}\text{C]}.$$

**Шаг № 27.** Расчёт коэффициента использования окна сердечника.

$$K_u = \frac{N \cdot S_n \cdot A_{w(B)}}{W_a} = \frac{32 \cdot 13 \cdot 0.00128}{1.356} = 0.393.$$

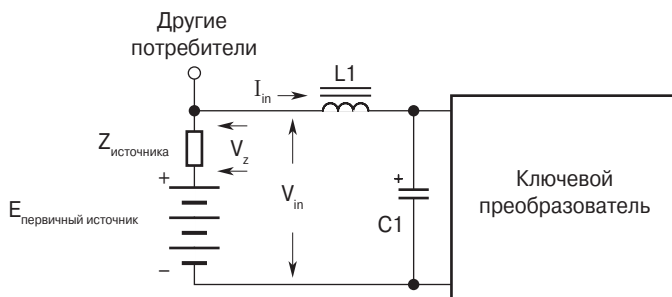
# 15 Проектирование входного фильтра

1	Введение	379
2	Конденсатор	379
3	Дроссель	380
4	Осцилляция	381
5	Подключение первичного источника мощности	382
6	Резонансный заряд	383
7	Процедура проектирования дросселя входного фильтра	385
8	Данные для проектирования входного фильтра	386
9	Источники	389

## 15.1. Введение

Сегодня почти все вновь разработанные электронные устройства содержат блоки защиты питающей сети от помех. Топология этих блоков весьма разнообразна. Простейшим является сглаживающий фильтр. Входной LC-фильтр выполняет как функцию повышения электромагнитной совместимости, так и функцию улучшения стабильности системы.

От первичного источника обычно получают энергию много потребителей. Поэтому существуют специальные требования, которые определяют качество постоянного питающего напряжения. Ситуация проясняется при рассмотрении **рис. 15.1**. Пульсирующий ток, генерируемый потребителями, создаёт пульсирующее напряжение  $V_z$  на внутреннем сопротивлении первичного источника. Эти пульсации влияют на работу другого оборудования, подключённого к той же шине питания.



**Рис. 15.1.** Простой входной LC-фильтр

## 15.2. Конденсатор

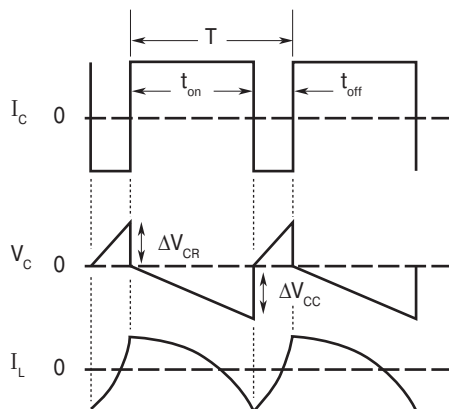
Ключевые преобразователи, потребляющие от первичного источника импульсный ток, требуют использования фильтрового конденсатора  $C1$  с достаточно низкими значениями паразитных параметров, т. е. индуктивности и последовательного сопротивления (ESR). Временные диаграммы токов и напряжений, характерные для рассматриваемой системы, показаны на **рис. 15.2**. На этом рисунке  $I_L$  – ток дросселя  $L1$ , а  $\Delta V_c$  – пульсация напряжения на конденсаторе  $C1$ . Эквивалентная схема конденсатора показана на **рис. 15.3**. Напряжение  $\Delta V_c$  складывается из напряжения на сопротивлении (ESR) и напряжения на ёмкости  $\Delta V_{cc}$ .

$$V_{CR} = I_C (ESR) [B]. \quad (15.1)$$

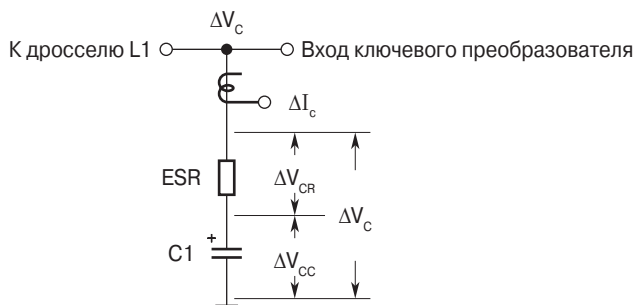
Напряжение на ёмкости определяется соотношением (15.2).

$$\Delta V_{CC} = I_C \frac{t_{on} t_{off}}{C1 \cdot T} [B]. \quad (15.2)$$

$$\Delta V_C = \Delta V_{CR} + \Delta V_{CC} [B]. \quad (15.3)$$



**Рис. 15.2.** Временные диаграммы токов и напряжений на конденсаторе фильтра



**Рис. 15.3.** Эквивалентная схема конденсатора

## 15.3. Дроссель

Основная задача входного дросселя – обеспечение малой пульсации тока, потребляемого от источника. Можно отметить четыре параметра, которые определяют качество проектирования: индуктивность, величина и постоянство тока, малое сопротивление, температурный перегрев. Малые пульсации тока дросселя вызывают изменение индукции в сердечнике порядка 0.025 Тл. Поэтому потери в сердечнике минимальны. Потери в дросселе – это на 80...90% потери в меди обмотки. Для сердечника больше всего подходит материал с большой

величиной индукции насыщения, например, кремний, имеющий  $B_{\max} = 1.6$  Тл, способный обеспечить минимальные габариты дросселя.

**Таблица 15.1. Наиболее используемые магнитные материалы для дросселя входного фильтра**

Материал	Индукция насыщенности [Тл]	Магнитная проницаемость $\mu_i$
Кремний	1.5...1.8	1.5K
Порошковый пермаллой	0.3	14...550
Железный порошок	1.2...1.4	35...90
Феррит	0.3	1K...15K

## 15.4. Осцилляция

Входной фильтр может влиять на стабильность связанного с ним преобразователя. Эта проблема возникает из-за взаимодействия выходного сопротивления входного фильтра и входного сопротивления ключевого преобразователя. Осцилляции возникают, когда комплексное положительное сопротивление LC-фильтра и источник питания взаимодействуют с отрицательным динамическим входным сопротивлением стабилизирующего преобразователя. Для предотвращения осцилляций сопротивление конденсатора и сопротивление дросселя должны обеспечить соответствующее демпфирование колебаний. Осцилляции не возникнут при выполнении следующего условия:

$$\frac{\eta V_{\text{in(max)}}^2}{P_o} > \frac{L}{C \cdot (R_L + R_S) \cdot (ESR)}, \quad (15.4)$$

$$(R_L + R_S) + (ESR)$$

где  $V_{\text{in(max)}}$  – входное напряжение;  
 $\eta$  – КПД преобразователя;  
 $P_o$  – выходная мощность [Вт];  
 $L$  – индуктивность дросселя входного фильтра [Ом·с];  
 $C$  – ёмкость конденсатора входного фильтра [Ф];  
 $R_L$  – сопротивление обмотки дросселя;  
 $R_S$  – внутреннее сопротивление первичного источника;  
 $ESR$  – эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора.  
 Если требуется дополнительное демпфирование, можно увеличить  $R_L$  и/или  $R_d$  (ESR).

При этом уменьшается добротность колебательного контура и увеличивает- ся затухание (см. **рис. 15.4**).

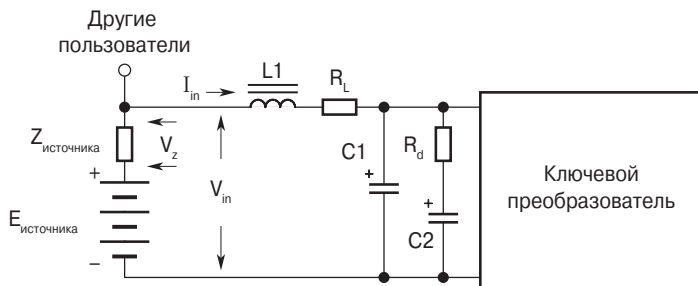


Рис. 15.4. Входной фильтр с дополнительным демпфированием

## 15.5. Подключение первичного источника мощности

При подключении простого LC-фильтра к первичному источнику всегда возникает значительный всплеск первичного тока. На рис. 15.5 такое подключение выполняется посредством ключа S1.

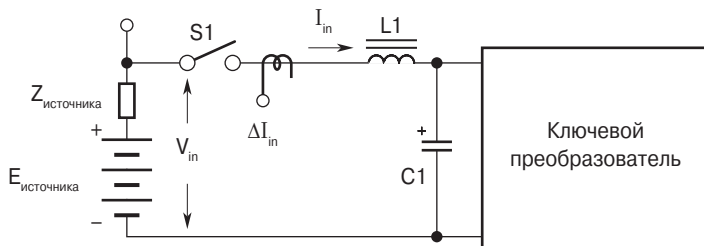
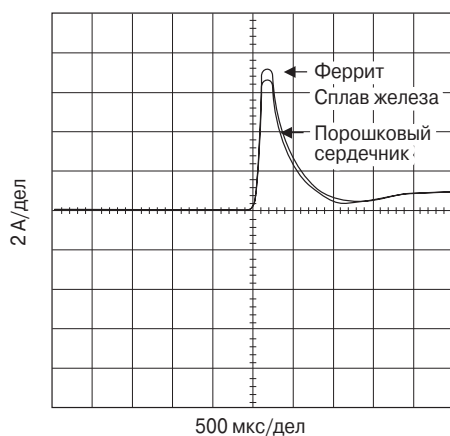


Рис. 15.5. Измерение всплеска тока при замыкании ключа S1

При замыкании ключа S1 всё входное напряжение прикладывается к дросселю L1, поскольку конденсатор C1 совсем разряжен. Этого напряжения оказывается достаточно для насыщения сердечника дросселя L1, который проектируется с учётом максимального значения индукции насыщения для получения минимальных размеров. Для этого дросселя следует использовать либо порошковые сердечники, либо сердечники с немагнитным зазором. Были проведены испытания с использованием трёх типов магнитных материалов для сердечников: порошковый материал; феррит; сплав железа. Во всех случаях дроссель имел одну и ту же индуктивность и одно и то же сопротивление обмотки. Величина всплеска тока  $\Delta I$  измерялась на рис. 15.5. Результаты измерения представлены на рис. 15.6. Как видно, на этом рисунке во всех случаях амплитуды всплеска тока и продолжительность их спада практически одинаковы. Зависимость магнитной проницаемости от смещения постоянным током для порошкового сердечника и сердечника с зазором показана на рис. 15.7.

Сердечники с зазором имеют определённо более резкий спад в сравнении с порошковым сердечником, поэтому первые позволяют более полно использовать разрешённый диапазон изменения индукции.



**Рис. 15.6.** Всплеск тока при включении простого LC-фильтра



**Рис. 15.7.** Сравнение кривых спада магнитной проницаемости различных сердечников при их подмагничивании постоянным током

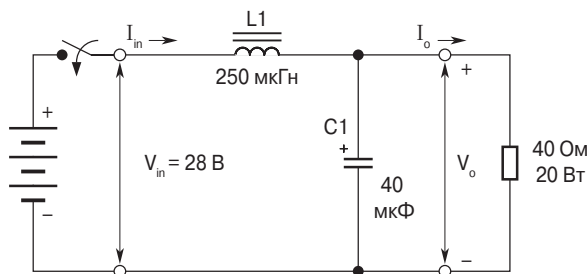
## 15.6. Резонансный заряд

Абсолютное большинство электронных устройств подключается к питающей сети с помощью электронного ключа или контактов реле. Это относится к космической технике, авиации, вычислительной технике, медицинской технике, автомобильной электронике. При этом, как показано на **рис. 15.8**, питающее

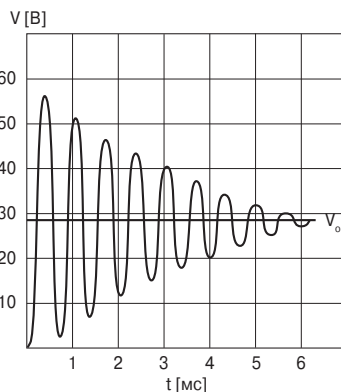


напряжение подаётся на вход LC-фильтра, который представляет собой резонансный последовательный колебательный контур. Как известно, вследствие колебательного процесса напряжение на конденсаторе может в два раза превышать входное напряжение (см. **рис. 15.9**). Конденсатор должен выдерживать это напряжение и, кроме того, это напряжение прикладывается к входу ключевого преобразователя.

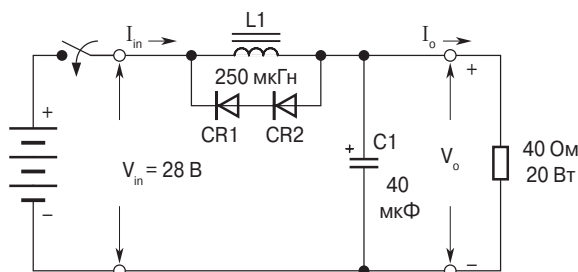
Простым способом демпфирования этого процесса является шунтирование дросселя диодом (см. **рис. 15.10**). График постоянного напряжения на конденсаторе C1 изображён на **рис. 15.11**. Если напряжение на конденсаторе C1 становится больше входного, диоды смещаются в прямом направлении и фиксируют напряжение на конденсаторе на уровне  $V_{in} + 2V_d$ .



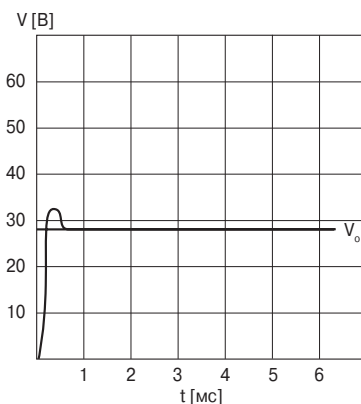
**Рис. 15.8.** Простой входной LC-фильтр



**Рис. 15.9.** Резонансное напряжение на конденсаторе C1



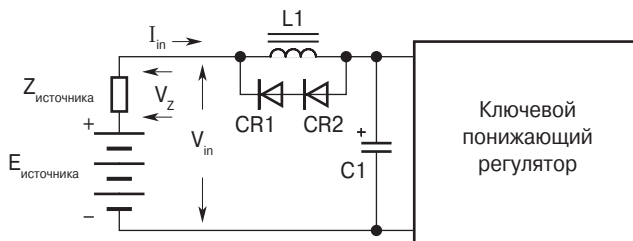
**Рис. 15.10.** Входной дроссель, шунтированный диодами



**Рис. 15.11.** Постоянное напряжение на конденсаторе C1 (см. **рис. 15.10**)

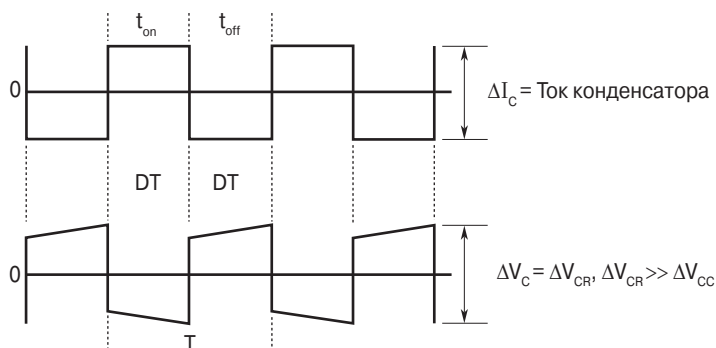
## 15.7. Процедура проектирования дросселя входного фильтра

Входной дроссель  $L1$ , подлежащий анализу, показан на **рис. 15.12**.



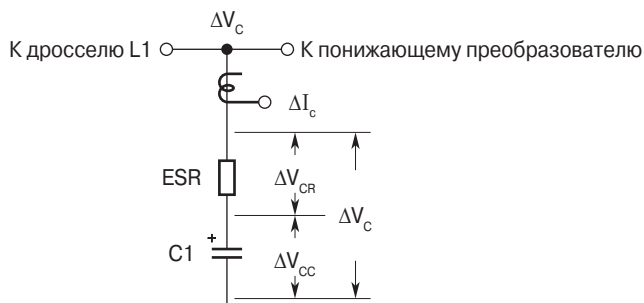
**Рис. 15.12.** Схема входного фильтра

Переменный ток и напряжение на конденсаторе  $C1$  показаны на **рис. 15.13**.



**Рис. 15.13.** Пульсации тока и напряжения на конденсаторе  $C1$

На эквивалентной схеме конденсатора, данной на **рис. 15.14**, определены переменные составляющие тока и напряжения.



**Рис. 15.14.** Определение входного напряжения конденсатора и пульсаций тока

Напряжения  $\Delta V_{CR}$  и  $\Delta V_{CC}$  определяют составляющие тока дросселя:

- $\Delta V_{CR}$  – пиковое напряжение на ESR (см. рис. 15.13);
- $\Delta V_{CC}$  – пиковое напряжение на ёмкости;
- $\Delta I_{LR}$  – составляющая тока дросселя, определяемая  $\Delta V_{CR}$ ;
- $\Delta I_{LC}$  – составляющая тока дросселя, определяемая  $\Delta V_{CC}$ .

$$\Delta I_{LR} = \frac{\Delta V_{CR}}{L} \cdot (DDT) \text{ [A]}. \quad (15.5)$$

Из-за неравенства напряжений доминирует ток  $\Delta I_{LR}$

$$\Delta I_{LR} = \frac{\Delta V_{CR}}{L} \cdot (DDT) \text{ [A]}. \quad (15.6)$$

## 15.8. Данные для проектирования входного фильтра

1. Пульсация напряжения пик-пик, $\Delta V_{cr}$	0.5 В
2. Пульсация тока источника пик-пик, $\Delta I_L$	0.010 А
3. Период колебаний, $T$	10 мкс
4. Относительное время потребления тока преобразователем, $D = t_{on}/T$	0.5
5. Относительное время запертого состояния ключа преобразователя, $D' = t_{off}/T^1$	0.5
6. Коэффициент, определяющий зависимость напряжения от нагрузки, $\alpha$	0.5%
7. Мощность, передаваемая через фильтр, $P_o$	50 Вт
8. Максимальный ток нагрузки, $\Delta I_c$	4 А
9. Средний входной ток, $I_{in} = I_{av} = \Delta I_c D$	2 А
10. Частота пульсации, $f$	100 кГц
11. Сердечник – феррит RM типа с зазором, $B_{max}$	0.25 Тл

**Шаг № 1.** Расчёт требуемой индуктивности дросселя.

$$L = \frac{\Delta V_{CR}}{\Delta I_L} (DD'T) = \frac{0.5}{0.01} 0.5 \cdot 0.5 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 0.000125 \text{ [Гн]}.$$

**Шаг № 2.** Расчёт энергии в дросселе.

$$\text{Энергия} = \frac{L I_{av}^2}{2} = \frac{125 \cdot 10^{-6} \cdot 2^2}{2} = 250 \cdot 10^{-6} \text{ [Вт} \cdot \text{с]}.$$

<sup>1</sup> Наихудший случай соотношения времён, когда  $D = D' = 0.5$ .

**Шаг № 3.** Расчёт коэффициента.

$$K_e = 0.45 \cdot P_o \cdot B_m^2 \cdot 10^{-4} = 0.145 \cdot 50 \cdot 0.25^2 \cdot 10^{-4} = 45.3 \cdot 10^{-6}.$$

**Шаг № 4.** Расчёт коэффициента геометрии  $K_g$ .

$$K_g = \frac{(\text{Энергия})^2}{K_e \alpha} = \frac{(25 \cdot 10^{-5})^2}{45.3 \cdot 10^{-6} \cdot 0.5} = 275 \cdot 10^{-5} [\text{см}^5].$$

**Шаг № 5.** Выбор ферритового сердечника РМ типа с подходящим значением коэффициента геометрии.

1. Тип сердечника	RM-6
2. Коэффициент геометрии сердечника, $K_g$	0.0044 см <sup>5</sup>
3. Площадь сечения сердечника, $A_c$	0.366 см <sup>2</sup>
4. Площадь окна сердечника, $W_a$	0.260 см <sup>2</sup>
5. Произведение площадей сердечника, $A_p$	0.0953 см <sup>4</sup>
6. Средняя длина витка, $MLT$	3.1 см
7. Длина средней силовой линии, $l_c$	2.86 см
8. Вес сердечника, $W_{tfe}$	5.5 г
9. Площадь поверхности дросселя, $A_t$	11.3 см <sup>2</sup>
10. Длина обмотки, $G$	0.82 см
11. Магнитная проницаемость, $\mu_m$	2500

**Шаг № 6.** Расчёт плотности тока. Используется произведение площадей  $A_p$ .

$$J = \frac{2(\text{Энергия}) \cdot 10^4}{B_m \cdot A_p \cdot K_u} = \frac{2(0.00025) \cdot 10^4}{0.25 \cdot 0.0953 \cdot 0.4} = 525 [\text{А/см}^2].$$

**Шаг № 7.** Расчёт требуемой площади сечения голого провода.

$$A_{w(B)} = \frac{I_{avg}}{J} = \frac{2.0}{525} = 0.00381 [\text{см}^2].$$

**Шаг № 8.** Выбор провода из табл. 4.9. Если требуемая и расчётная площади сечения отличаются на 10%, то следует выбрать ближайший меньший диаметр. Следует записать также удельное сопротивление.

Провод стандарта AWG	Площадь сечения голого провода [см <sup>2</sup> ]	Площадь сечения изолированного провода [см <sup>2</sup> ]	Отношение площадей	Удельное сопротивление [мкОм/см]
№ 21	0.00411	0.00484	0.798	419

**Шаг № 9.** Расчёт эффективной площади окна сердечника. Используется результат, полученный в шаге № 5. Обычно  $S_3 = 0.75$  (см. главу 4).

$$W_{a(\text{eff})} = W_a S_3 = 0.260 \cdot 0.75 = 0.195 \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 10.** Расчёт возможного количества витков. Используется провод, выбранный в шаге № 8. Типичное значение  $S_2 = 0.6$  (см. главу 4).

$$N = \frac{W_{a(\text{eff})} S_2}{A_w} = \frac{0.195 \cdot 0.6}{0.00484} = 24 \text{ [витка]}.$$

**Шаг № 11.** Расчёт требуемой длины зазора.

$$l_g = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N^2 \cdot A_c \cdot 10^{-8}}{0.000125} - \frac{l_c}{M_m} = \frac{1.26 \cdot 24^2 \cdot 0.366 \cdot 10^{-8}}{0.000125} - \frac{2.86}{2500} = 0.0201 \text{ [см]}.$$

**Шаг № 12.** Длина зазора в милах.

$$l_g = 7.91.$$

**Шаг № 13.** Расчёт фактора краевого потока.

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2G}{l_g} = 1 + \frac{0.0201}{\sqrt{0.366}} \ln \frac{2 \cdot 0.82}{0.0201} = 1.146.$$

**Шаг № 14.** Расчёт числа витков обмотки с учётом F.

$$N_n = \sqrt{\frac{l_g L}{0.4 \cdot \pi \cdot A_c \cdot F \cdot 10^{-8}}} = \sqrt{\frac{0.0201 \cdot 0.000125}{1.26 \cdot 0.366 \cdot 1.146 \cdot 10^{-8}}} = 22 \text{ [витка]}.$$

**Шаг № 15.** Расчёт сопротивления обмотки. Используются данные из шагов № 5 и № 8.

$$R_L = (MLT) \cdot N_n \cdot \rho = 3.1 \cdot 22 \cdot 419 \cdot 10^{-6} = 0.0286 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 16.** Расчёт потерь в меди обмотки.

$$P_{Cu} = I_{\text{avg}}^2 \cdot R_L = 2^2 \cdot 0.0286 = 0.114 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 17.** Расчёт коэффициента.

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o} 100\% = \frac{0.114}{50} \cdot 100\% = 0.228 \text{ [\%]}.$$

**Шаг № 18.** Расчёт индукции.

$$B_{ac} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N_n (\Delta I / 2) \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{l_c}{M_m}} = \frac{1.26 \cdot 22 \cdot 1.14 (0.01 / 2) \cdot 10^{-4}}{0.0197 + \frac{2.86}{2500}} = 0.000758 \text{ [Тл]}.$$

**Шаг № 19.** Расчёт удельной мощности для феррита по материалу главы 2.

$$\rho = K \cdot f^m \cdot B_{ac}^n = 0.00198 \cdot (10^5)^{1.36} \cdot (758 \cdot 10^{-6})^{2.86} = 14.9 \cdot 10^{-6} \text{ [мВт/г]}.$$

**Шаг № 20.** Расчёт потерь в сердечнике.

$$P_{Fe} = P \cdot W_{tFe} \cdot 10^{-3} = 14.9 \cdot 10^{-6} \cdot 5.5 \cdot 10^{-3} = 0.082 \cdot 10^{-6} \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 21.** Расчёт суммарных потерь.

$$P_{\Sigma} = P_{Fe} + P_{Cu} = 0.082 \cdot 10^{-6} + 0.114 = 0.114 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 22.** Расчёт мощности, приходящейся на единицу поверхности дросселя,  $\Psi$ . Площадь поверхности была задана в шаге № 5.

$$\Psi = \frac{P_y}{A_t} = \frac{0.114}{11.3} = 0.010 \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 23.** Расчёт температуры перегрева дросселя.

$$T_r = 450(\Psi)^{0.826} = 450 \cdot (0.010)^{0.826} = 10^\circ \text{C}.$$

**Шаг № 24.** Расчёт пикового значения индукции.

$$B_{pk} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N_n \cdot F \left( I_{dc} + \frac{\Delta I}{2} \right) \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{l_c}{M_m}} = \frac{1.26 \cdot 22 \cdot 1.14 \cdot 2.005 \cdot 10^{-4}}{0.0197 + \frac{2.86}{2500}} = 0.304 \text{ [Тл]}.$$

**Шаг № 25.** Расчёт коэффициента использования окна.

$$K_u = \frac{A_{w(B)} \cdot N_n}{W_a} = \frac{0.00411 \cdot 22}{0.260} = 0.348.$$

## 15.9. Источники

1. T. K. Phelps and W. S. Tate, "Optimizing Passive Input Filter Design," (no source).
2. David Silber, "Simplifying the Switching Regulator Input Filter," Solid-State Power Conversion, May/June 1975.
3. Dan Sheehan, "Designing a Regulator's LC Input Filter: 'Ripple' Method Prevents Oscillation Woes," Electronic Design 16, August 2, 1979.

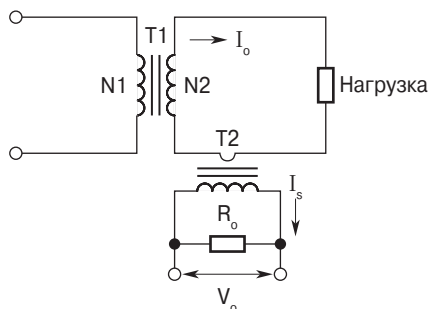
# 16

## Проектирование трансформатора тока

1	Введение	391
2	Анализ составляющих входного тока	391
3	Уникальность трансформатора тока	393
4	Примеры схем, использующих трансформатор тока	394
5	Пример проектирования трансформатора тока	396
6	Результаты проектирования	398

## 16.1. Введение

Трансформаторы тока используются для измерения или наблюдения за формой импульсов тока в проводе силовой схемы. Они очень полезны в сильноточных цепях, где ток больше предельного, на который рассчитаны вмонтированные измерители. Другая область применения связана с защитой от сверхтоков силовых цепей инверторов или преобразователей. Многовитковая вторичная обмотка позволяет получить удобную величину тока для срабатывания схем защиты или наблюдения за процессом (см. **рис. 16.1**).

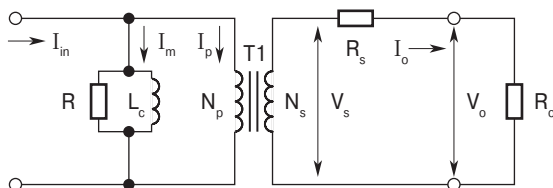


**Рис. 16.1.** Простая схема наблюдения за током вторичной обмотки

При проектировании трансформатора тока нужно особенно тщательно подбирать материал сердечника, поскольку ток намагничивания  $I_m$  вычитается из наблюдаемого тока и таким образом определяет ошибку измерения. Кроме того, возможно появление дополнительного фазового сдвига.

Упрощённая эквивалентная схема трансформатора тока, представленная на **рис. 16.2**, показывает его важные элементы. Коэффициент трансформации

$$n = \frac{N_s}{N_p}. \quad (16.1)$$



**Рис. 16.2.** Упрощённая эквивалентная схема трансформатора тока

## 16.2. Анализ составляющих входного тока

Чтобы лучше понять свойства трансформатора тока, целесообразно рассмотреть его входной ток как сумму нескольких составляющих. Ампер-витки  $I_{in}N_p$  соз-

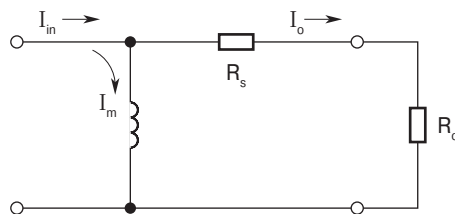


дают магнитный поток в сердечнике. Ток  $I_m$  (см. рис. 16.2) следует рассматривать как часть входного тока  $I_{in}$ , которая определяет процесс намагничивания сердечника (гистерезис) и потери от вихревых токов в сердечнике ( $R_e$ ). Если индуктивность сердечника  $L_c$  и сопротивление потерь  $R_e$  малы из-за низкой магнитной проницаемости материала сердечника, то потери в сердечнике велики и лишь часть входного тока доходит до нагрузки  $R_o$ . А это определяет ошибку измерения. Соотношение тока намагничивания  $I_m$  и тока  $I_o$  видно из **рис. 16.3**.

Ток намагничивания  $I_m$  определяется следующим уравнением:

$$I_m = \frac{H \cdot l_c}{0.4 \cdot \pi \cdot N} \text{ [A]}, \quad (16.2)$$

где  $H$  – намагничивающая сила, а  $l_c$  – длина средней силовой линии.



**Рис. 16.3.** Соотношение между входным и выходным токами

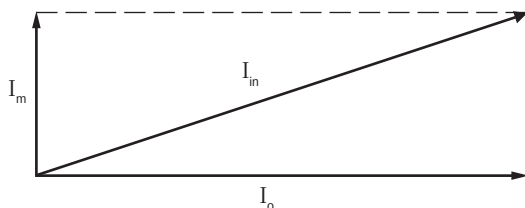
Входной ток  $I_{in}$  состоит из тока намагничивания  $I_m$  и тока нагрузки  $I_o$ .

$$I_{in}^2 = I_m^2 + I_o^2 \text{ [A]}. \quad (16.3)$$

$$I_m^2 = I_{in}^2 - I_o^2 \text{ [A]}. \quad (16.4)$$

$$I_m = I_{in} \left[ 1 - \left( \frac{I_o}{I_{in}} \right)^2 \right]^{0.5} \text{ [A]}. \quad (16.5)$$

Это уравнение графически представлено на **рис. 16.4**. Чем больше ток намагничивания  $I_m$ , тем больше ошибка измерения. Сопротивление потерь  $R_e$  также забирает часть входного тока  $I_{in}$ , увеличивая тем самым ошибку измерения. Наименьшая ошибка будет при использовании магнитного материала с наименьшей величиной намагничивающей силы  $H$ .



**Рис. 16.4.** Векторная диаграмма токов трансформатора тока

## 16.3. Уникальность трансформатора тока

Трансформатор тока функционирует в режиме, сильно отличающемся от режима трансформатора напряжения. Он работает в режиме, когда задан первичный ток и его задача – обеспечить независимость вторичного тока от  $R_o$ . Трансформатор тока успешно работает в диапазоне нагрузок от короткого замыкания до такого сопротивления, при котором произойдёт насыщение сердечника или пробой трансформатора.

Трансформатор тока не может работать в режиме холостого хода, в отличие от трансформатора напряжения, который не может работать в режиме короткого замыкания. Первичный ток трансформатора тока не зависит от нагрузки, подключённой к его вторичной обмотке. При обрыве тока вторичной обмотки  $I_o$  напряжение на её зажимах растёт неограниченно. В трансформаторе тока, как и в любом другом, должно выполняться следующее соотношение:

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{N_s}{N_p}. \quad (16.6)$$

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора тока определяется током  $I_o$ , сопротивлением нагрузки  $R_o$  и сопротивлением провода обмотки  $R_s$ .

$$V_s = I_o(R_s + R_o) \text{ [В]}. \quad (16.7)$$

Если нагрузка  $R_o$  подключена к обмотке через выпрямитель, то следует учесть напряжение на диоде.

$$V_s = I_o(R_s + R_o) + V_d \text{ [В]}. \quad (16.8)$$

$$V_s \approx V_o + V_d \text{ [В]}. \quad (16.9)$$

Отношение токов определяет отношение витков. Нагрузка  $R_o$  определяет величину напряжения  $V_s$ . Уравнение (16.10) позволяет определить требуемую площадь поперечного сечения сердечника  $A_c$ . Теперь нужно выбрать материал сердечника, который имеет максимальную магнитную проницаемость в рабочем диапазоне изменения индукции  $B_{ac}$ .

$$A_c = \frac{I_{in}(R_s + R_o) \cdot 10^4}{K_f \cdot B_{ac} \cdot f \cdot N_s} \text{ [см}^2\text{]}. \quad (16.10)$$

Материал сердечника должен обеспечить достаточно большую индуктивность намагничивания  $L_c$  и достаточно большое сопротивление потерь  $R_e$ .

$$L_c = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N_p^2 \cdot A_c \cdot 10^{-8}}{l_c} \text{ [Гн]}. \quad (16.11)$$

$R_e$  – эквивалент потерь в сердечнике.

$$R_c = \frac{V_s / n}{P_{Fe}} [\text{Ом}]. \quad (16.12)$$

Где

$$\frac{R_c}{n^2} [R_s + R_o]. \quad (16.13)$$

и

$$\frac{2\pi f L_c}{n^2} [R_s + R_o]. \quad (16.14)$$

Тогда

$$I_p = n I_s. \quad (16.15)$$

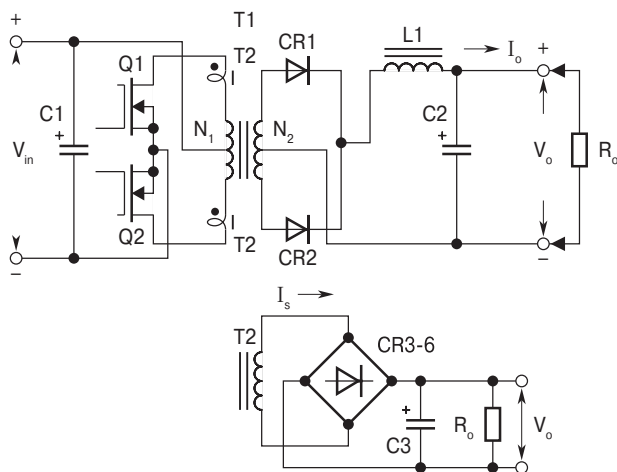
или

$$I_p N_p = I_s N_s. \quad (16.16)$$

Исключения промышленные образцы относительно низкой точности, трансформаторы тока изготавливают на основе тороидальных сердечников, которые уменьшают ошибку, связанную с индуктивностью рассеивания. Некоторые ошибки могут быть скомпенсированы путём подбора числа витков вторичной обмотки.

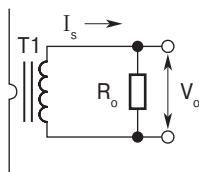
## 16.4. Примеры схем, использующих трансформатор тока

Примеры схем представлены на рис. 16.5...16.8.

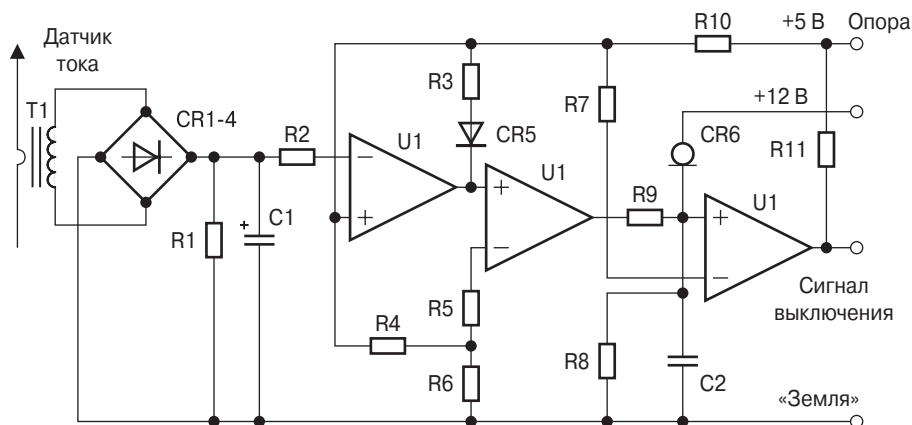


**Рис. 16.5.**

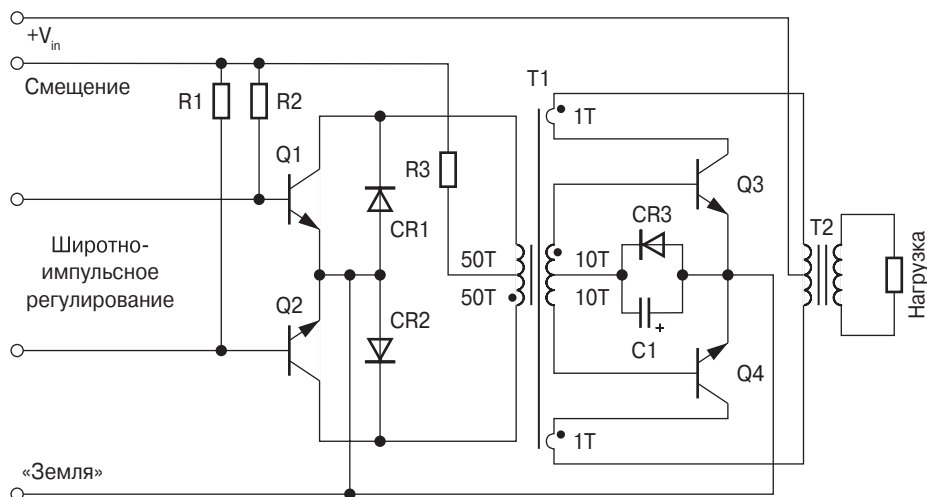
Трансформаторы тока T2 используются для наблюдения тока стока полевых транзисторов Q1 и Q2



**Рис. 16.6.** Использование трансформатора тока T1 для наблюдения тока шины



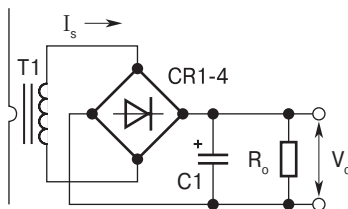
**Рис. 16.7.** Использование трансформатора тока T1 в качестве детектора уровня



**Рис. 16.8.** Использование трансформатора тока T1 для регенеративного включения транзисторов Q3 и Q4

## 16.5. Пример проектирования трансформатора тока

Следующие данные являются исходными для проектирования трансформатора тока, показанного на **рис. 16.9**.



**Рис. 16.9.** Следящий трансформатор тока с нагрузкой, подключённой через выпрямитель

- |   |                       |
|---|-----------------------|
| 1. Количество витков первичной обмотки                      | 1                     |
| 2. Входной ток, $I_{in}$                                    | 0...5 А               |
| 3. Выходное напряжение, $V_o$                               | 0...5 В               |
| 4. Сопротивление нагрузки, $R_o$                            | 500 Ом                |
| 5. Рабочая частота, $f$ (меандр)                            | 2500 Гц               |
| 6. Размах индукции в сердечнике, $B_{ac}$                   | 0.2 Тл                |
| 7. Максимальная доля потерь в сердечнике (ошибка измерения) | 3%                    |
| 8. Напряжение на диодах, $V_d$                              | 1 В                   |
| 9. Магнитный материал сердечника                            | Супермаллой (0.05 мм) |
| 10. Коэффициент формы, $K_f$                                | 4.0                   |

**Шаг № 1.** Расчёт вторичного тока.

$$I_s = \frac{V_o}{R_o} = \frac{5.0}{500} = 0.01 [\text{A}].$$

**Шаг № 2.** Расчёт количества витков вторичной обмотки.

$$N_s = \frac{I_p N_p}{I_s} = \frac{5 \cdot 1.0}{0.01} = 500 [\text{витков}].$$

**Шаг № 3.** Расчёт напряжения на вторичной обмотке.

$$V_s = V_o + 2V_d = 5.0 + 2 \cdot 1.0 = 7 [\text{В}].$$

**Шаг № 4.** Расчёт требуемой площади сечения сердечника.

$$A_c = \frac{V_s \cdot 10^4}{K_f \cdot B_{ac} \cdot f N_s} = \frac{7 \cdot 10^4}{4 \cdot 0.2 \cdot 2500 \cdot 500} = 0.07 [\text{см}^2].$$

**Шаг № 5.** Выбор ленточного тороидального сердечника с толщиной ленты 0.05 мм с площадью сечения 0.07 см<sup>2</sup> по данным главы 3.

Тип сердечника	52000
Производитель	Magnetics
Магнитный материал	Кремний 0.05 мм
Длина средней силовой линии, $l_c$	4.99 см
Вес сердечника, $W_{tFe}$	3.3 г
Вес меди обмотки, $W_{tCu}$	8.1 г
Средняя длина витка обмотки, $MLT$	2.7 см
Площадь сечения, $A_c$	0.086 см <sup>2</sup>
Площадь окна сердечника, $W_a$	0.851 см <sup>2</sup>
Произведение площадей сердечника, $A_p$	0.0732 см <sup>4</sup>
Коэффициент геометрии, $K_g$	0.000938 см <sup>5</sup>
Площадь поверхности трансформатора, $A_t$	20.6 см <sup>2</sup>

**Шаг № 6.** Расчёт эффективной площади окна сердечника. Типичное значение  $S3 = 0.75$  (см. главы 4).

$$W_{a(eff)} = W_a \cdot S3 = 0.851 \cdot 0.75 = 0.638 [\text{см}^2].$$

**Шаг № 7.** Расчёт площади окна, занятой вторичной обмоткой.

$$W_{a(sec)} = \frac{W_{a(eff)}}{2} = \frac{0.638}{2} = 0.319 [\text{см}^2].$$

**Шаг № 8.** Расчёт площади сечения провода в изоляции. Коэффициент заполнения  $S2 = 0.6$ .

$$A_w = \frac{W_{a(sec)} \cdot S2}{N_s} = \frac{0.319 \cdot 0.6}{500} = 0.000383 [\text{см}^2].$$

**Шаг № 9.** Выбор провода с требуемой площадью сечения из **табл. 4.9**. Если сечение табличного провода отличается на 10% от расчётного, то выбирается провод ближайшего меньшего размера.

Провод стандарта AWG №33.

$$\text{Сечение } A_w = 0.000362 \text{ см}^2.$$

**Шаг № 10.** Расчёт сопротивления вторичной обмотки. Используется значение удельного сопротивления  $\rho$  и  $MLT$ , заданные в шаге № 5.

$$\rho = 6748 \cdot 10^{-6} [\text{Ом} \cdot \text{см}].$$

$$R_s = MLT \cdot N_s \cdot \rho = 2.7 \cdot 500 \cdot 6748 \cdot 10^{-6} = 9.11 [\text{Ом}].$$

**Шаг № 11.** Расчёт выходной мощности.

$$P_o = I_s(V_o + 2V_d) = 0.01(5.0 + 2 \cdot 1.0) = 0.070 [\text{Вт}].$$

**Шаг № 12.** Расчёт потерь в сердечнике с учётом заданной доли потерь 3%.

$$P_{\text{Fe}} = 0.03 P_o = 0.03 \cdot 0.07 = 0.0021 [\text{Вт}].$$

**Шаг № 13.** Расчёт эффективного веса сердечника. Учитывается коэффициент коррекции веса  $K_w$  для супермаллоя (см. главу 2).

$$W_{\text{tFe(eff)}} = W_{\text{tFe}} \cdot K_w = 3.3 \cdot 1.148 = 3.79 [\text{г}].$$

**Шаг № 14.** Расчёт удельных потерь в сердечнике.

$$P_{\text{уд.}} = \frac{P_{\text{Fe}}}{W_{\text{tFe}}} \cdot 10^3 = \frac{0.0021}{3.79} \cdot 10^3 = 0.554 [\text{мВт/г}].$$

**Шаг № 15.** Расчёт нового значения индукции с учётом реальной площади сечения сердечника  $A_c$ .

$$B_{\text{ac}} = \frac{V_s \cdot 10^4}{K_f \cdot A_c \cdot f \cdot N_s} = \frac{7.0 \cdot 10^4}{4 \cdot 0.086 \cdot 2500 \cdot 500} = 0.162 [\text{Тл}].$$

**Шаг № 16.** Расчёт уточнённого значения удельных потерь в сердечнике.

$$P_{\text{уд}} = 0.000179 \cdot f^{1.48} \cdot B_{\text{ac}}^{2.15} = 0.000179 \cdot 2500^{1.48} \cdot 0.162^{2.15} = 0.382 [\text{мВт/г}].$$

**Шаг № 17.** Расчёт потерь в сердечнике.

$$P_{\text{Fe}} = W_{\text{tFe}} \cdot P_{\text{уд.}} = 3.79 \cdot 0.382 \cdot 10^{-3} = 0.00145 [\text{Вт}].$$

**Шаг № 18.** Расчёт ошибки измерения за счёт потерь в сердечнике.

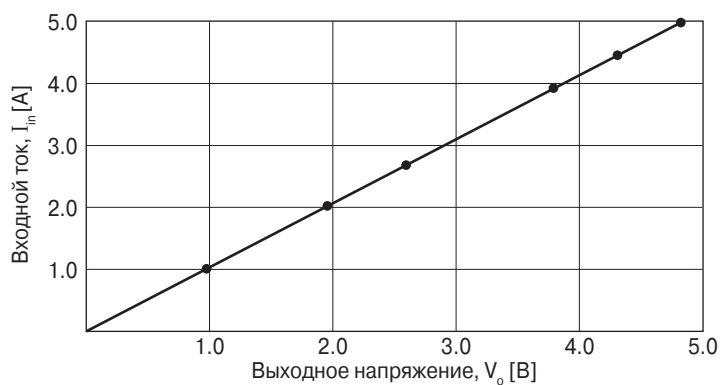
$$\Delta = \frac{P_{\text{Fe}}}{P_o} 100 \% = \frac{0.00145}{0.07} 100 \% = 2.07 [\%].$$

## 16.6. Результаты проектирования

Спроектированный трансформатор был сделан и испытан. Данные представлены в **табл. 16.1**. Графическая зависимость выходного напряжения от входного тока показана на **рис. 16.10**. Ошибка преобразования – 3.4%. Сопротивление вторичной обмотки – 6.5 Ом.

**Таблица 16.1. Данные трансформатора тока**

$I_{in}$ [A]	$I_o$ [B]	$I_{in}$ [A]	$I_o$ [B]	$I_{in}$ [A]	$I_o$ [B]
0.250	0.227	1.441	1.377	3.625	3.488
0.500	0.480	2.010	1.929	3.942	3.791
0.746	0.722	2.400	2.310	4.500	4.339
1.008	0.978	2.693	2.593	5.014	4.831
1.262	1.219	3.312	3.181	5.806	5.606

**Рис. 16.10.** Зависимость выходного напряжения от входного тока для трансформатора тока

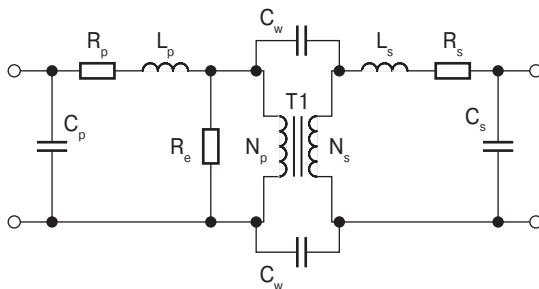


# 17 Ёмкость обмотки и индуктивность рассеивания

1	Введение	401
2	Паразитные эффекты	401
3	Поток рассеивания	402
4	Минимизация индуктивности рассеивания	405
5	Ёмкость обмотки	406
6	Межвитковая ёмкость обмотки	408
7	Межслойная ёмкость обмотки трансформатора	408
8	Межобмоточная ёмкость	409
9	Паразитная ёмкость	410
10	Источники	411

## 17.1. Введение

При работе трансформаторов на высоких частотах на первый план выдвигаются проблемы, связанные с возрастающей ролью потерь в сердечнике, индуктивностью рассеивания и ёмкостью обмоток. Проектирование высокочастотных силовых преобразователей – процесс менее критичный, чем проектирование высокочастотных широкополосных аудиотрансформаторов. Работа на фиксированной частоте требует меньшего количества витков, и поэтому будут меньше индуктивность рассеивания и ёмкость, с которыми приходится иметь дело. Эквивалентная схема двухобмоточного трансформатора показана на **рис. 17.1**.



**Рис. 17.1.** Эквивалентная схема трансформатора

При высокочастотном проектировании необходимо более внимательно продумывать параметры обмотки, т. к. структура и ориентация обмотки определяют величину индуктивности рассеивания и ёмкость, которые являются распределёнными элементами. Однако для упрощения анализа их считают сосредоточенными элементами (см. рис. 17.1). Индуктивность рассеивания первичной обмотки обозначена  $L_p$ , вторичной –  $L_s$ ; эквивалентная сосредоточенная ёмкость первичной обмотки –  $C_p$ , вторичной –  $C_s$ ; активное сопротивление обмоток представлено резисторами  $R_p$  и  $R_s$ .  $C_w$  – эквивалентная сосредоточенная межобмоточная ёмкость;  $R_b$  – сопротивление, отражающее потери в сердечнике.

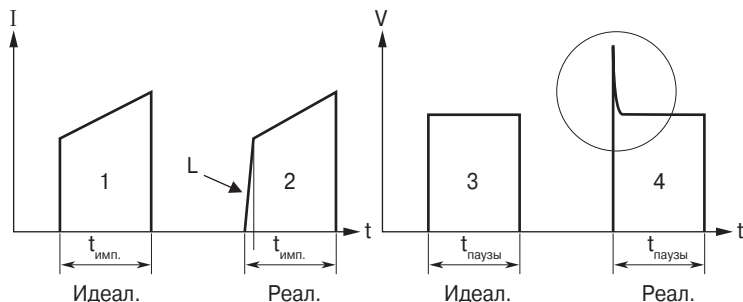
## 17.2. Паразитные эффекты

Влияние индуктивности рассеивания на работу силового переключающего транзистора показано на **рис. 17.2**. Всплески напряжения связаны с энергией накопленной в потоке рассеивания. Они возрастают с ростом нагрузки. Эти всплески всегда появляются на переднем фронте импульса напряжения.

$$\text{Энергия} = \frac{LI_{\text{pk}}^2}{2} [\text{Вт} \cdot \text{с}], \quad (17.1)$$

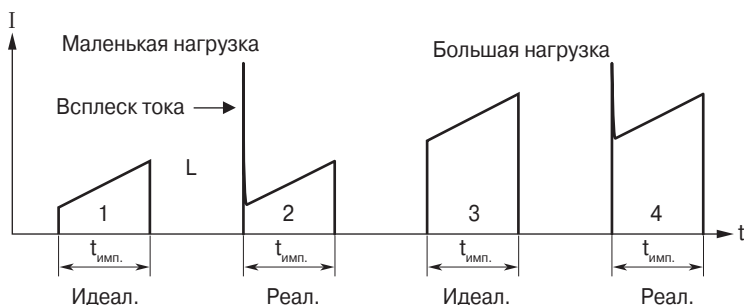
где  $L$  – индуктивность рассеивания.

Трансформаторы, проектируемые для работы в ключевом режиме, должны иметь минимальную индуктивность рассеивания для уменьшения возможных коммутационных всплесков напряжения, как показано на рис. 17.2. Влияние этой индуктивности проявляется в затягивании фронта нарастания тока.



**Рис. 17.2.** Влияние индуктивности рассеивания на форму импульса и напряжения на транзисторе

Трансформаторы, предназначенные для силовых преобразователей, обычно имеют на входе импульс напряжения прямоугольной формы, который характеризуется малым временем нарастания и спада. Такая форма предопределяет значительный всплеск тока на переднем фронте из-за паразитной ёмкости трансформатора. Временные диаграммы импульсов тока показаны на **рис. 17.3**. Паразитная ёмкость перезаряжается каждую половину периода. Паразитная ёмкость и индуктивность рассеивания трансформатора находятся во взаимно обратной зависимости: при увеличении индуктивности уменьшается ёмкость и наоборот.

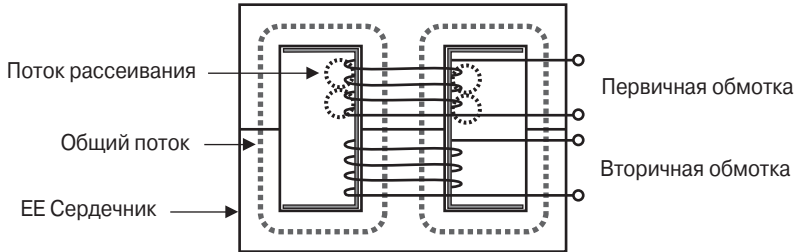


**Рис. 17.3.** Идеальная и реальная формы импульсов тока транзистора

### 17.3. Поток рассеивания

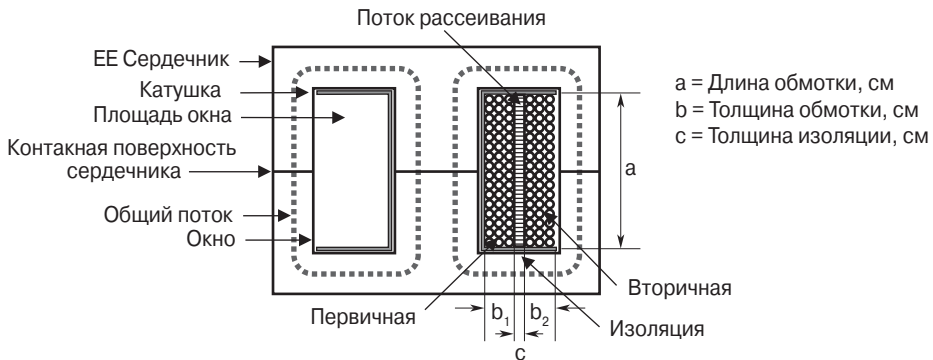
Поток рассеивания первичной обмотки распределён между её витками и не пересекается с витками вторичной обмотки. Он не является частью общего

магнитного потока, связывающего обмотки. Примерная картина этой ситуации показана на **рис. 17.4**. Для упрощения анализа индуктивность рассеивания представляется сосредоточенным элементом схемы, как показано на рис. 17.1.



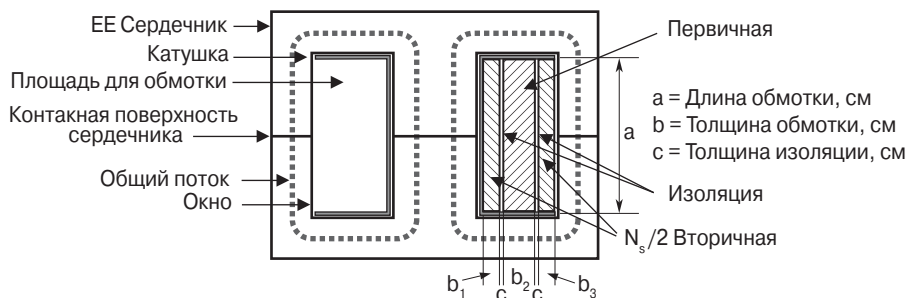
**Рис. 17.4.** Поток рассеивания

В катушке с послойной намоткой существенное снижение индуктивности рассеивания наблюдается при чередовании слоёв первичной и вторичной обмоток. Стандартный трансформатор с одной первичной и одной вторичной обмоткой показан на **рис. 17.5**. Уравнение (17.2) позволяет рассчитать его индуктивность рассеивания. Если у того же трансформатора разместить первичную обмотку между слоями вторичной (см. **рис. 17.6**), индуктивность рассеивания уменьшается. Она может быть рассчитана по уравнению (17.3). Можно ещё уменьшить индуктивность рассеивания, если выполнить трансформатор в соответствии с **рис. 17.7**. Её можно рассчитать по уравнению (17.4). Обмотки трансформатора можно также выполнить по **рис. 17.8**. Расчётное уравнение – (17.5). С той же целью можно выполнить обмотки по **рис. 17.9**. Расчётное уравнение – (17.6).



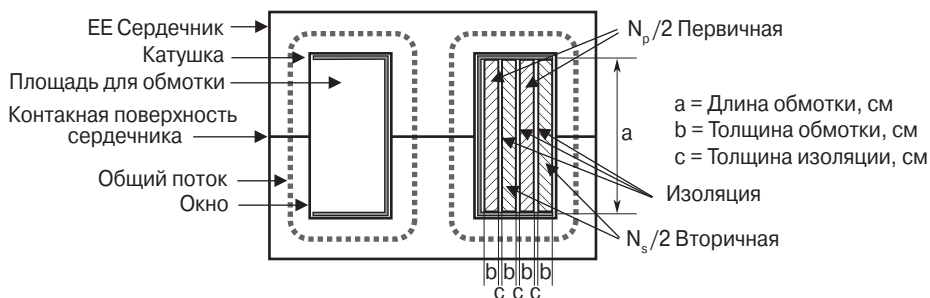
**Рис. 17.5.** Стандартная конфигурация трансформатора

$$L_p = \frac{4\pi(MLT)N_p^2}{\alpha} \left( c + \frac{b_1 + b_2}{3} \right) \cdot 10^{-9} \text{ [Гн]}. \quad (17.2)$$



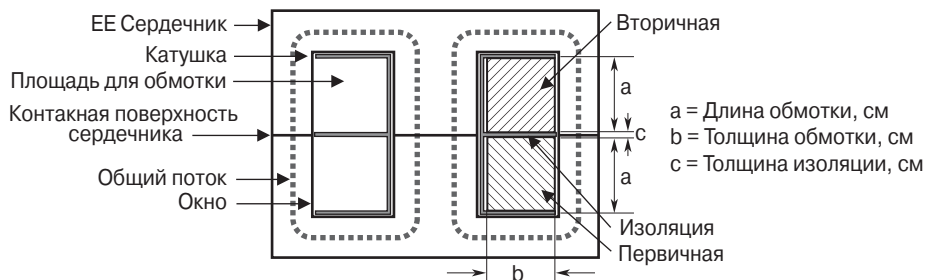
**Рис. 17.6.** Стандартная конфигурация трансформатора с чередующимися слоями обмоток

$$L_p = \frac{n(MLT) \cdot N_p^2}{a} \left( \Sigma c + \frac{\Sigma b}{3} \right) \cdot 10^{-9} \text{ [Гн]}. \quad (17.3)$$



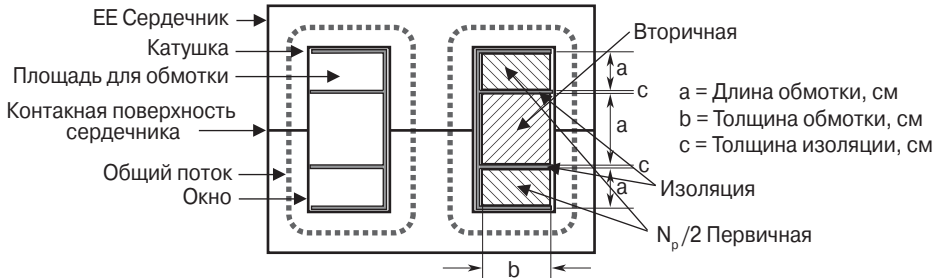
**Рис. 17.7.** Секционированная конструкция обмоток трансформатора

$$L_p = \frac{\pi(MLT) \cdot N_p^2}{\alpha} \left( \Sigma c + \frac{\Sigma b}{3} \right) \cdot 10^{-9} \text{ [Гн]}. \quad (17.4)$$



**Рис. 17.8.** Горшковый сердечник с секционированными обмотками

$$L_p = \frac{4\pi(MLT) \cdot N_p^2}{b} \left( c + \frac{\Sigma a}{3} \right) \cdot 10^{-9} \text{ [Гн]}. \quad (17.5)$$

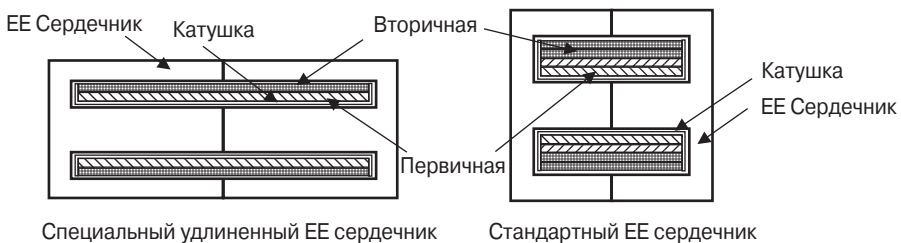


**Рис. 17.9.** Модифицированное расположение обмоток в трансформаторе на горшковом сердечнике

$$L_p = \frac{\pi(MLT) \cdot N_p^2}{b} \left( \Sigma c + \frac{\Sigma a}{3} \right) \cdot 10^{-9} \text{ [Гн]}. \quad (17.6)$$

## 17.4. Минимизация индуктивности рассеивания

Геометрия сердечника сильно влияет на величину индуктивности рассеивания. Для её минимизации первичная обмотка должна располагаться на удлинённой катушке или трубке, а вторичная должна быть намотана возможно более плотно с минимумом изоляции. Магнитные сердечники могут иметь одинаковые параметры, но один из них обеспечивает меньшую индуктивность рассеивания, чем другие. Например, на **рис. 17.10** показаны два сердечника с одинаковой площадью окна, один из которых вдвое длиннее и имеет толщину обмотки в два раза меньшую, чем другой.



**Рис. 17.10.** Сравнение стандартного и удлинённого сердечников

Если используется послойная намотка, единственный способ уменьшить индуктивность рассеивания — разделить первичную обмотку на секции и

поместить вторичную обмотку между ними, как показано на рис. 17.7. Этот способ может войти в противоречие с Европейской спецификацией VDE в части расстояния между выводами и требованием минимума изоляции между обмотками. Большая проблема связана с минимизацией индуктивности рассеивания в трансформаторе двухтактного преобразователя. Специального решения требует симметрирование индуктивностей рассеивания полуобмоток трансформатора и симметрирование их активных сопротивлений во избежание несимметричного намагничивания сердечника. Хорошее решение указанных задач – бифилярная намотка обмоток. При этом значительно снижается индуктивность рассеивания. Это же условие должно выполняться для вторичной обмотки, если она выполнена с выводом средней точки. Бифилярная намотка производится двумя изолированными, тесно прижатыми друг к другу проводками. Не следует использовать бифилярный провод во избежание значительного увеличения ёмкости. Индуктивность рассеивания при этом можно снизить в несколько раз.

## 17.5. Ёмкость обмотки

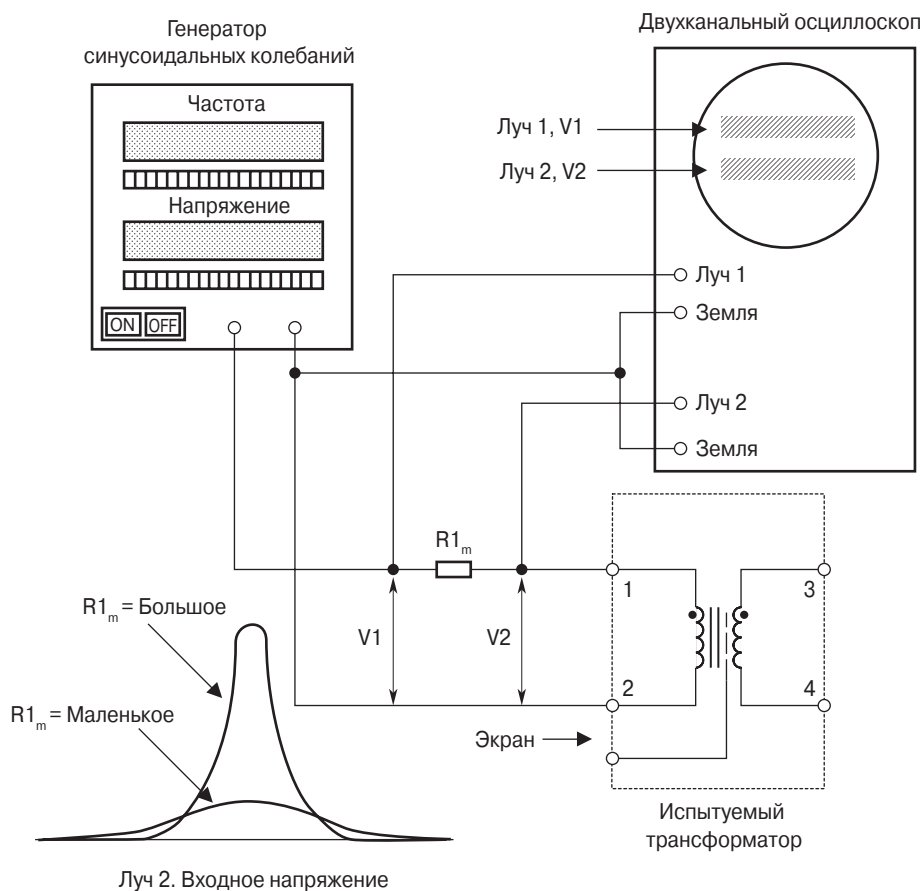
Работа на высоких частотах ставит перед разработчиком непростую задачу уменьшения ёмкости обмотки. Влияние ёмкости проявляется в трёх аспектах. Во-первых, это возможность резонансных явлений. Во-вторых, с этой ёмкостью может быть связано появление значительного всплеска тока при работе в ключевом режиме. В-третьих, это возможность электростатических наводок на окружающую аппаратуру.

При работе трансформатора различные градиенты напряжения возникают почти везде. Эти градиенты возникают из-за большого разнообразия ёмкостей трансформатора в зависимости от числа витков и расположения обмоток. При проектировании высокочастотных преобразователей ряд факторов контролируются количеством витков обмотки. Это индукция в сердечнике и связанные с ней потери, рабочие уровни напряжения на первичной и вторичной стороне, индуктивность первичной обмотки.

При минимальном количестве витков обмотки ёмкость её тоже минимальна. Ёмкость может быть четырёх категорий: межвитковая ёмкость, ёмкость между слоями обмотки, ёмкость между обмотками, паразитная ёмкость. Влияние ёмкости хорошо отражается включением сосредоточенного конденсатора  $C_p$  параллельно первичной обмотке, как это сделано на рис. 17.1. Эту сосредоточенную ёмкость очень трудно рассчитать. Значительно проще измерить индуктивность первичной обмотки и резонансную частоту трансформатора или дросселя, как это показано на **рис. 17.11**, а затем рассчитать ёмкость по уравнению (17.7). Тестовая схема, изображённая на рис. 17.11, работает следующим образом. Входное напряжение  $V_1$  поддерживается на постоянном уровне, а частота его плавно изменяется. Одновременно наблюдается величина  $V_2$ .

В резонансе  $V_2$  достигает максимальной величины. При этом фазовый сдвиг между синусоидами  $V_1$  и  $V_2$  равен нулю.

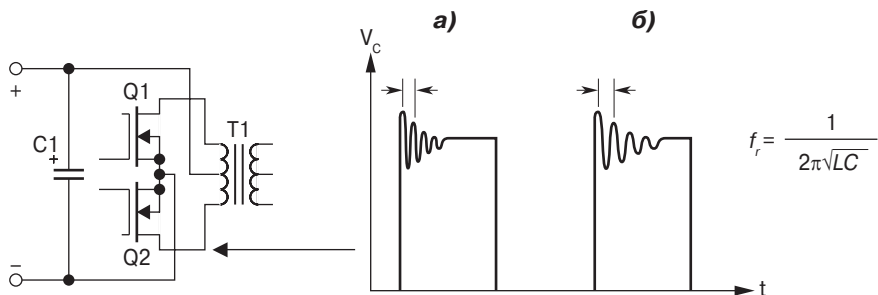
$$C_p = \frac{1}{\omega_r^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L} [\Phi]. \quad (17.7)$$



**Рис. 17.11.** Схема измерения собственной резонансной частоты трансформатора

Ёмкость и индуктивность рассеивания трансформаторов, предназначенных для работы в ключевом режиме, например, в случае преобразователей напряжения, должны быть сведены к минимуму, т. к. из-за них возникают перенапряжения и осцилляции, как показано на **рис. 17.12**. Частота осцилляций может значительно изменяться после заливки трансформатора компаундом, как показано на **рис. 17.12а** и **17.12б**.

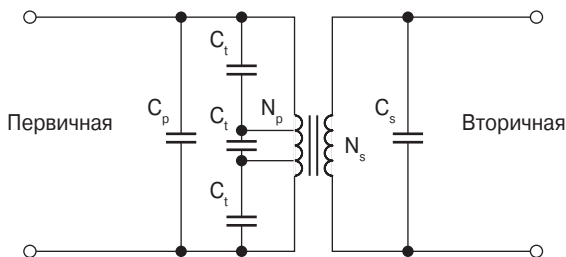




**Рис. 17.12.** Импульсы напряжения на первичной обмотке с осцилляциями на переднем фронте

## 17.6. Межвитковая ёмкость обмотки

Межвитковая ёмкость  $C_p$ , показанная на **рис. 17.13**, не создаёт проблем при работе на высокой частоте в случае низковольтных силовых преобразователей при малом числе витков обмотки трансформатора. Если же нужно уменьшить межвитковую ёмкость, используйте обмоточный провод в изоляции с меньшей диэлектрической постоянной (см. главу 4).



**Рис. 17.13.** Межвитковая ёмкость обмотки трансформатора

## 17.7. Межслойная ёмкость обмотки трансформатора

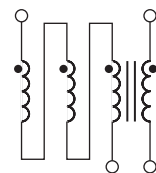
От межслойной ёмкости первичной и вторичной обмоток зависит величина сосредоточенной ёмкости  $C_p$ . Есть три способа минимизации межслойной ёмкости. Можно разделить первичную и вторичную обмотки на секции и при намотке их чередовать, как показано на **рис. 17.7**. Вторым можно назвать такой способ намотки, при котором начала всех последующих слоёв находятся на одном уровне (см. **рис. 17.14**). В этом случае в области начала слоёв на межобмоточной ёмкости будет нулевая разность потенциалов (способ Fold-back). И третий способ – увеличение толщины межслойной изоляции, при

котором межслойная ёмкость уменьшается, но увеличивается индуктивность рассеивания. Следует иметь в виду, что чередование слоёв первичной и вторичной обмоток ведёт к увеличению межобмоточной ёмкости.

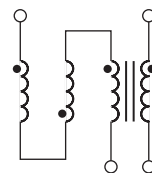
Трансформаторы и дроссели, использующие тороидальные сердечники, тоже будут иметь проблемы с паразитными ёмкостями, если не принять соответствующие меры в самом начале изготовления. Трудно рассчитать ёмкость обмотки из-за необычной формы сердечника. В простейшем случае можно на сердечнике с помощью клейкой ленты разметить зоны расположения обмоток (см. **рис. 17.15**). Но следует отметить, что при этом очень сильно увеличивается индуктивность рассеивания.

Другой путь уменьшения ёмкости состоит в применении прогрессивного метода намотки: 5 витков вперед и 4 витка назад, затем 10 витков вперед и так повторяется до выполнения всей обмотки (см. **рис. 17.16** и **17.17**).

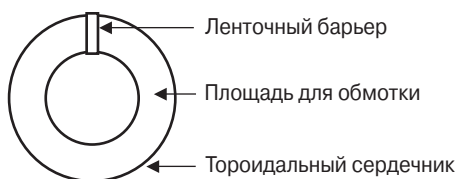
Способ Foldback



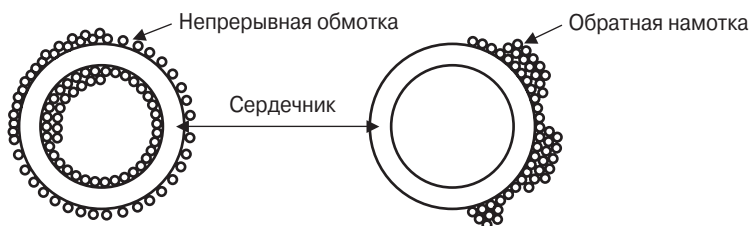
Способ типа U



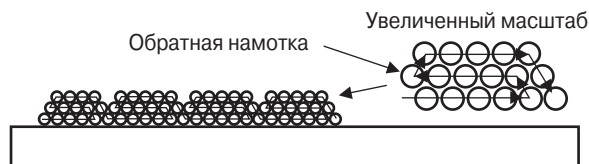
**Рис. 17.14.** Сравнение способов намотки слоёв обмоток



**Рис. 17.15.** Разметка клейкой лентой границ расположения обмоток



**Рис. 17.16.** Прогрессивный способ намотки (вид сверху)

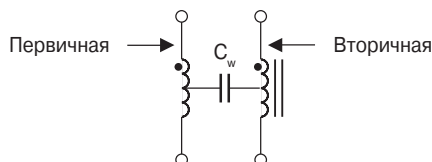


**Рис. 17.17.** Прогрессивный способ намотки (вид сбоку)

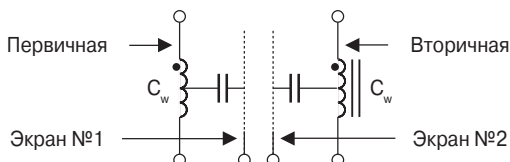
## 17.8. Межобмоточная ёмкость

Правильно выполненные обмотки – это залог успеха в борьбе за снижение шумов, синфазных помех, которые могут привести к нестабильной работе всего

устройства. Межобмоточная ёмкость (см. **рис. 17.18**) может быть уменьшена путём увеличения толщины межобмоточной изоляции. Однако при этом увеличивается индуктивность рассеивания. Ёмкостная связь между обмотками может быть уменьшена и без увеличения индуктивности рассеивания. Это может быть достигнуто путём введения межобмоточного экрана (**рис. 17.19**). Электростатический экран обычно выполняется из медной фольги. Он обычно закладывается вместе с межобмоточной изоляцией. Иногда экран может быть трёхслойным. Всё зависит от уровня помех и требований по их подавлению.



**Рис. 17.18.** Межобмоточная ёмкость  $C_w$



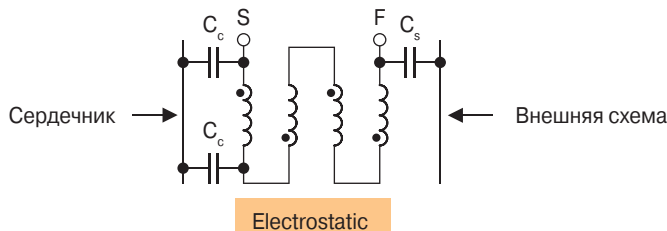
**Рис. 17.19.** Трансформатор с двумя межобмоточными экранами

## 17.9. Паразитная ёмкость

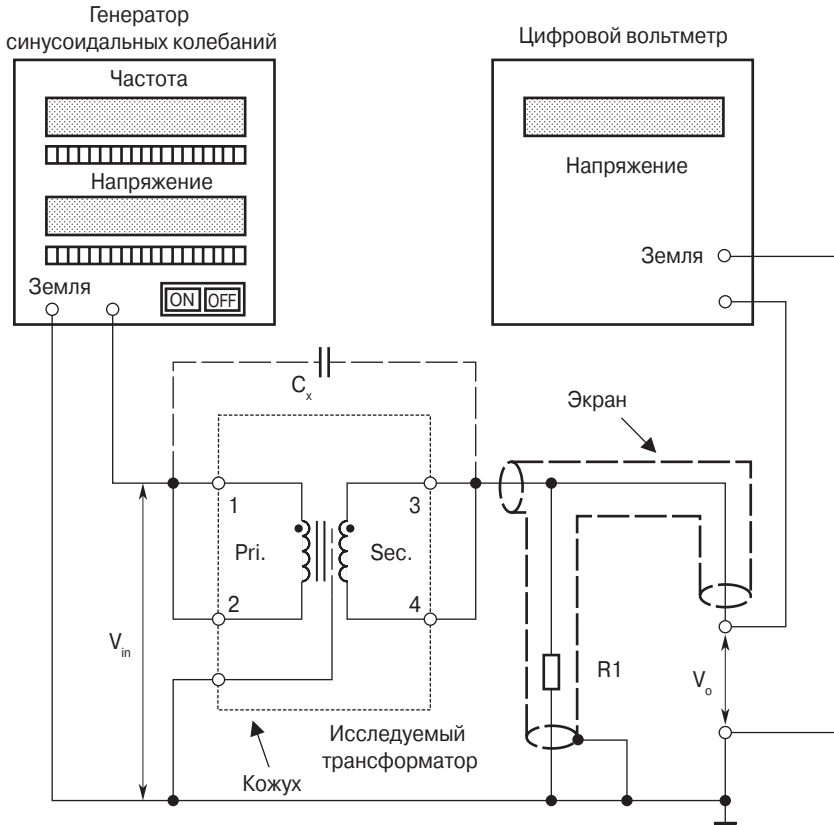
Паразитная ёмкость – это ёмкость между сердечником и ближайшей к нему обмоткой ( $C_c$ ), а также между внешней обмоткой и окружающей средой ( $C_s$ ), как показано на **рис. 17.20**. Минимизация их влияния также очень важна, так как они могут генерировать асимметричные токи и возбуждать синфазные помехи. Эту ёмкость можно уменьшить при использовании медного экрана вокруг внутренней обмотки. Способ измерения токов утечки представлен на **рис. 17.21**. Межобмоточная ёмкость может быть рассчитана по следующим уравнениям:

$$X_c = Rl \sqrt{\frac{V_{in}}{V_o}} - 1 \text{ [Ом]}. \quad (17.8)$$

$$C_x = \frac{1}{2\pi f X_c} \text{ [Ф]}. \quad (17.9)$$



**Рис. 17.20.** Обмотка трансформатора с паразитными ёмкостями



**Рис. 17.21.** Схема для измерения переменного тока утечки первичной и вторичной обмоток

## 17.10. Источники

1. Grossner, N., "Transformer for Electronic Circuits." McGraw-Hill, New York, 1967.
2. Landee, R., Davis, D., and Albecht, A., "Electronic Designer's Handbook," McGraw-Hill, New York, 1957, p.17-12.
3. Lee, R., "Electronic Transformer and Circuits," 2<sup>nd</sup> ed., John Wiley & Sons, New York, 1958. "Reference Data for Radio Engineers," 4<sup>th</sup> ed., International Telephone and Telegraph Co., New York.
4. Richardson, I., The Technique of Transformer Design, Electro-Technology, January 1961, pp.58-67. Flanagan, W., "Handbook of Transformer Application." McGraw-Hill, New York, 1986.

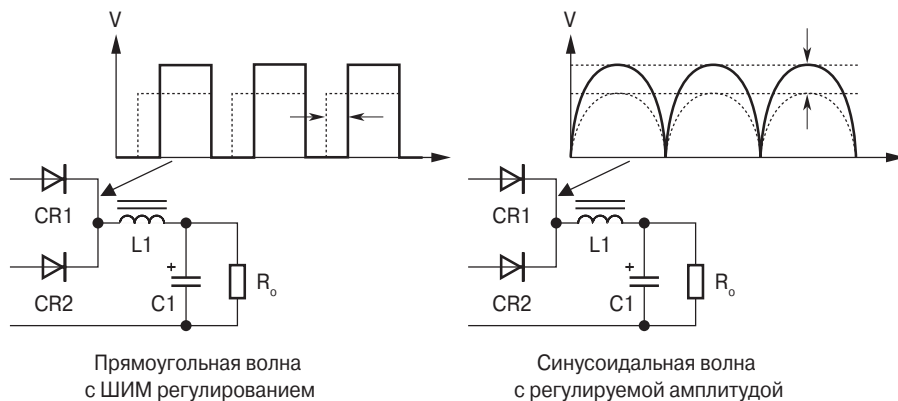
# 18 Проектирование малолумящего преобразователя

1	Введение	413
2	Преобразователь напряжения	413
3	Регулирование и фильтрация	414
4	Преобразователь тока	415
5	Малолумящий преобразователь	415
6	Регулирование и фильтрация	416
7	Временные диаграммы токов и напряжений малолумящего преобразователя	416
8	Технология на марше	419
9	Коэффициент использования окна	419
10	Температурная стабильность	420
11	Определение расчётной мощности	420
12	Расчётные соотношения малолумящего преобразователя	421
13	Проектирование трансформатора на основе рассчитанного коэффициента геометрии $K_g$	425
14	Обзор результатов проектирования	429
15	Источники	432

*Автор выражает благодарность Dr. V. Vorperian за помощь в определении уравнений, описывающий работу маломушмящего преобразователя.*

## 18.1. Введение

Описываемый здесь резонансный преобразователь уже много лет известен некоторым проектировщикам. Он был создан для работы в диапазоне мощностей 200 Вт...3 кВт в качестве статического инвертора. Тем не менее эта схема была плохо освещена в общедоступной литературе. Малошумящий преобразователь был разработан в **Jet Propulsion Laboratory (JPL), Division 38, для электропитания** очень чувствительной аппаратуры. Он генерирует синусоидальное напряжение на входе резонансного контура. Постоянное выходное напряжение получается после выпрямления и фильтрации. Регулирование и стабилизация выходного напряжения достигается за счёт изменения времени проводящего состояния транзисторов преобразователя. На **рис. 18.1** сравнивается работа преобразователя с ШИМ-регулированием и малошумящего преобразователя с амплитудным регулированием (АМ). Последний по идее работы генерирует меньше помех, отсюда и название – малошумящий преобразователь. Вот перечень программ, в которых успешно работает малошумящий преобразователь Jet Propulsion Laboratory (JPL): WF/PG-II, Articulated Fold, Mirror Actuators. (Hubbell Space Telescope). MISR (Earth Orbiting System), Raman, and Mars 05 ONC, CCD Camera.

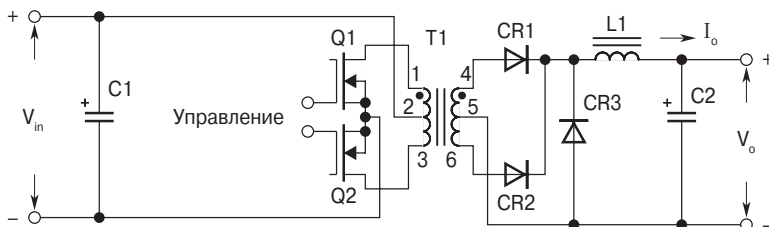


**Рис. 18.1.** Сравнение ШИМ и АМ управления

## 18.2. Преобразователь напряжения

Преобразователь напряжения – наиболее широко используемая топология. В этой схеме источник входного напряжения непосредственно подключается

к трансформатору через силовой транзистор Q1 (см. **рис. 18.2**). Напряжением насыщения транзистора можно пренебречь. Когда транзистор Q1 **выключается**, то насыщается транзистор Q2 и входное напряжение  $V_{in}$  подсоединяется к другой половине первичной обмотки трансформатора T1 (2.3).

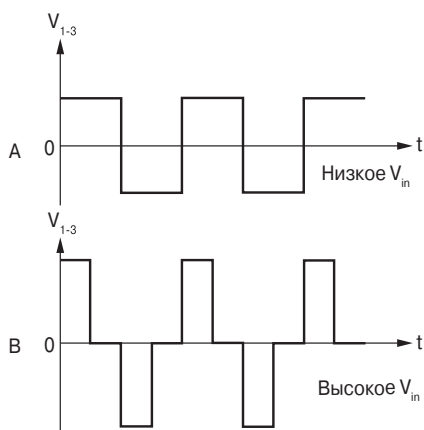


**Рис. 18.2.** Двухтактный преобразователь напряжения

На рис. 18.2 схема управления силовыми транзисторами Q1 и Q2 по очереди вводит их в режим насыщения и отсечки. При этом на первичной обмотке генерируется переменное напряжение, которое трансформируется во вторичную обмотку и после выпрямления и фильтрации подается на нагрузку. Напряжение на первичной обмотке трансформатора T1 имеет форму прямоугольной волны.

### 18.3. Регулирование и фильтрация

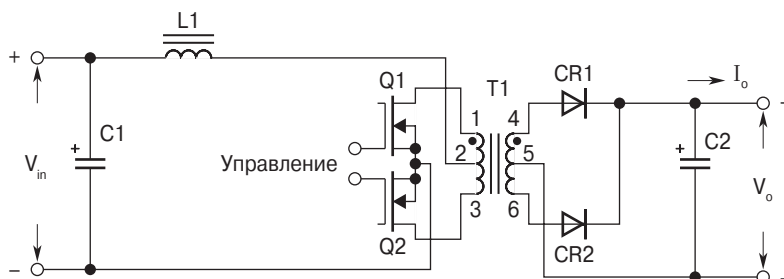
Наиболее эффективным методом регулирования выходного напряжения является ШИМ-регулирование. Этот метод состоит в том, что при изменении  $V_{in}$  изменяется время проводящего состояния транзисторов  $T_{on}$ , как показано на **рис. 18.3**. Выпрямленное импульсное напряжение с регулируемой скважностью поступает на вход L1 C2 фильтра, который выделяет среднее значение  $V_o$ .



**Рис. 18.3.** Напряжение на первичной обмотке трансформатора T1 при разной величине  $V_{in}$

## 18.4. Преобразователь тока

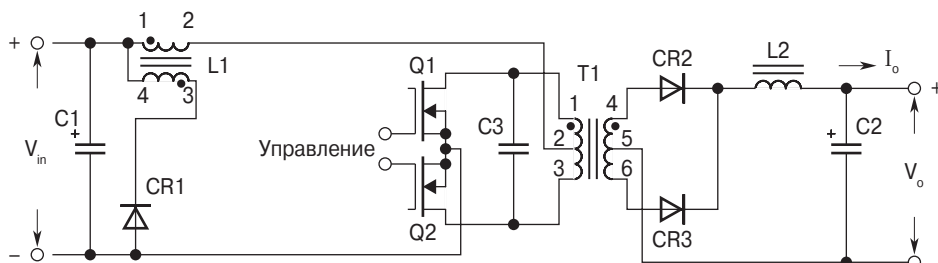
Главное отличие преобразователя напряжения от преобразователя тока состоит в том, что у последнего во входной цепи имеется дроссель постоянного тока  $L1$ , как показано на **рис. 18.4**. Индуктивность этого дросселя достаточно велика, чтобы обеспечить постоянство входного тока во всех режимах работы преобразователя.



**Рис. 18.4.** Схема двухтактного преобразователя тока

## 18.5. Малошумящий преобразователь

Простое добавление в схему, данную на рис. 18.4, коренным образом изменяет принцип её работы, и получается совершенно другой преобразователь. Этот новый преобразователь показан на **рис. 18.5**. Изменения заключаются в следующем. Материал сердечника трансформатора  $T1$  **изменяется на порошковый молибденовый пермаллой (МРР)**. Причина использования порошкового сердечника заключается в том, что он содержит распределённый немагнитный зазор, который необходим для работы колебательного контура. Кроме того, МРР-сердечники обладают хорошей температурной стабильностью. На дроссель  $L1$  добавлена ещё одна обмотка для сброса энергии в источник питания. Добавлен конденсатор  $C3$  для создания параллельного колебательного контура. Конденсатор  $C3$  должен быть высокого качества с низким ESR, например, плёночный конденсатор типа CRH, MIL-C-83421.



**Рис. 18.5.** Резонансный преобразователь тока



При правильно подобранных компонентах выходное напряжение трансформатора T1 всегда будет синусоидальным. Дроссель L1 защищает первичный источник от синусоидального напряжения на первичной обмотке T1.

## 18.6. Регулирование и фильтрация

Накопление энергии в дросселе L1 преобразователя тока (см. рис. 18.4, 18.5) происходит тогда, когда насыщены транзисторы Q1 и Q2. Если оба транзистора вдруг окажутся запертыми, это вызовет обрыв тока дросселя и, следовательно, большой всплеск напряжения. При этом могут выйти из строя транзисторы Q1 и Q2. Для исключения такой ситуации нужно сохранить путь для протекания тока дросселя. Поэтому в дросселе L1 имеется ещё одна обмотка, замкнутая на источник питания через диод CR1. Если ток обмотки (1-2) прерывается, то сохраняется магнитный поток в сердечнике, который вызывает ток в обмотке (3-4), и энергия дросселя выводится через диод CR1 в конденсатор C1.

## 18.7. Временные диаграммы токов и напряжений маломощного преобразователя

На рис. 18.6 обозначены точки A...J. На рис. 18.7...18.15 показаны временные диаграммы, представляющие собой реальные фотографии, снятые с экрана осциллоскопа.

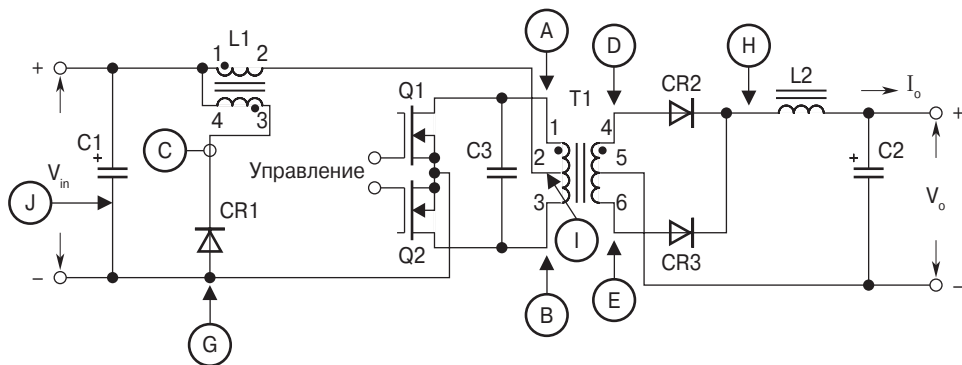


Рис. 18.6. Схема маломощного преобразователя с обозначенными точками

На рис. 18.7 показана форма импульсов напряжения на стоке транзистора Q1. Импульсы наблюдаются между точками A и G. Частота соответствует частоте резонанса.



**Рис. 18.7.** Импульсы напряжения сток-земля транзисторов Q1 и Q2

На **рис. 18.8** показана форма импульсов напряжения между точками A и G. Время запертого состояния обоих транзисторов минимально.



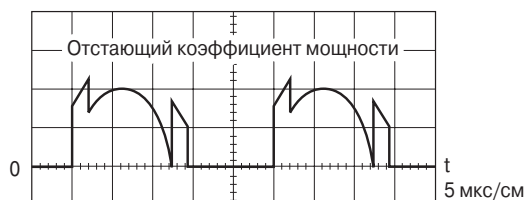
**Рис. 18.8.** Импульсы напряжения сток-земля транзисторов Q1 и Q2

На **рис. 18.9** показана форма импульсов напряжения сток-земля транзистора Q1. Импульсы наблюдаются между точками A и G. Частота управления плохо согласуется с собственной резонансной частотой. Ёмкость конденсатора резонансного контура слишком мала.



**Рис. 18.9.** Импульсы напряжения сток-земля транзисторов Q1 и Q2

На **рис. 18.10** показана форма импульсов напряжения сток-земля транзисторов Q1 и Q2. Импульсы наблюдаются между точками A и G. Частота управления плохо согласуется с собственной резонансной частотой. Ёмкость конденсатора резонансного контура слишком велика.



**Рис. 18.10.** Импульсы напряжения сток-земля транзисторов Q1 и Q2

На **рис. 18.11** показано напряжение на первичной обмотке трансформатора Т1. Диаграмма наблюдается между точками *A* и *B*. Частота управления тщательно согласована с собственной резонансной частотой.



**Рис. 18.11.** Напряжение на первичной обмотке трансформатора

На **рис. 18.12** показано напряжение на вторичной обмотке трансформатора Т1. Осциллограмма наблюдается между точками *D* и *E*. Частота работы тщательно согласована с собственной резонансной частотой.



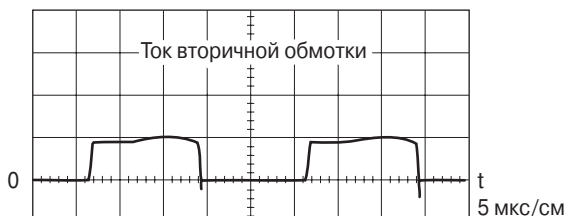
**Рис. 18.12.** Напряжение на вторичной обмотке трансформатора

На **рис. 18.13** показано выпрямленное выходное напряжение, наблюдаемое в точке *H*. Частота работы совпадает с собственной резонансной частотой.



**Рис. 18.13.** Выпрямленное выходное напряжение

На **рис. 18.14** показаны импульсы тока вторичной обмотки. Измерение осуществлено в точке  $F$ .



**Рис. 18.14.** Ток вторичной обмотки

Ток через диод CR1 показан на **рис. 18.15**. Одновременно это ток обмотки (3-4) дросселя L1. Частота работы преобразователя совпадает с собственной резонансной частотой.



**Рис. 18.15.** Ток через диод CR1

## 18.8. Технология на марше

Технология движется вперед, инструменты становятся более совершенными, меньшего размера, требуют меньшей мощности. Меньшая мощность означает меньший ток. При меньшем токе требуется меньшее сечение провода. Однако практически существует предел уменьшения сечения провода для обеспечения надёжности, даже если ток продолжает уменьшаться. Возникает проблема удержания в руках и закрепления концов. Если без ущерба для конструкции может быть взят провод большего сечения, то его следует взять. Наименьший размер провода, в зависимости от области применения, лежит в пределах от № 35 до № 39 стандарта AWG.

## 18.9. Коэффициент использования окна

При проектировании трансформатора или дросселя коэффициент использования окна  $K_{\text{и}}$  определяет количество меди, которое может появиться в площади окна (см. главу 4). Величина этого коэффициента определяется пятью главными факторами:

1. Изоляцией провода,  $S_1$ .
2. Аккуратностью укладки провода,  $S_2$ .
3. Эффективностью заполнения площади окна,  $S_3$ .
4. Изоляцией обмотки,  $S_4$ .
5. Мастерством монтажника,  $S_5$ .

Перемножив эти факторы, получим нормализованный коэффициент использования окна:

$$K_u = S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \cdot S_4 = 0.4. \quad (18.1)$$

Проектирование резонансного преобразователя тока с синусоидальным выходом требует гораздо более детального и комплексного подхода в сравнении с преобразователем напряжения с ШИМ-регулированием. Единственным преимуществом использования малощумящего преобразователя является его внутреннее свойство не создавать помех (EMI). Шумы могут быть ещё снижены путём экранирования первичной и вторичной обмоток. При размещении экрана между обмотками трансформатор должен быть рассчитан соответствующим образом, т. е. с учётом коэффициента заполнения окна сердечника. Придётся выбрать сердечник несколько большего размера.

После предварительного расчёта инженер должен выбрать сердечник подходящего размера для силового трансформатора. Коэффициент геометрии  $K_g$  поможет выбрать подходящий размер порошкового сердечника из молибденового пермаллоя. После этого следует подобрать наиболее подходящую величину магнитной проницаемости. Порошковые сердечники из молибденового пермаллоя (MPP) могут иметь магнитную проницаемость в диапазоне 14...550 при одном и том же значении  $K_g$ .

## 18.10. Температурная стабильность

Для нормального функционирования малощумящего преобразователя в широком диапазоне изменения температуры окружающей среды необходимы температуростабильные компоненты. В частности, должны быть стабильны компоненты, определяющие величину резонансной частоты, т. е. компоненты LC колебательного контура. MPP-сердечники от Magnetics Inc. с индексами M, W и D имеют хорошую стабильность магнитной проницаемости. Температурная стабильность W-материала иллюстрируется **рис. 18.16**.

## 18.11. Определение расчётной мощности

Расчётная мощность  $P_t$  связана с геометрией трансформатора. Проектировщик должен уметь определить действующее значение мощности каждой обмотки: мощность первичной обмотки  $P_{in}$ ; вторичная мощность, передаваемая в нагрузку,  $P_o$ . Определив их, можно записать следующие соотношения:

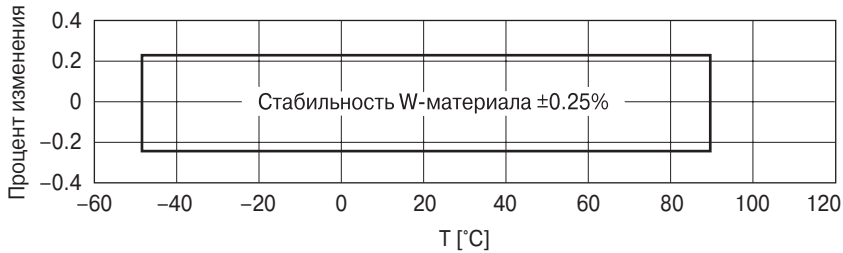


Рис. 18.16. Стабильность молибденового пермаллоя

$$P_t = P_{in} + P_{\Sigma} \text{ [Вт]}, \quad (18.2)$$

$$P_{\Sigma} = P_{o1} + P_{o2} + \dots + P_{on},$$

$$P_{in} = \frac{P_{\Sigma}}{\eta} \text{ [Вт]},$$

$$P_t = \frac{P_{\Sigma}}{\eta} + P_{\Sigma} \text{ [Вт]},$$

где  $\eta$  – коэффициент полезного действия.

Проектировщик должен разобраться с расчётной мощностью  $P_t$  сердечника трансформатора и его обмоток. Расчётная мощность  $P_t$  может отличаться от  $P_{in}$  в 2...2.828 раз в зависимости от схемы, в которой используется трансформатор. Если ток трансформатора становится прерывистым, то изменяется его действующее значение. Размеры трансформатора теперь определяются не только нагрузкой, но и режимом применения, поскольку потери в меди обмоток зависят от формы импульсов тока. Из-за различной конфигурации обмоток расчётная мощность  $P_t$  в итоге должна отразить эту разницу. Когда обмотка имеет средний вывод и в ней течёт прерывистый ток, её мощность, независимо от того, первичная это обмотка или вторичная, должна быть умножена на коэффициент  $U$  чтобы скорректировать действующее значение тока в этой обмотке. Если обмотка имеет среднюю точку, то  $U = 1.41$ , если нет, то  $U = 1$ . Суммируя выходные мощности многообмоточного трансформатора, получаем следующее уравнение:

$$P_{\Sigma} = P_{o1} \cdot U + P_{o2} \cdot U + \dots + P_{on} \cdot U \quad (18.3)$$

## 18.12. Расчётные соотношения маломощного преобразователя

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора складывается из  $V_o$  – выходное напряжение и  $V_d$  – падение на диоде.

$$V_s = (V_o + V_d) [B]. \quad (18.4)$$

Расчёт максимального значения вторичной мощности.

$$P_{s(max)} = V_s \cdot I_{o(max)} [Bт]. \quad (18.5)$$

Расчёт минимального значения вторичной мощности.

$$P_{s(min)} = V_s \cdot I_{o(min)}. \quad (18.6)$$

Вторичная расчётная мощность определяется следующим уравнением:

$$P_{sa} = V_s \cdot I_{o(max)} \cdot U [Bт], \quad (18.7)$$

где  $U = 1.41$  для обмотки со средним выводом;

$U = 1.0$  для обмотки без среднего вывода.

Если имеется несколько выходов, то нужно суммировать вторичные расчётные мощности  $P_{sa\Sigma}$

$$P_{sa\Sigma} = P_{sa01} + P_{sa02} + \dots [Bт]. \quad (18.8)$$

Если выходов несколько, нужно суммировать максимальные значения мощности нагрузки.

$$P_{o(max)} = P_{o01(max)} + P_{o02(max)} + \dots [Bт]. \quad (18.9)$$

Если выходов несколько, нужно суммировать минимальные значения мощности нагрузки.

$$P_{o(min)} = P_{o01(min)} + P_{o02(min)} + \dots [Bт]. \quad (18.10)$$

Максимальное значение пересчитанного сопротивления нагрузки:

$$R_{(max)} = \frac{V_{in}^2 \cdot \eta}{P_{o(min)}} [Ом], \quad (18.11)$$

где  $\eta$  – КПД трансформатора.

Требуемое значение индуктивности дросселя:

$$L1 = \frac{R_{max}}{3\omega} [Гн]. \quad (18.12)$$

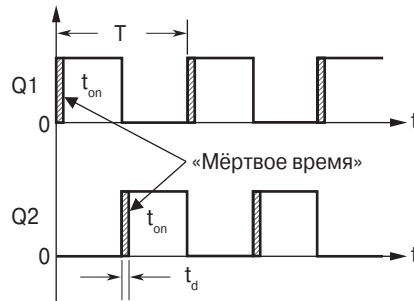
Период колебаний:

$$T = \frac{1}{f} [с], \quad (18.3)$$

где  $f$  – частота первичной гармоники.

Расчёт максимального времени транзистора  $t_{on(max)}$  во включённом состоянии. Схема управления транзисторами, широтно-импульсный модулятор (ШИМ), обеспечивает минимальное «мёртвое» время (см. **рис. 18.17**).

$$t_{on(max)} = \frac{T}{2} - t_d \quad [\text{мкс}]. \quad (18.14)$$



**Рис. 18.17.** Импульсы управления транзисторами

Расчёт относительного времени преобразования:

$$K_a = \frac{4t_{on(max)} - T}{T \cdot \sin \frac{t_{on(max)} \cdot 180}{T}}. \quad (18.15)$$

Пиковое напряжение  $V_{c(pk)}$  на резонансном конденсаторе C3 (**рис. 18.5**) определяется по следующей формуле:

$$V_{c(pk)} = \frac{\pi \cdot K_a \cdot V_{in} \cdot K_b}{2} \quad [\text{В}], \quad (18.16)$$

где  $K_b = 2$ , если обмотка имеет средний вывод;  
 $K_b = 1$ , если среднего вывода нет.

Действующее значение напряжения на первичной обмотке рассчитывается по следующей формуле:

$$V_{p(rms)} = \frac{0.707 \cdot V_{c(pk)}}{K_b} \quad [\text{В}], \quad (18.17)$$

где  $K_b = 2$  для обмотки с выводом средней точки;  
 $K_b = 1$  для обмотки без вывода средней точки.

Расчёт максимального значения вторичного тока, пересчитанного в первичную обмотку.



$$I_{ps} = \frac{P_{ol(max)}}{V_{p(rms)} \cdot \eta} [A]. \quad (18.18)$$

Расчёт опротивления нагрузки вторичной обмотки, приведённого к первичной обмотке.

$$R_{SR} = \frac{K_a \cdot V_{p(rms)} \cdot K_b^2}{I_{sp}} [Ом], \quad (18.19)$$

где  $K_b = 2$  для обмотки с выводом средней точки;  
 $K_b = 1$  для обмотки без средней точки.

Ёмкостное сопротивление следующим образом влияет на процент содержания гармоник:

$$\omega R_{SR} \cdot C = 1, \approx 12\%; \quad \omega R_{SR} \cdot C = 2, \approx 6\%; \quad \omega R_{SR} \cdot C = 3, \approx 4\%.$$

Как правило

$$C_x = \frac{2}{2\pi f R_{SR}} [\Phi]. \quad (18.20)$$

В общем случае ёмкость резонансного конденсатора

$$C_x = \frac{Q_T}{2\pi f \cdot R_{SR}} [\Phi]. \quad (18.21)$$

$1 < Q_T < 3$ . Этот диапазон даёт инженеру некоторую свободу в выборе ёмкости конденсатора  $C_x$ .

$$X_{cx} = \frac{1}{2\pi f C_x} [Ом]. \quad (18.22)$$

Расчёт действующего значения тока конденсатора.

$$I_{cx(rms)} = \frac{0.707 \cdot V_{c(pk)}}{X_{cx}} [A]. \quad (18.23)$$

Расчёт действующего значения полного входного тока.

$$I_{tp(rms)} = \sqrt{I_{p(rms)}^2 + I_{cx(rms)}^2} [A]. \quad (18.24)$$

Расчёт первичной индуктивности колебательного контура.

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_x} [Гн]. \quad (18.25)$$

Полная расчётная мощность трансформатора может быть найдена по следующему уравнению:

$$P_t = \frac{P_{ot(max)} \cdot U}{\eta} + P_{sn\Sigma} + K_b \cdot V_{p(rms)} \cdot I_{cx} \text{ [Вт]}. \quad (18.26)$$

Расчёт коэффициента геометрии.

$$K_g = \frac{P_t}{0.000029 \cdot K_f^2 \cdot f^2 \cdot B_{ac}^2 \cdot \alpha} \text{ [см}^5\text{]}, \quad (18.27)$$

где  $K_f = 4.44$ .

$B_{ac}$  – рабочий диапазон изменения индукции в сердечнике. Его величина определяется инженером, исходя из рабочей частоты и свойств материала сердечника.

## 18.13. Проектирование трансформатора на основе рассчитанного коэффициента геометрии $K_g$

Следующие данные являются исходными для проектирования двухтактного трансформатора с мощностью 2.2 Вт, работающего на частоте 32 кГц. Используется подход, основанный на применении коэффициента геометрии  $K_g$ . Рассматривается двухтактная схема преобразователя с выводом средней точки первичной обмотки трансформатора и мостовым выпрямителем.

- |   |           |
|---|-----------|
| 1. Входное напряжение, $V_{(min)}$                      | 22 В      |
| 2. Выходное напряжение № 1, $V_{s01}$                   | 5.0 В     |
| 3. Выходной ток № 1, $I_{s01(max)}$                     | 0.2 А     |
| 4. Выходной ток № 1, $I_{s01(min)}$                     | 0.1 А     |
| 5. Выходное напряжение № 2, $V_{s02}$                   | 12.0 В    |
| 6. Выходной ток № 2, $I_{s02(max)}$                     | 0.1 А     |
| 7. Выходной ток № 2, $I_{s02(min)}$                     | 0.05 А    |
| 8. Частота, $f$   | 32 кГц    |
| 9. «Мёртвое» время при переключении транзисторов, $t_d$ | 0.625 мкс |
| 10. КПД, $\eta$   | 95%       |
| 11. Зависимость $V_o$ от нагрузки, $\alpha$             | 1.0%      |
| 12. Прямое напряжение на диоде, $V_d$                   | 0.5 В     |
| 13. Материал сердечника                                 | MPP       |
| 14. Диапазон изменения индукции, $B_{ac}$               | 0.05 Тл   |
| 15. Коэффициент использования окна сердечника, $K_u$    | 0.4       |
| 16. Температурный перегрев, $T_r$                       | 15 °C     |
| 17. Коэффициент формы кривой напряжения, $K_f$          | 4.44      |

**Примечание.**

Коэффициент  $U = 1.41$  для обмотки с выводом средней точки.

Коэффициент  $U = 1$  для обмотки без вывода средней точки.

**Шаг № 1.** Расчёт полного напряжения на вторичной обмотке каждого выхода.

$$V_s = (V_o) + (2V_d) \text{ [В]}.$$

$$V_{s01} = 5.0 + 1.0 = 6.0 \text{ [В]}.$$

$$V_{s02} = 12 + 1.0 = 13.0 \text{ [В]}.$$

**Шаг № 2.** Расчёт максимальной мощности вторичной обмотки.

$$P_{s(\max)} = V_s \cdot I_{o(\max)} \text{ [Вт]}.$$

$$P_{s01(\max)} = 6.0 \cdot 0.2 = 1.2 \text{ [Вт]}.$$

$$P_{s02(\max)} = 13.0 \cdot 0.1 = 1.3 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 3.** Расчёт минимальной мощности вторичной обмотки.

$$P_{s(\min)} = V_s \cdot I_{o(\min)} \text{ [Вт]}.$$

$$P_{s01(\min)} = 6.0 \cdot 0.1 = 0.6 \text{ [Вт]}.$$

$$P_{s02(\min)} = 13.0 \cdot 0.05 = 0.65 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 4.** Определение вторичной расчётной мощности.

$$P_{sa} = V_s \cdot I_{o(\max)} \cdot U \text{ [Вт]}.$$

$$P_{sa01} = 6.0 \cdot 0.2 \cdot 1.0 = 1.2 \text{ [Вт]}.$$

$$P_{sa02} = 13.0 \cdot 0.1 \cdot 1.0 = 1.3 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 5.** Определение суммарной максимальной расчётной вторичной мощности.

$$P_{sa\Sigma} = P_{sa01} + P_{sa02} = 1.2 + 1.3 = 2.5 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 6.** Расчёт суммарной максимальной мощности в нагрузке.

$$P_{o(\max)} = P_{o01(\max)} + P_{o02(\max)} = 1.2 + 1.3 = 2.5 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 7.** Расчёт суммарной минимальной мощности в нагрузке.

$$P_{o(\min)} = P_{o01(\min)} + P_{o02(\min)} = 0.6 + 0.65 = 1.25 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 8.** Расчёт максимального значения приведённого сопротивления нагрузки.

$$R_{(\max)} = \frac{V_{\text{in}}^2 \cdot \eta}{P_{\text{ot}(\min)}} = \frac{22^2 \cdot 0.95}{1.25} = 368 \text{ [Ом]},$$

где  $\eta$  – КПД трансформатора.

**Шаг № 9.** Расчёт индуктивности дросселя.

$$L1 = \frac{R_{(\max)}}{3\omega} = \frac{368}{3 \cdot (2(3.14) \cdot (32000))} = 0.000610 \text{ [Гн]}.$$

**Шаг № 10.** Расчёт периода частоты.

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{32.000} \text{ [с]}.$$

$$T = 31.25 \text{ [мкс]}.$$

**Шаг № 11.** Расчёт максимального времени проводящего состояния транзистора. «Мёртвое» время показано на рис. 18.17.

$$t_{\text{on}(\max)} = \left( \frac{T}{2} \right) - t_d = \frac{31.25}{2} - 0.625 = 15 \text{ [мкс]}.$$

**Шаг № 12.** Расчёт относительного времени проводящего состояния транзистора.

$$K_a = \frac{4t_{\text{on}(\max)} - T}{T \cdot \text{Sin} \cdot \frac{t_{\text{on}(\max)} \cdot 180}{T}} = \frac{4 \cdot 15 - 32.25}{32.25 \cdot \text{Sin} \cdot \frac{15 \cdot 180}{32.25}} = 0.866.$$

**Шаг № 13.** Расчёт пикового напряжения на резонансном конденсаторе C3 (рис. 18.5).

$$V_{\text{c(pk)}} = \frac{\pi \cdot (K_a \cdot V_{\text{in}} \cdot K_b)}{2} = \frac{3.1415 \cdot 0.866 \cdot 22 \cdot 2}{2} = 59.85 \text{ [В]},$$

где  $K_b = 2$  для обмотки со средней точкой,  
 $K_b = 1$  для обмотки без средней точки

**Шаг № 14.** Расчёт действующего значения напряжения на первичной обмотке.

$$V_{\text{p(rms)}} = \frac{0.707 \cdot V_{\text{c(pk)}}}{K_b} = \frac{0.707 \cdot 59.85}{2} = 21.2 \text{ [В]},$$

где  $K_b = 2$  для обмотки со средней точкой,  
 $K_b = 1$  для обмотки без средней точки

**Шаг № 15.** Расчёт максимального значения вторичного тока, пересчитанного в первичную обмотку.

$$I_{ps} = \frac{P_{ot(max)}}{V_{p(rms)} \cdot \eta} = \frac{2.5}{21.2 \cdot 0.95} = 0.124 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 16.** Расчёт нагрузки, пересчитанной в первичную обмотку.

$$R_{SR} = \frac{K_a \cdot V_{p(rms)} \cdot K_b^2}{I_{sp}} = \frac{0.866 \cdot 21.2 \cdot 2^2}{0.124} = 592 \text{ [Ом]},$$

где  $K_b = 2$  для обмотки со средней точкой,  
 $K_b = 1$  для обмотки без средней точки

Ёмкостное сопротивление следующим образом влияет на процент содержания гармоник:

$$\omega R_{SR} \cdot C = 1, \approx 12\%; \quad \omega R_{SR} \cdot C = 2, \approx 6\%; \quad \omega R_{SR} \cdot C = 3, \approx 4\%.$$

Как правило

$$C_x = \frac{2}{2\pi f R_{SR}} \text{ [Ф]}.$$

**Шаг № 17.** Расчёт резонансной ёмкости.

$$C_x = \frac{2}{2\pi f \cdot R_{SR}} = \frac{2}{6.28 \cdot 32000 \cdot 592} = 1.68(10^{-8}) = 0.0168 \text{ [мкФ]}.$$

$$C_x = 0.015 \text{ [мкФ]}.$$

**Шаг № 18.** Расчёт сопротивления конденсатора  $C_x$ . Используется стандартный конденсатор. Пусть  $C_x = 0.015 \text{ мкФ}$ .

$$X_{cx} = \frac{1}{2\pi f C_x} = \frac{1}{6.28 \cdot 32.000 \cdot 0.015 \cdot 10^{-6}} = 332 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 19.** Расчёт тока конденсатора.

$$I_{cx(rms)} = \frac{0.707 \cdot V_{c(pk)}}{X_{cx}} = \frac{0.707 \cdot 59.85}{332} = 0.127 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 20.** Расчёт полного тока первичной обмотки.

$$I_{tp(rms)} = \sqrt{I_{p(rms)}^2 + I_{cx(rms)}^2} = \sqrt{0.124^2 + 0.127^2} = 0.177 \text{ [A]}.$$

**Шаг № 21.** Расчёт индуктивности колебательного контура.

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_x} = \frac{1}{6.28^2 \cdot 32000^2 \cdot 0.015 \cdot (10^{-6})} = 0.00165 \text{ [Гн]}.$$

**Шаг № 22.** Определение полной расчётной мощности трансформатора.

$$P_t = \frac{P_{ot(max)} \cdot U}{\eta} + P_{sn\Sigma} + (K_b \cdot V_{p(rms)} \cdot I_{cx}) = \frac{2.5 \cdot 1.41}{0.95} + 2.5 + (2 \cdot 21.2 \cdot 0.127) = 11.6 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 23.** Расчёт коэффициента геометрии сердечника.

$$K_g = \frac{P_t}{0.000029 \cdot K_f^2 \cdot f^2 \cdot B_{ac}^2 \cdot \alpha} = \frac{11.6}{0.000029 \cdot 4.44^2 \cdot 32.000^2 \cdot 0.05^2 \cdot 1} = 0.00793 \text{ [см}^5\text{]},$$

где  $B_{ac}$  – рабочий диапазон индукции в сердечнике и его величина – результат выбора инженера, который определяется рабочей частотой и материалом сердечника.

## 18.14. Обзор результатов проектирования

Относительное время преобразования, $K_a$	0.866
Ёмкость колебательного контура, $C_x$	0.015 мкФ
Пик напряжения на $C_x$ , $V_{cx}$	59.85 В
Действующее значение тока через $C_x$ , $I_{cx(rms)}$	0.127 А
Индуктивность первичной обмотки, $L_x$	0.00165 Гн
Индуктивность дросселя, $L1$	0.000610 Гн
Ток первичной обмотки, пересчитанный из вторичной, $I_{ps(rms)}$	0.124 А
Действующее значение напряжения на первичной обмотке, $V_{p(rms)}$	21.2 В
Действующее значение полного тока первичной обмотки, $I_{tp(rms)}$	0.177 А
Полная мощность нагрузки, $P_{ot(max)}$	2.5 Вт
Полная расчётная мощность трансформатора, $P_t$	11.6 Вт
Коэффициент геометрии сердечника, $K_g$	0.0107

**Шаг № 24.** Поиск порошкового МРР-сердечника с подходящим значением коэффициента  $K_g$  по данным главы 3.

Тип сердечника	55848-W4
Производитель	Magnetics
Длина средней силовой линии, $l_c$	5.09 см
Вес сердечника, $W_{tFe}$	9.4 г
Вес меди обмотки, $W_{tCu}$	11.1 г
Средняя длина витка обмотки, $MLT$	2.8 см
Площадь сечения сердечника, $A_c$	0.226 см <sup>2</sup>
Площадь окна сердечника, $W_a$	1.11 см <sup>2</sup>
Произведение площадей, $A_p$	0.250 см <sup>4</sup>

Коэффициент геометрии, $K_g$	0.008 см <sup>5</sup>
Площадь поверхности трансформатора, $A_t$	22.7 см <sup>2</sup>
Магнитная проницаемость, $\eta$	60
Индуктивность 1000 витков, $AL$	32 мГн

**Шаг № 25.** Расчёт числа витков первичной обмотки.

$$N_p = 1000 \sqrt{\frac{L_{\text{new}}}{L_{1000}}} = 1000 \sqrt{\frac{1.65}{32}} = 226 [\text{витков}].$$

Соответственно число витков каждой половины первичной обмотки будет равно 113.

**Шаг № 26.** Расчёт рабочей индукции в сердечнике.

$$B_{ac} = \frac{V_{p(\text{rms})} \cdot 10^4}{K_f N_p f A_c} = \frac{21.2 \cdot 10^4}{4.44 \cdot 113 \cdot 32000 \cdot 0.226} = 0.0587 [\text{Тл}].$$

**Шаг № 27.** Расчёт удельной мощности для МРР сердечника с  $\mu = 60$  по уравнениям главы 2.

$$P_{\text{уд.}} = 0.788 \cdot 10^{-3} \cdot f^{1.41} \cdot B_{ac}^{2.24} = 0.788 \cdot 10^{-3} \cdot 32000^{1.41} \cdot 0.0587^{2.24} = 3.09 [\text{Вт/кг}].$$

**Шаг № 28.** Расчёт потерь в сердечнике.

$$P_{Fe} = WK \cdot W_{\text{тс}} \cdot 10^{-3} = 3.09 \cdot 9.4 \cdot 10^{-3} = 0.0290 [\text{Вт}].$$

**Шаг № 29.** Расчёт количества витков на вольт.

$$K_{N/W} = \frac{N_p}{V_p} = \frac{113}{21.2} = 5.33 [\text{виток/В}].$$

**Шаг № 30.** Расчёт числа витков вторичной обмотки,  $N_s$ . Коэффициент  $\alpha$  характеризует зависимость  $V_o$  от нагрузки (см. главы 6).

$$K = 1 + \frac{\alpha}{100} = 1.01.$$

$$N_{s01} = K_{N/W} V_{s01} K = 5.33 \cdot 6.0 \cdot 1.01 = 32 [\text{витков}].$$

$$N_{s02} = K_{N/W} V_{s02} K = 5.33 \cdot 13.0 \cdot 1.01 = 70 [\text{витков}].$$

**Шаг № 31.** Расчёт плотности тока  $J$ . Коэффициент использования окна  $K_u = 0.4$ .

$$J = \frac{P_t \cdot 10^4}{A_p B_m f K_f K_u} = \frac{11.6 \cdot 10^4}{0.25 \cdot 0.0587 \cdot 32000 \cdot 4.44 \cdot 0.4} = 139 [\text{А/см}^2].$$

**Шаг № 32.** Расчёт требуемой площади сечения провода вторичной обмотки.

$$A_{ws01} = \frac{I_{s01(rms)}}{J} = \frac{0.2}{139} = 1.44 \cdot 10^{-3} \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$A_{ws02} = \frac{I_{s02(rms)}}{J} = \frac{0.1}{139} = 0.719 \cdot 10^{-3} \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 33.** Выбор провода из табл. 4.9.

$$A_{ws01} = 1.44 \cdot 10^{-3}; \text{ используется провод 26 с площадью сечения } 1.28 \cdot 10^{-3} \text{ [см}^2\text{]}.$$

$$A_{ws02} = 0.719 \cdot 10^{-3}; \text{ используется провод 29 с площадью сечения } 0.647 \cdot 10^{-3} \text{ [см}^2\text{]}.$$

Удельное сопротивление провода  $\rho = 2664 \text{ [мкОм/см]}.$

**Шаг № 34.** Расчёт требуемого сечения провода первичной обмотки.

$$A_{wp} = \frac{I_{tp(rms)}}{J} = \frac{0.177}{139} = 1.27 \cdot 10^{-3} \text{ [см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 35.** Выбор провода из табл. 4.9.

$$A_{ws01} = 1.27 \cdot 10^{-3}; \text{ используется провод 26 с площадью сечения } 1.28 \cdot 10^{-3} \text{ [см}^2\text{]}.$$

Удельное сопротивление провода  $\rho = 1345 \text{ [мкОм/см]}.$

**Шаг № 36.** Расчёт коэффициента заполнения окна вторичной обмоткой,  $K_{uts}$ .

$$K_{us01} = \frac{N_{01} A_{w01}}{W_a} = \frac{32 \cdot 0.00128}{1.11} = 0.0369$$

$$K_{us02} = \frac{N_{02} A_{w02}}{W_a} = \frac{70 \cdot 0.000647}{1.11} = 0.0408.$$

$$K_{uts} = K_{us01} + K_{us02} = 0.0777.$$

**Шаг № 37.** Расчёт коэффициента заполнения окна первичной обмоткой.

$$K_{up} = \frac{N_{tp} A_w}{W_a} = \frac{226 \cdot 0.00128}{1.11} = 0.261.$$

**Шаг № 38.** Расчёт общего коэффициента заполнения окна.

$$K_u = K_{up} + K_{uts} = 0.261 + 0.0777 = 0.339.$$

**Шаг № 39.** Расчёт сопротивления первичной обмотки.

$$R_p = MLT \cdot N_p \cdot \rho = 2.80 \cdot 113 \cdot 1345 \cdot 10^{-6} = 0.426 \text{ [Ом]}.$$



**Шаг № 40.** Расчёт потерь в сопротивлении первичной обмотки.

$$P_p = I_{p(\text{rms})}^2 R_p = 0.177^2 \cdot 0.426 = 0.0133 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 41.** Расчёт сопротивления провода вторичной обмотки.

$$R_s = MLT \cdot N_s \cdot \rho \text{ [Ом]}.$$

$$R_{s01} = 2.80 \cdot 32 \cdot 1345 \cdot 10^{-6} = 0.121 \text{ [Ом]}.$$

$$R_{s02} = 2.80 \cdot 70 \cdot 2664 \cdot 10^{-6} = 0.186 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 42.** Расчёт потерь в меди вторичной обмотки.

$$P_s = I_{s(\text{rms})}^2 \cdot R_s \text{ [Вт]}.$$

$$P_{s01} = 0.2^2 \cdot 0.121 = 0.00484 \text{ [Вт]}.$$

$$P_{s02} = 0.1^2 \cdot 0.186 = 0.00186 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 43.** Расчёт суммарных потерь в меди вторичных обмоток.

$$P_{ts} = P_{s01} + P_{s02} = 0.00484 + 0.00186 = 0.0067 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 44.** Расчёт суммарных потерь в сердечнике и в меди обмоток.

$$P_{\Sigma} = P_p + P_{ts} + P_{Fe} = 0.0133 + 0.0067 + 0.0290 = 0.049 \text{ [Вт]}.$$

**Шаг № 45.** Расчёт мощности, приходящейся на единицу поверхности трансформатора.

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_t} = \frac{0.049}{22.7} = 0.00216 \text{ [Вт/см}^2\text{]}.$$

**Шаг № 46.** Расчёт температурного перегрева трансформатора.

$$T_r = 450 \cdot \Psi^{0.826} = 450 \cdot 0.00216^{0.826} = 2.83 \text{ [}^{\circ}\text{C]}.$$

**Шаг № 47.** Расчёт колебательного контура.

$$Q = 2\pi f C_x R_{SR} = 6.28 \cdot 32000 \cdot (0.015 \cdot 10^{-6}) \cdot 592 = 1.79.$$

Для получения большей информации см. уравнение (18.20).

## 18.15. Источники

1. V. Vorperian, and C. McLyman, "Analysis of a PWM-Resonant DC-to-DC Converter." IEEE transaction.

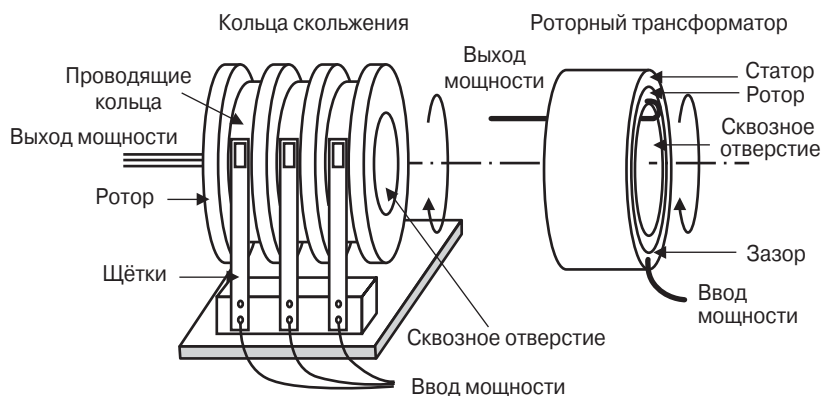
2. S. Lendena, "Current-Fed Inverter." 20th Annual Proceedings Power Sources Conference, May 24 1966.
3. S. Lendena, "Single Phase Inverter for a Three Phase Power Generation and Distribution System." Electro-Optical-System, Contract #954272, from Jet Propulsion Laboratory, January 1976.

# 19 Проектирование роторного трансформатора

1	Введение	435
2	Базовая конструкция роторного трансформатора	435
3	Особенности работы с кривой напряжения прямоугольной формы	436
4	Индуктивность рассеивания роторного трансформатора	437
5	Двухтактный резонансный преобразователь тока	439
6	Трудности при проектировании роторного трансформатора	440
7	Источники	442

## 19.1. Введение

Часто возникает необходимость передавать сигналы и мощность через вращающиеся интерфейсы. Большинство устройств, использующих контактные кольца или щётки, могут быть заменены роторным трансформатором. Научные инструменты, антенны, солнечные элементы нуждаются в роторных устройствах для передачи энергии. Например, в устройствах космической техники – для связи с гироскопами стабилизации. Передача сигналов и мощности осуществлялась главным образом с помощью колец скольжения и токосъёмных щёток (см. **рис. 19.1**). Основной проблемой, связанной с этим способом, является срок службы и надёжность. Износ контактов ведёт к появлению утечки на землю. При этом возрастает генерация шумов и расстраивается изначально спроектированная система подавления синфазной помехи. Простая система с токосъёмными кольцами и роторный трансформатор показаны на **рис. 19.1**. Отсутствие механических контактов и высокая надёжность вынудили заменить на космическом спутнике Galileo все сигнальные интерфейсы на роторные трансформаторы. Это позволило продлить жизнь космического аппарата с 1989 до 2003 года. Работа роторного трансформатора связана с использованием кривой напряжения прямоугольной формы, полученной на выходе ШИМ-преобразователей, работающих на высокой частоте. При наличии в трансформаторе значительного немагнитного зазора это приводит к появлению значительных электромагнитных помех.

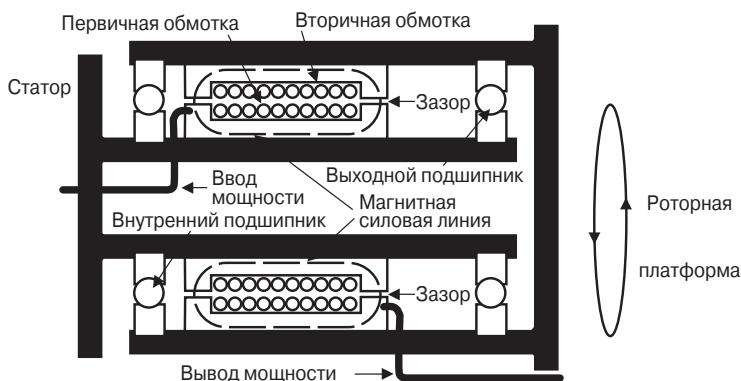


**Рис. 19.1.** Сравнение устройства с токосъёмными кольцами и роторного трансформатора

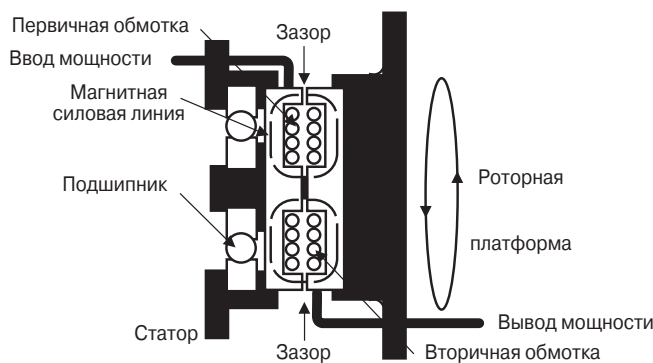
## 19.2. Базовая конструкция роторного трансформатора

Роторный трансформатор по сути не отличается от обычного трансформатора. Отличия заключаются в геометрии и такой организации, при которой пер-

вичная и вторичная обмотка могут вращаться относительно друг друга при незначительном изменении электрических характеристик. Обычно роторный трансформатор представляет собой аксиальную конструкцию, показанную на **рис. 19.2**, или конструкции на основе горшкового сердечника, показанную на **рис. 19.3**. Передача мощности осуществляется при помощи электромагнитного поля через воздушный зазор. Таким образом исключаются проблемы, связанные с трущимися контактами, шумами, необходимостью чистки, смазки, устранения заусениц контактов и т. п.



**Рис. 19.2.** Устройство роторного трансформатора аксиального типа



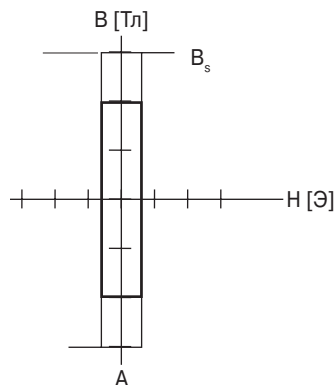
**Рис. 19.3.** Устройство роторного трансформатора плоского типа

### 19.3. Особенности работы с кривой напряжения прямоугольной формы

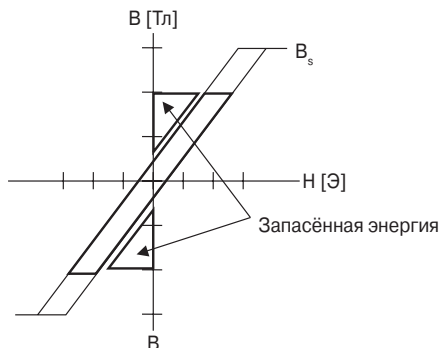
Идеальный трансформатор преобразователя имеет сердечник с прямоугольной петлей гистерезиса (см. **рис. 19.4**). Проектируется этот трансформатор так, чтобы индуктивность рассеивания была бы минимальной. Всплески на-

пряжения, обычно наблюдаемые на первичной обмотке, появляются именно из-за индуктивности рассеивания. Для её минимизации расстояние между обмотками должно быть минимальным. Минимизация индуктивности рассеивания уменьшает потребность в энергорассеивающих снабберных цепях.

Хотя работа с прямоугольной кривой напряжения широко используется, имеется несколько осложняющих её проблем: во-первых, принципиальная необходимость иметь воздушный зазор в сердечнике; во-вторых, пространственно разнесённые первичная и вторичная обмотки способствуют значительному увеличению индуктивности рассеивания. Эти проблемы вместе с прямоугольной формой кривой первичного напряжения ведут к большим потерям в снабберных цепях и появлению значительных электромагнитных помех, нарушающих работу смежных систем. Сердечник роторного трансформатора из-за наличия воздушного зазора имеет петлю гистерезиса, показанную на **рис. 19.5**. У роторного трансформатора нет каких-либо черт, свойственных идеальному трансформатору. Это по сути дроссель-трансформатор, имеющий немагнитный зазор и вторичную обмотку, удалённую от первичной.



**Рис. 19.4.** Типичная прямоугольная петля гистерезиса



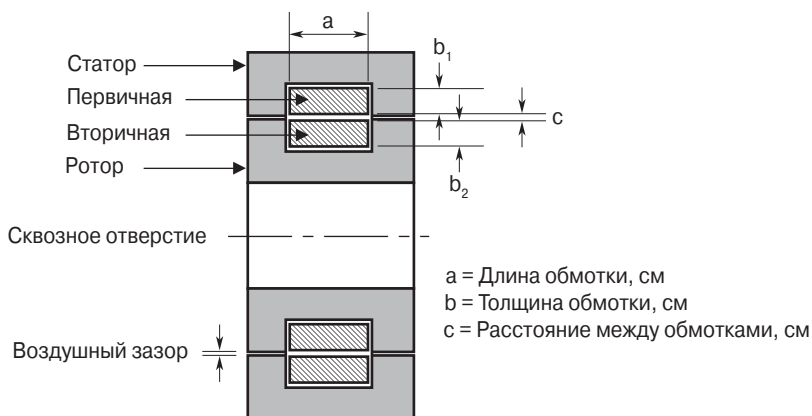
**Рис. 19.5.** Типичная петля гистерезиса сердечника роторного трансформатора

## 19.4. Индуктивность рассеивания роторного трансформатора

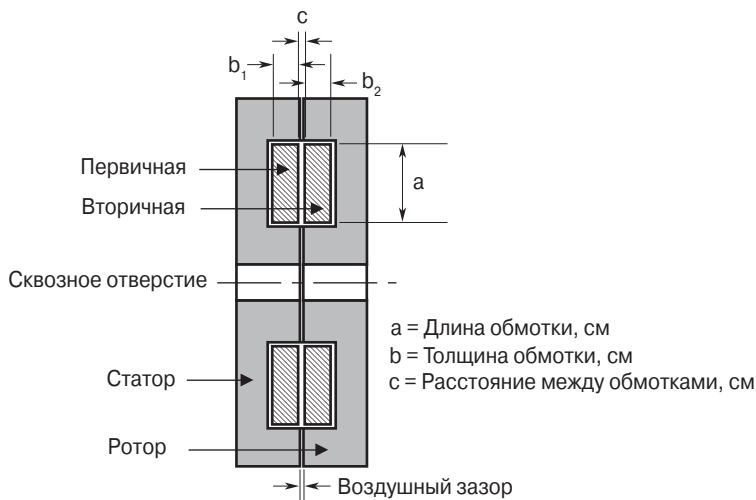
Роторный трансформатор имеет значительный зазор в сердечнике и разнесённые в пространстве обмотки, из-за чего у него уменьшенная индуктивность

намагничивания. Это в свою очередь определяет большую величину тока намагничивания. Индуктивность рассеивания  $L_p$  для обоих типов исполнения роторного трансформатора может быть вычислена по формуле (19.1). Размеры роторного трансформатора аксиальной конструкции указаны на **рис. 19.6**. Размеры трансформатора плоской конструкции даны на **рис. 19.7**.

$$L_p = \frac{4 \cdot \pi (MLT) \cdot N_p^2}{\alpha} \left( c + \frac{b_1 + b_2}{3} \right) \cdot 10^{-9} [\text{Гн}]. \quad (19.1)$$



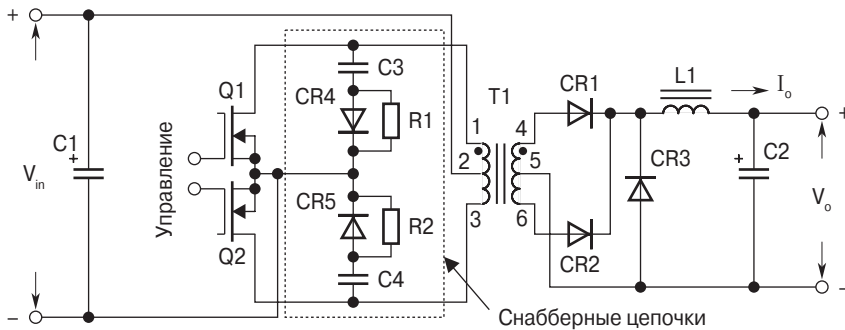
**Рис. 19.6.** Размеры роторного трансформатора аксиальной конструкции



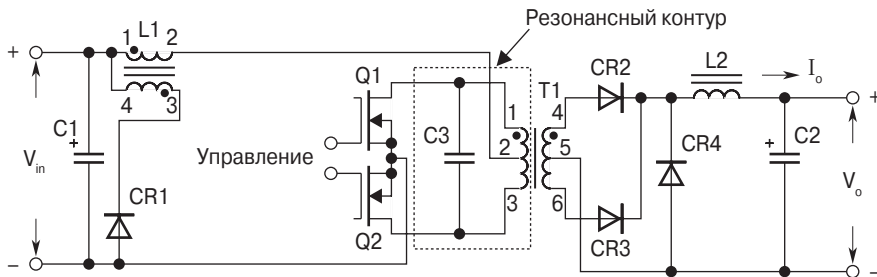
**Рис. 19.7.** Размеры роторного трансформатора плоской конструкции

## 19.5. Двухтактный резонансный преобразователь тока

Этот преобразователь хорошо подходит для работы в паре с роторным трансформатором. Как было сказано в главе 18, этому преобразователю требуется трансформатор с зазором. Для сравнения: на **рис. 19.8.** показан стандартный двухтактный преобразователь напряжения, а на **рис. 19.9** – двухтактный резонансный преобразователь тока. При использовании роторного трансформатора в схеме преобразователя тока удастся обойти трудности, связанные с накоплением энергии в зазоре трансформатора, которые обрисованы выше, и проявляются при работе с преобразователем напряжения. В частности, отпадает необходимость использовать энергопоглощающие снабберные цепи (см. главу 18).



**Рис. 19.8.** Схема двухтактного преобразователя напряжения со снабберными цепочками

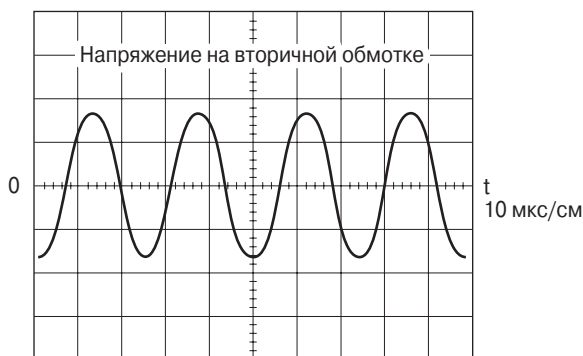


**Рис. 19.9.** Схема двухтактного резонансного преобразователя тока

Преобразователю тока для формирования синусоидального напряжения требуется резонансный LC-контур. Первичная обмотка роторного трансформатора является идеальным дросселем из-за присущего сердечнику



воздушного зазора. Можно перечислить основные причины, по которым целесообразно сделать резонансный контур на основе роторного трансформатора. Во-первых, это минимизация количества компонентов в силовой цепи. Во-вторых, выходной сигнал преобразователя – натуральная синусоида (см. **рис. 19.10**), которая обычно не требует дополнительной фильтрации. И в-третьих, энергия, запасённая в зазоре трансформатора, используется, когда оба силовых ключа выключены. Она коммутируется в резонансном контуре. Это создаёт условия для прямого обмена энергии между резонансным контуром и нагрузкой. Отсутствует заметный скручивающий момент в роторном трансформаторе.

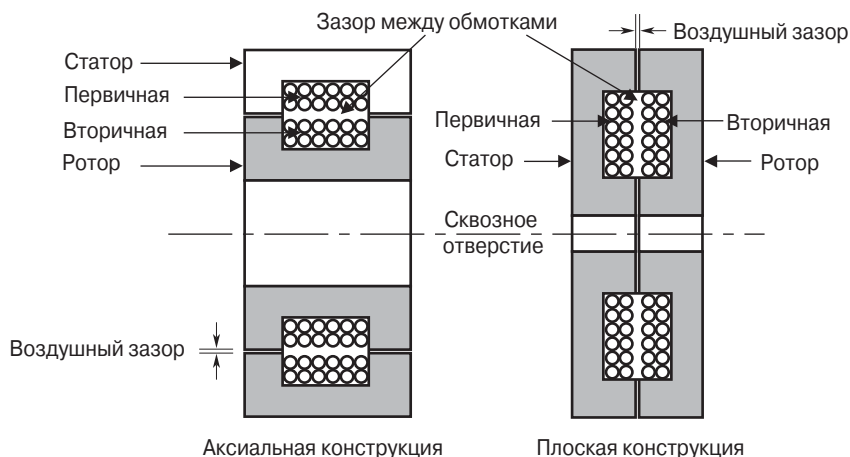


**Рис. 19.10.** Синусоидальное напряжение на выходе резонансного преобразователя тока

## 19.6. Трудности при проектировании роторного трансформатора

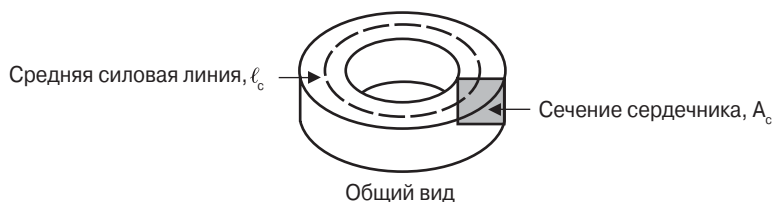
Требования, предъявляемые к роторному трансформатору, определяют появление некоторых необычных трудностей проектирования в сравнении с обычным трансформатором. Во-первых, это относительно большой зазор в магнитной цепи. Размер его определяется точностью выполнения и центрирования оси вращения. Большой зазор уменьшает индуктивность намагничивания. Во-вторых, значительное пространственное разнесение обмоток определяет необычно большую индуктивность рассеивания. И третья особенность состоит в том, что большое сквозное отверстие уменьшает эффективность использования материала сердечника и меди обмоток, приходящихся на фиксированную среднюю длину витка. Из-за большого диаметра отверстия требуется большая площадь меди обмотки при той же зависимости напря-

жения от нагрузки. Таким образом, сердечник роторного трансформатора из-за конструктивных требований должен быть более прочным, чем сердечник обычного. (рис. 19.11).

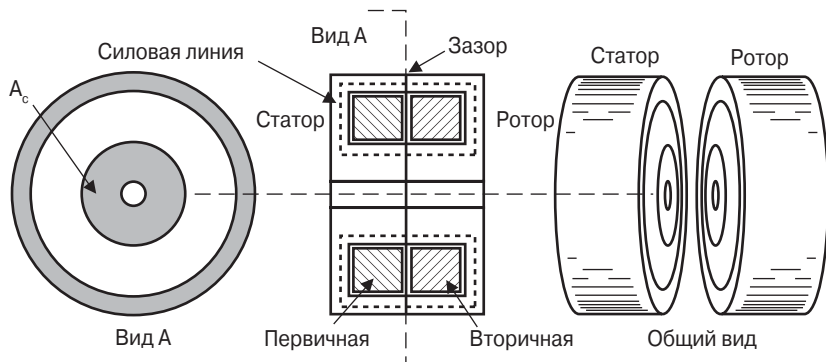


**Рис. 19.11.** Геометрия базовых типов роторного трансформатора

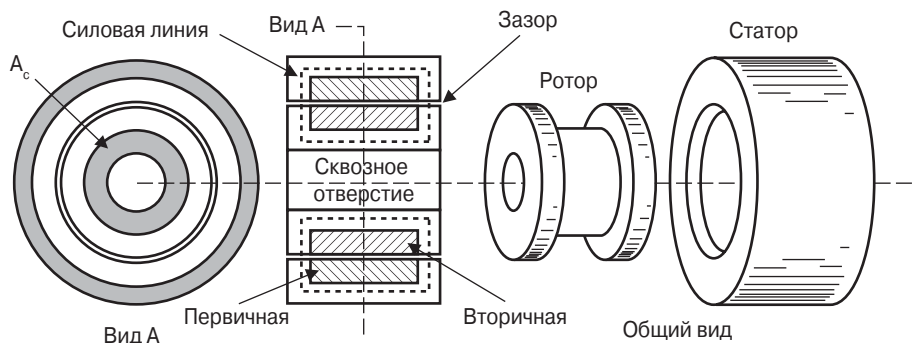
Размеры роторного трансформатора обычно определяются механическим интерфейсом, в частности, относительно большим зазором и большим сквозным отверстием, что определяет большую среднюю длину витка. Роторный трансформатор не есть идеальная магнитная система. Тороидальный сердечник является идеальной магнитной системой. Производители используют экспериментальные данные, снятые с тороидальных сердечников, для презентации характеристик магнитных материалов. Магнитный поток в тороидальном сердечнике движется по пути с постоянной площадью сечения  $A_c$ , как показано на рис. 19.12, и обеспечивает идеальность магнитных характеристик, чего нельзя сказать про магнитную систему роторного трансформатора (см. рис. 19.13 и 19.14). Роторный трансформатор для космического аппарата Galileo имеет 10 см в диаметре и изготовлен СМІ [Л. 4].



**Рис. 19.12.** Общий вид тороидального сердечника



**Рис. 19.13.** Роторный трансформатор плоского типа в разрезе



**Рис. 19.14.** Роторный трансформатор аксиального типа в разрезе

## 19.7. Источники

1. E. Landsman, "Rotary Transformer Design." Massachusetts Institute Technology, PCSC-70 Record, pp. 139-152
2. L. Brown, "Rotary Transformer Utilization in a Spin Stabilized Spacecraft Power System." General Electric, pp 373-376.
3. S. Marx, "A Kilowatt Rotary Power Transformer." Philco-Ford Corp., IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. AES-7, No. 6 November 1971.
4. Ceramic Magnetics, Inc. 16 Law Drive Fairfield, NJ 07006. Tel. (973) 227-4222.

## 20 Планарные трансформаторы

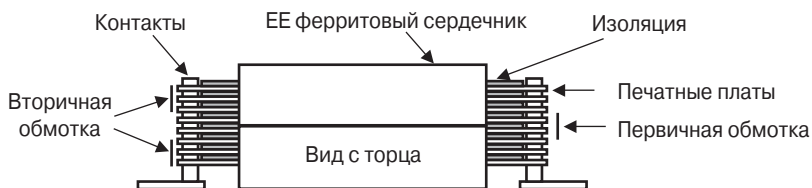
1	Введение	444
2	Базовая конструкция планарного трансформатора	444
3	Планарные интегральные магнетики с печатными обмотками	446
4	Геометрия сердечника	447
5	Уравнения для проектирования планарного трансформатора и дросселя	448
6	Коэффициент использования окна сердечника	449
7	Плотность тока $J$	450
8	Печатные обмотки	453
9	Расчёт средней длины витка	454
10	Сопротивление обмотки и рассеиваемая мощность	454
11	Ёмкость печатной обмотки	455
12	Проектирование планарного дросселя	456
13	Внешний вывод обмотки	457
14	Базовые материалы для печатных плат	458
15	Сборка и монтаж сердечника	459
15	Источники	460

## 20.1. Введение

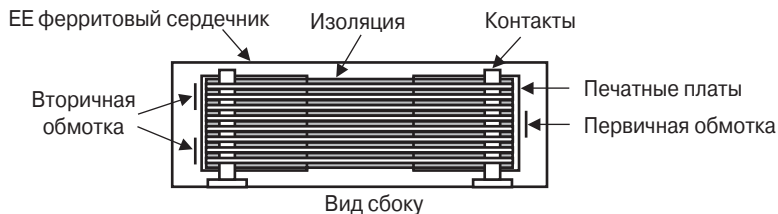
Планарный трансформатор или дроссель – это низкопрофильный прибор, покрывающий большую площадь, в то время как обычный трансформатор больше похож на кубик. Планарные магнетики – это новое слово в силовой электронике. Оно обозначает стремление к увеличению плотности передаваемой мощности, повышению эффективности и снижению цены преобразовательных устройств. Автором одной из первых публикаций по планарным магнетикам, увидевшей свет в 1986 г. был Алекс Естров (Estrov). После ознакомления с этой статьей Вы реально понимаете, как многого он достиг. Если Вы хотите спроектировать планарный трансформатор, то Вам нужно полностью поменять привычные подходы при работе с низкопрофильными ферритовыми сердечниками и обмотками, выполненными на печатных платах. Два главных фактора определили переход на эту новую технологию. Во-первых, внедрение в схемотехнику МДП-транзисторов, что позволило резко увеличить рабочую частоту преобразовательных устройств, при которой значительно сократилось требуемое количество витков обмотки трансформатора. Во-вторых, использование ферритовых сердечников, которым можно придать почти любую форму. После этой статьи интерес к планарным магнетикам возрастал каждый год.

## 20.2. Базовая конструкция планарного трансформатора

На **рис. 20.1...20.4** показаны 4 вида типичной планарной конструкции на основе ЕЕ-сердечника. Планарные трансформаторы имеют уникальные конструктивные характеристики. У них каждый виток первичной обмотки занимает точно определённое положение, которое задаётся печатной платой. Расстояние между витками первичной и вторичной обмоток постоянно. Это обеспечивает жёсткий контроль величины индуктивности рассеивания между первичной и вторичной обмотками. При использовании одного и того же изоляционного материала межобмоточная ёмкость и другие паразитные параметры будут одинаковыми, поэтому также будут одинаковыми их резонансные частоты и степень подавления синфазной помехи. Для этого необходим жёсткий контроль параметров используемых материалов.



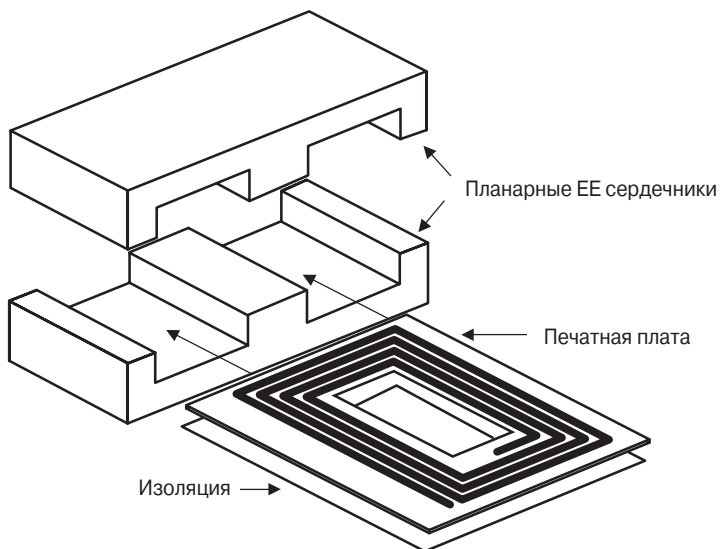
**Рис. 20.1.** Вид с торца типичного планарного ЕЕ-трансформатора



**Рис. 20.2.** Типичный планарный ЕЕ-трансформатор (вид сбоку)



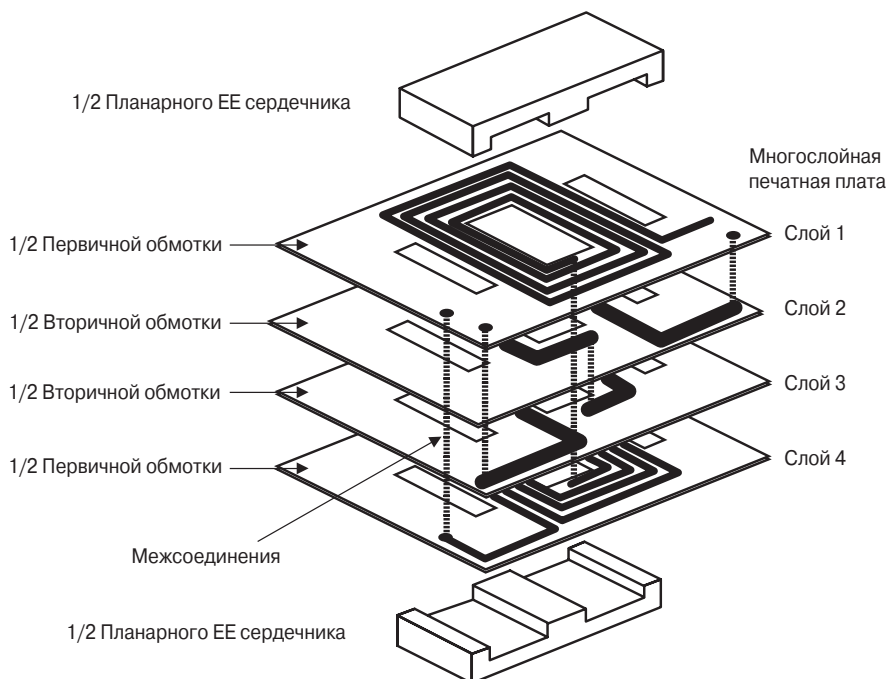
**Рис. 20.3.** Типичный планарный ЕЕ-трансформатор (вид сверху)



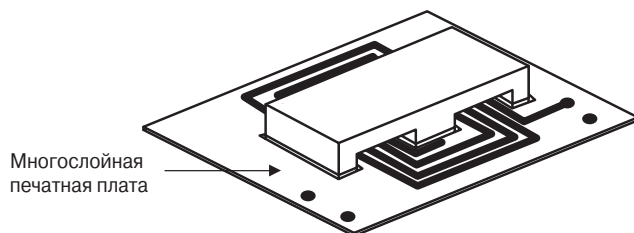
**Рис. 20.4.** Типичный планарный ЕЕ-трансформатор (общий вид)

### 20.3. Планарные интегральные магнетики с печатными обмотками

Трансформаторы и дроссели планарной конструкции устанавливаются прямо на основной печатной плате. Проектировщики поднимают рабочую частоту всё выше и выше в диапазоне 250...500 кГц. По мере роста частоты габариты преобразователя уменьшаются. Теперь магнитные элементы планарной конструкции устанавливаются на основной печатной плате. Трансформатор с многослойной печатной платой показан на **рис. 20.5** и **20.6**.



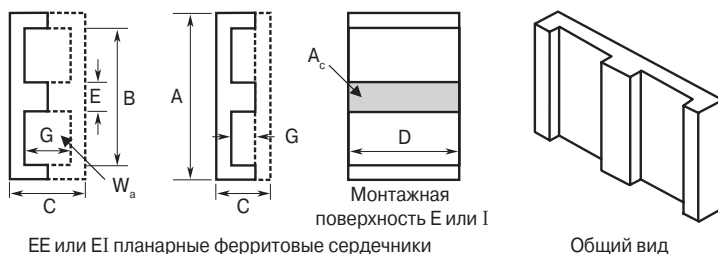
**Рис. 20.5.** Планарный трансформатор, интегрированный в основную печатную плату



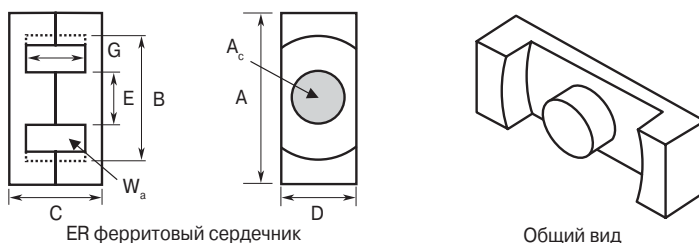
**Рис. 20.6.** Планарный трансформатор с печатными обмотками в сборе

## 20.4. Геометрия сердечника

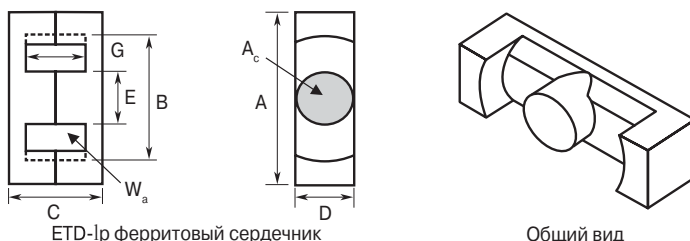
Серии ЕЕ и ЕІ не единственные, используемые в планарной технологии. Есть фирмы в ферритовой индустрии, которые выпускают низкопрофильные версии своих стандартных сердечников, давая тем самым инженеру большую свободу выбора. Варианты ЕЕ- и ЕІ-сердечников от Magnetics Inc. показаны на **рис. 20.7**. На **рис. 20.8** и **20.11** показаны ER- и RM-lp-сердечники от Ferroxcube. Ferrite International выпускает ETD-lp- и PQ-lp-сердечники, показанные на **рис. 20.9** и **20.10** соответственно. Имеются определённые достижения при использовании сердечников с круглым средним стержнем, таких как PQ-lp, RM-lp, ETD-lp и ER. В случае круглого среднего стержня более эффективно используется медь обмоток и обмоточное пространство. Фирма Ceramic Magnetics Inc. (CMI), может модифицировать любой из этих сердечников в соответствии с требованиями заказчика. IEC выпускает новый стандарт 62313 для планарных сердечников, который превосходит стандарт 61860.



**Рис. 20.7.** Низкопрофильные планарные ЕЕ- и ЕІ-сердечники фирмы Magnetics Inc.

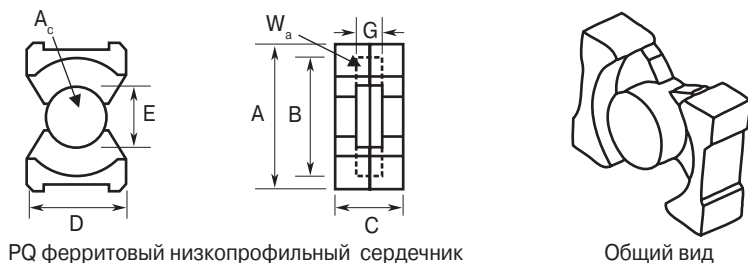


**Рис. 20.8.** Низкопрофильные планарные сердечники типа ER от Ferroxcube



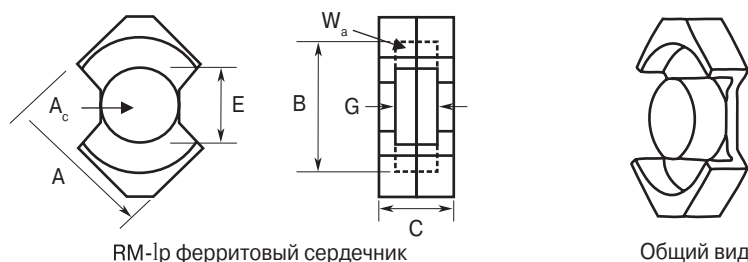
**Рис. 20.9.** Низкопрофильные планарные ETD-сердечники от Ferrite International





PQ ферритовый низкопрофильный сердечник

Общий вид

**Рис. 20.10.** Низкопрофильные планарные PQ-сердечники от Ferrite International

RM-lp ферритовый сердечник

Общий вид

**Рис. 20.11.** Низкопрофильные планарные RM-сердечники от Ferroxcube

## 20.5. Уравнения для проектирования планарного трансформатора и дросселя

Для проектирования обычного и планарного трансформатора используются одни и те же уравнения, так же как одни и те же критерии используются для выбора подходящего сердечника.

Требуемое количество витков обмотки находится в соответствии с законом Фарадея.

$$N = \frac{V_p \cdot 10^4}{K_f \cdot f \cdot A_c \cdot B_{ac}} \quad [\text{ВИТКОВ}]. \quad (20.1)$$

Способность сердечника передавать мощность определяется так:

$$A_p = \frac{P_t \cdot 10^4}{K_f \cdot K_u \cdot f \cdot A_c \cdot B_{ac} \cdot J} \quad [\text{см}^4]. \quad (20.2)$$

Расчёт индуктивности сердечника с зазором.

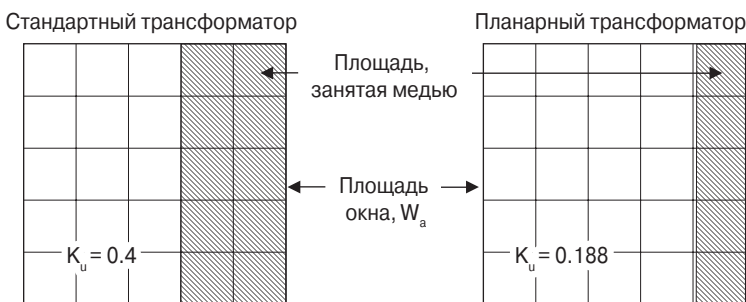
$$L = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N^2 \cdot A_c \cdot 10^{-8}}{l_g + \frac{l_c}{\mu_m}} \text{ [Гн]}. \quad (20.3)$$

Способность сердечника передавать энергию.

$$A_p = \frac{2(\text{Энергия})}{K_u \cdot B_{ac} \cdot J} \text{ [см}^4\text{]}. \quad (20.4)$$

## 20.6. Коэффициент использования окна сердечника

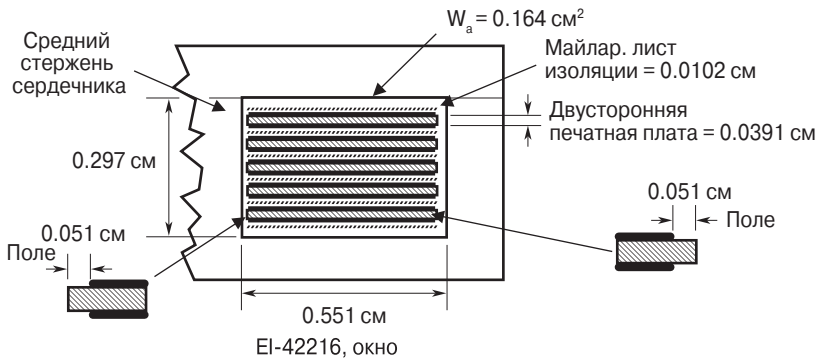
Коэффициент использования окна сердечника в обычном трансформаторе приблизительно равен 0.40. Это означает, что 40% площади окна заполнено медью обмотки, а 60% заняты катушкой или трубкой, изоляцией между слоями обмоток и проводов, а также определяются техникой намотки. Эти вопросы подробно рассмотрены в главе 4. В планарном трансформаторе, использующем печатные обмотки, коэффициент использования окна ещё меньше. На **рис. 20.12** сравниваются коэффициенты заполнения окна обычного и планарного трансформаторов.



**Рис. 20.12.** Сравнение коэффициентов заполнения окна обычного и планарного трансформаторов

Рассмотрим пример расчёта коэффициента заполнения окна сердечника обмотками на печатной плате. Обмотки расположены на двусторонней печатной плате толщиной 0.254 мм. Общая толщина 0.391 мм. Майларовый изоляционный материал расположен между печатными платами и между печатными платами и сердечником. Это увеличит толщину ещё на 0.102 мм. Всё это вместе даёт 0.493 мм на слой. Есть ещё 0.51 мм пространства между краем платы и медью дорожки. Можно найти значение ширины меди, если из ширины окна 5.51 мм вычесть две ширины поля 1.02 мм. Это даёт общую ширину меди

4.49 мм. Коэффициент использования окна  $K_u$  даётся в **табл. 20.1**, исходя из данных **рис. 20.13**.



**Рис. 20.13.** Заполнение окна сердечника планарного EI-трансформатора

**Таблица 20.1. Заполнение окна сердечника EI-42216**

Высота окна [см]	0.2970
Ширина окна [см]	0.5510
Площадь окна [см]	0.1640
Толщина печатной пластины с медью [см]	0.0391
Лист изоляции [см]	0.0102
Общая толщина 5+1 слоёв изоляции]	0.0612
Общая толщина 5 слоёв [см]	0.2570
Толщина 5 слоёв меди [см]	0.0686
Ширина меди [см]	0.4494
Общая площадь меди [см²]	0.0308
Коэффициент использования окна, $K_u$	0.1878

## 20.7. Плотность тока J

Одним из неизвестных факторов при проектировании планарного трансформатора является плотность тока  $J$ . Плотность тока определяет величину потерь в меди и температуру перегрева, определяемую этими потерями. Температура перегрева контролируется также рассеиванием тепла поверхностью трансформатора. Объём трансформатора растёт, подчиняясь кубическому закону, а площадь поверхности – квадратичному. Большие трансформаторы рассчитанные, например, для работы на частоте 60 Гц, проектируются с низкой плотностью тока, в то время как 400 Гц трансформаторы проектируются с более высо-

кой плотностью тока при той же температуре перегрева. Существует экспериментальное правило: для больших трансформаторов использовать 200 А/см<sup>2</sup> (60 Гц), а для маленьких – 400 А/см<sup>2</sup> (400 Гц).

Проектировщики планарных трансформаторов используют другой подход. При проектировании печатных обмоток используются те же правила, что и при проектировании печатных плат, т. е. нет никакой разницы. Печатные платы покрыты медной фольгой. Толщина фольги измеряется в унциях (28.3 г). Вес в унциях приходится на один квадратный фут (30.5 см) материала; 1 унция на квадратный фут соответствует толщине 0.00135 дюйма (0.034 мм), 2 унции – 0.068 мм, 3 унции – 0.103 мм. Есть таблицы, в которых указан ток при разной длине проводника при одной и той же температуре перегрева. В **табл. 20.2** указан ток и соответствующая температура перегрева для покрытия 1 унция на квадратный фут, в **табл. 20.3** – 2 унции на квадратный фут, а в **табл. 20.4** – 3 унции на квадратный фут.

Инженер использует промышленные справочники для выбора толщины и ширины медной дорожки, ориентируясь на температуру перегрева. Первая попытка расчёта печатной обмотки должна исходить из плотности тока 2000 А/см<sup>2</sup> (500 кГц).

Если ориентироваться на данные **табл. 20.1** при ширине дорожки 0.06 дюйма (1.52 мм) следует взять 5700 А/см<sup>2</sup> (500 кГц).

**Таблица 20.2. Данные для проектирования медного покрытия толщиной 0.00135 дюйма (0.034 мм)**

Ширина дорожки, [мм]	Сопротивление [мкОм/мм]	Вес меди – 1 унция; толщина 0.034 мм		Температура перегрева °		
		см <sup>2</sup>	AWG <sup>1), 2)</sup>	5°	20°	40°
0.51	989.7	0.000174	35	1.00	3.00	4.00
1.02	494.9	0.000348	32	2.25	5.00	6.50
1.52	329.9	0.000523	30	3.00	6.50	8.00
2.03	247.4	0.000697	29	4.00	7.00	9.50
2.54	197.9	0.000871	28	4.50	8.00	11.00
3.05	165.0	0.001045	27	5.25	9.25	12.00
3.56	141.4	0.001219	26	6.00	10.00	13.00
4.06	123.7	0.001394	26	6.50	11.00	14.25
4.57	110.0	0.001568	25	7.00	11.75	15.00
5.08	99.0	0.001742	25	7.25	12.50	16.60

<sup>1)</sup> Данные из Handbook of Electronic Packaging.

<sup>2)</sup> Это близкая аппроксимация размера проводов стандарта AWG.

**Таблица 20.3. Данные для проектирования медного покрытия толщиной 0.0027 дюйма (0.068 мм)**

Ширина дорожки, [мм]	Сопротивление, [мкОм/мм]	Вес меди – 2 унции; толщина 0.068 мм		Температура перегрева, °		
		см <sup>2</sup>	AWG <sup>1), 2)</sup>	5°	20°	40°
0.51	494.9	0.000348	32	2.00	4.00	6.25
1.02	247.4	0.000697	29	3.25	7.00	9.00
1.52	165.0	0.001045	27	4.25	9.00	11.25
2.03	123.7	0.001394	26	5.00	10.25	13.25
2.54	99.0	0.001742	25	5.25	11.00	15.25
3.05	82.5	0.002090	24	5.75	12.25	17.00
3.56	70.7	0.002439	23	6.25	13.25	18.50
4.06	61.9	0.002787	23	6.50	14.25	20.50
4.57	55.0	0.003135	22	7.00	15.25	22.00
5.08	49.5	0.003484	22	7.25	16.25	24.00

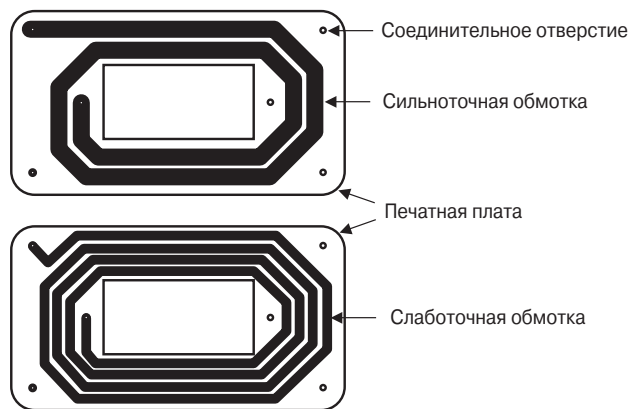
<sup>1)</sup> Данные из Handbook of Electronic Packaging.<sup>2)</sup> Это близкая аппроксимация размера проводов стандарта AWG.**Таблица 20.4. Данные для проектирования медного покрытия толщиной 0.00405 дюйма (0.103 мм)**

Ширина дорожки, [мм]	Сопротивление [мкОм/мм]	Вес меди – 3 унции; толщина 0,103 [мм]		Температура перегрева °		
		см <sup>2</sup>	AWG <sup>1), 2)</sup>	5°	20°	40°
0.51	329.9	0.000523	30	2.50	6.00	7.00
1.02	165.0	0.001045	27	4.00	8.75	11.00
1.52	110.0	0.001568	25	4.75	10.25	13.50
2.03	82.5	0.002090	24	5.50	12.00	15.75
2.54	66.0	0.002613	23	6.00	13.25	17.50
3.05	55.0	0.003135	22	6.75	15.00	19.50
3.56	47.1	0.003658	22	7.00	16.00	21.25
4.06	41.2	0.004181	21	7.25	17.00	23.00
4.57	36.7	0.004703	20	7.75	18.25	25.00
5.08	33.0	0.005226	20	8.00	19.75	27.00

<sup>1)</sup> Данные из Handbook of Electronic Packaging.<sup>2)</sup> Это близкая аппроксимация размера проводов стандарта AWG.

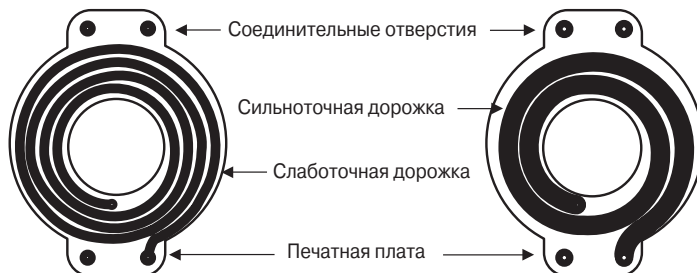
## 20.8. Печатные обмотки

Когда инженер впервые берётся проектировать планарный трансформатор, он может достичь цели несколькими способами. Возможно, сначала проще использовать обмоточный провод, а потом перейти к печатной плате с обмоткой, но при таком подходе можно потерять много времени. Печатный монтаж имеет ряд особых свойств. Когда печатная плата готова и её границы зафиксированы, невозможно уже что-либо изменить. Это касается как полезных, так и паразитных свойств изделия. Но это не абсолютная истина в случае обычных трансформаторов. При проектировании планарных изделий обычно используют ЕЕ- или ЕІ-сердечники с прямоугольным сечением центрального стержня. На **рис. 20.14** показаны варианты исполнения печатных обмоток для больших и малых токов.



**Рис. 20.14.** Варианты исполнения печатных обмоток на планарном Е-сердечнике

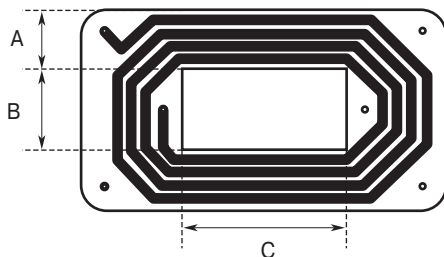
Другая конфигурация печатных обмоток показана на **рис. 20.15**. Здесь используется сердечник с круглым средним стержнем. Это сердечники типов PQ-lp, RM-lp, ETD-lp и ER. Сердечники с круглым средним стержнем имеют определённые преимущества, например, лучше используется медь обмотки.



**Рис. 20.15.** Печатные обмотки для сердечников с круглым средним стержнем

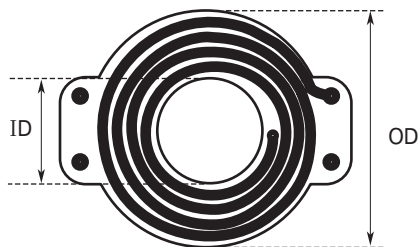
## 20.9. Расчёт средней длины витка

Знать среднюю длину витка нужно для расчёта сопротивления обмотки постоянному току. Если оно известно, то можно рассчитать напряжение на обмотке при данной нагрузке. Размеры обмотки при прямоугольном среднем стержне показаны на **рис. 20.16**. Средняя длина витка находится по уравнению (20.5). По уравнению (20.6) находится средняя длина витка для сердечника с круглым средним стержнем.



**Рис. 20.16.** Размеры обмотки при прямоугольной форме среднего стержня

$$MLT = 2B + 2C = 2.82A \text{ [мм]}. \quad (20.5)$$



**Рис. 20.17.** Размеры обмотки при круглом сечении среднего стержня

$$MLT = \frac{\pi(OD + ID)}{2} \text{ [мм]}. \quad (20.6)$$

## 20.10. Сопротивление обмотки и рассеиваемая мощность

Для нахождения сопротивления нужно рассчитать среднюю длину витка (MLT) обмотки, по уравнению (20.6) при известной конфигурации обмотки. Нужно использовать характеристики печатной обмотки, данные в **табл. 20.5**.

**Таблица 20.5. Данные печатной обмотки**

Количество печатных проводников на каждой стороне	4
Толщина дорожки [дюйм]	0.0027
Ширина обмотки [мм]	2.54
Удельное сопротивление дорожки [мкОм/мм]	99
Внешний диаметр OD [мм]	31.5
Внутренний диаметр ID [мм]	14.65
Ток обмотки [А]	3
Толщина платы [мм]	0.5
Диэлектрическая постоянная печатной платы, K	4.7

**Шаг № 1.** Расчёт средней длины витка.

$$MLT = \frac{\pi(OD + ID)}{2} = \frac{3.14(31.5 + 14.65)}{2} = 72.5 \text{ [мм]}.$$

**Шаг № 2.** Расчёт сопротивления обмотки.

$$R = MLT \cdot N \cdot \rho = 72.5 \cdot 8 \cdot 99 \cdot 10^{-6} = 0.057 \text{ [Ом]}.$$

**Шаг № 3.** Расчёт напряжения на сопротивлении обмотки.

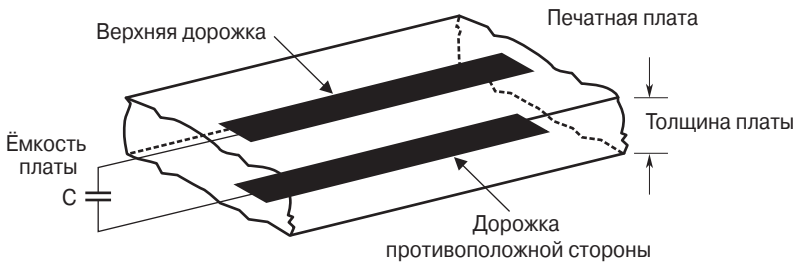
$$V_w = IR = 3.0 \cdot 0.057 = 0.171 \text{ [В]}.$$

**Шаг № 4.** Расчёт мощности, выделяющейся в обмотке.

$$P_w = I^2 \cdot R = 3^2 \cdot 0.057 = 0.513 \text{ [Вт]}.$$

## 20.11. Ёмкость печатной обмотки

Между двумя печатными проводниками, расположенными на противоположных сторонах платы, существует ёмкость (см. **рис. 20.18**), которая может быть рассчитана по уравнению (20.7).



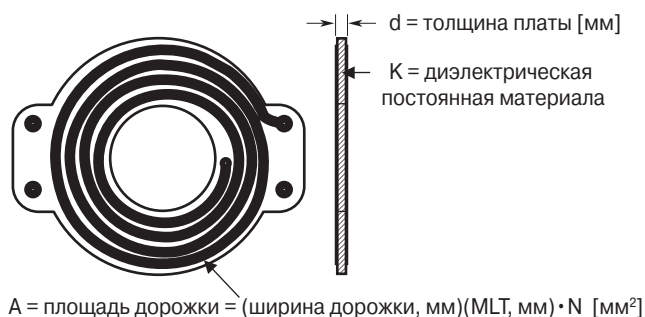
**Рис. 20.18.** Ёмкость между проводниками печатной платы



$$C_p = \frac{0.0085 \cdot K \cdot A}{d} \text{ [пФ]}, \quad (20.7)$$

где  $C_p$  – ёмкость [пФ];  
 $K$  – диэлектрическая постоянная;  
 $A$  – площадь дорожки [мм<sup>2</sup>];  
 $d$  – толщина платы [мм].

Транзисторы ключевого преобразователя напряжения, работающего на частоте 250 кГц, переключаются за время 0.05 мкс. При таких скоростях возможны значительные всплески тока через рассматриваемую ёмкость. Пример расчёта ёмкости печатной обмотки рассмотрен на основе данных табл. 20.5, рис. 20.19 и уравнения (20.7).



**Рис. 20.19.** Ёмкость печатной обмотки

**Шаг № 1.** Расчёт площади печатной дорожки.

$$A = (\text{ширина дорожки, мм}) (MLT, \text{мм}) (\text{витки, } N) = 2.54 \cdot 72.5 \cdot 8 = 1473 \text{ [мм}^2\text{]}.$$

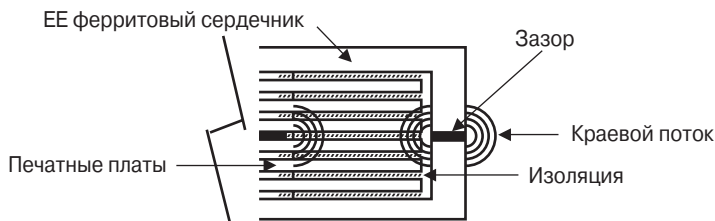
**Шаг № 2.** Расчёт ёмкости обмотки.

$$C_p = \frac{0.0085 \cdot K \cdot A}{d} = \frac{0.0085 \cdot 4.7 \cdot 1473}{0.50} = 118 \text{ [пФ]}.$$

## 20.12. Проектирование планарного дросселя

Планарные дроссели проектируются так же, как обычные (см. главу 8). Планарные дроссели используют те же самые планарные сердечники и ту же самую технику печатных плат, что и трансформаторы. Главное различие состоит в том, что сердечник дросселя имеет зазор для предотвращения насыщения сердечника при работе на постоянном токе. Важно ограничить величину ин-

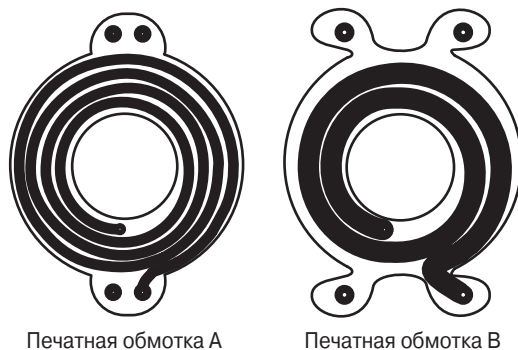
дукции при максимальной температуре. Краевой магнитный поток – это опасная вещь в любом ферритовом сердечнике с зазором, но особенно в планарной конструкции (см. **рис. 20.20**). Когда силовые линии краевого потока пересекают медные проводники, генерируются вихревые токи, из-за которых могут возникать горячие точки и снижается общая эффективность. Использование печатных обмоток (плоских проводников) может значительно увеличить эффективность воздействия вихревых токов, что может иметь катастрофические последствия.



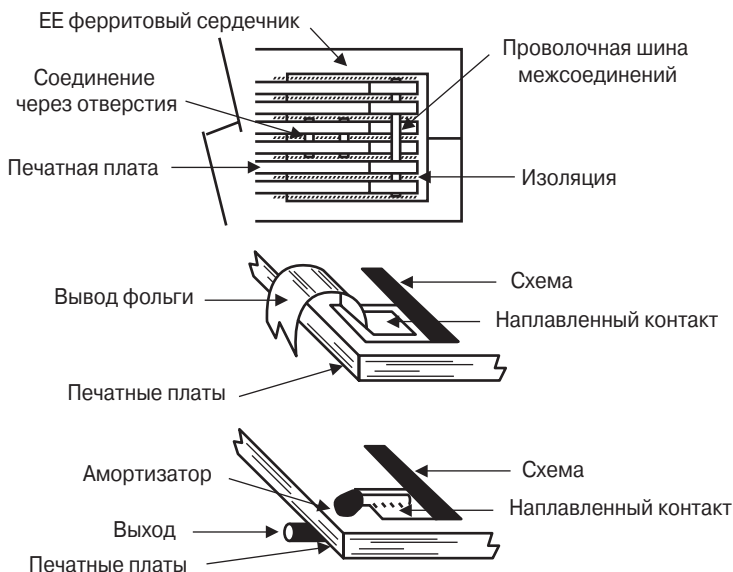
**Рис. 20.20.** Взаимодействие краевого потока и проводников печатной обмотки

## 20.13. Внешний вывод обмотки

Изготовление выводов от обмотки планарного трансформатора во внешнюю среду может быть очень неудобной процедурой, если она недостаточно продумана. Следует помнить, что это высокочастотный трансформатор, у которого есть скин-эффект. Из-за влияния скин-эффекта нужно делать внешние выводы трансформатора максимально короткими. Конструкция выводов очень важна для токов один ампер и более. Рекомендуется использовать клеммы, закреплённые в отверстиях сквозь плату. Количество их ограничивается ценой изделия. Если трансформатор имеет много межплатных соединений, следует делать специальные заготовки для них. Когда печатные платы собраны вместе, то из-за высокой плотности монтажа все соединения и интерсоединения следует делать с помощью выносных контактных площадок, как показано на **рис. 20.21**. Платы с печатными обмотками требуют тщательного контроля, чтобы быть уверенным в осуществлении интерсоединения. Интерсоединения обычно делаются с помощью проволоочной шины через отверстие, и при этом также осуществляется соединение плат. Если наплавленные контакты делаются на плате, то очень важно делать их площадь максимальной, особенно в тех случаях, когда соединение производится с медной фольгой, как показано на **рис. 20.22**. Если печатные обмотки нужно соединить параллельно, то с целью увеличения тока шины для межсоединений тоже должны быть усилены.



**Рис. 20.21.** Платы с печатными обмотками и выносными контактными площадками типа баттерфляй



**Рис. 20.22.** Контакты на плате, показывающие взаимосвязи и выход

## 20.14. Базовые материалы для печатных плат

Материалы для печатных плат весьма разнообразны и это следует из определений национальной ассоциации производителей электрического оборудования (NEMA). Важные свойства материалов для печатных плат представлены в табл. 20.6. Очень важно выбрать подходящий материал для вашей разработки. Планарные трансформаторы обычно испытываются на максимальной

мощности в заданном температурном диапазоне. Это может помочь обнаружить горячие точки на выводах обмоток. В соответствии со своей внутренней структурой планарные трансформаторы имеют большой рабочий температурный диапазон. Разумно отказаться от бумажно-фенольных материалов и материалов, абсорбирующих влагу.

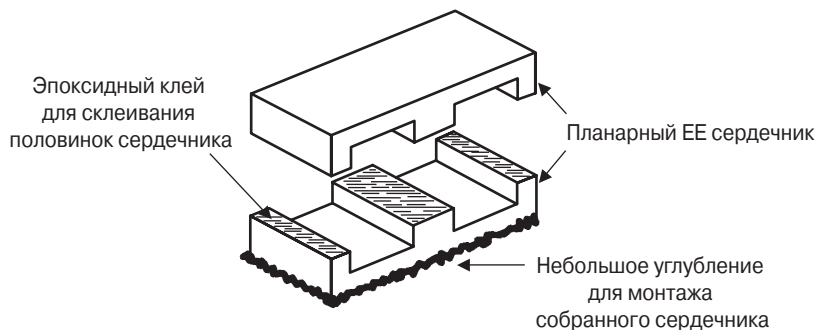
**Таблица 20.6. Свойства материалов для печатных плат**

Параметр	Классификация NEMA						
	FR-1 Бумага феноль- ная	FR-2 Бумага феноль- ная	FR-3 Бумага экспо- зитная	FR-4 Остекло- ванная эпок- сидка	FR-5 Остекло- ванная эпок- сидка	G10 Остекло- ванная эпок- сидка	G11 Остекло- ванная эпок- сидка
Механическая прочность	хорошая	хорошая	хорошая	отличная	отличная	отличная	отличная
Влагостойкость	плохая	хорошая	хорошая	отличная	отличная	отличная	отличная
Изоляционные свойства	доста- точные	хорошие	хорошие	отличные	отличные	отличные	отличные
Стойкость к пробою	плохая	плохая	доста- точная	хорошая	хорошая	хорошая	хорошая
Износ инструмента	хорошая	хорошая	хорошая	плохая	плохая	плохая	плохая
Максимальная рабочая температура [°C]	105	105	105	130	170	130	170
Диэлектрическая проницаемость, K	4.2	4.2	4.4	4.7	4.3	4.6	4.5

## 20.15. Сборка и монтаж сердечника

Собранный и смонтированный сердечник должен быть прочным и устойчивым в диапазоне температур. Одним из наиболее надёжных способов малозаметного монтажа является приклеивание с помощью эпоксидного клея, например, клея типа 3М ЕС-2216А/В. Эта техника монтажа показана на **рис. 20.23**. При этом склеенные половинки сердечника не изменяют своих электрических характеристик. Это означает, что эпоксидный клей практически не создаёт зазор в сердечнике. Работа в широком температурном диапазоне – нормальная ситуация для планарных магнетиков. Следует обратить внимание на величины коэффициентов расширения материала сердечника и монтажной платы. Следует помнить, что феррит – это хрупкая керамика. Планарный сердечник имеет низкий силуэт с тонкими секциями и не может накапливать напряжение,

как сердечники другой геометрии. После сборки планарный трансформатор должен быть испытан для гарантии надёжной работы.



**Рис. 20.23.** Эпоксидный клей для монтажа собранного трансформатора

## 20.16. Источники

1. Designing with Planar Ferrite Cores, Technical Bulletin FC-S8, Magnetics, Division of Spang and Company 2001.
2. Brown, E., "Planar Magnetics Simplifies Switchmode Power Supply Design and Production," PCIM, June 1992, pp. 46-52.
3. Van der Linde, Boon, and Klassens, "Design of High-Frequency Planar Power Transformer in Multilayer Technology," IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 38, No. 2, April 1991, pp. 135-141.
4. Bloom, E., "Planar Power Magnetics: New Low Profile Approaches for Low-Cost Magnetics Design," Magnetic Business & Technology, June 2002, pp. 26,27.
5. Charles A. Harper, Handbook of Electronic Packaging, McGraw-Hill Book Company, pp. 1-51–1-53.
6. Reference Data for Radio Engineers, Fourth Edition, International Telephone and Telegraph Corp. March 1957, pp. 107-111.
7. PC Boards, Casco Circuits, Inc., 10039 D Canoga Ave., Chatsworth, CA 91311. Tel. (818) 882-0972.

# 21

## Истоки уравнений проектирования

1	Связь выходной мощности $P_o$ с расчётной мощностью $P_t$	462
2	Проектирование трансформатора на основе коэффициента геометрии $K_g$	463
3	Проектирование трансформатора на основе произведения площадей сердечника $A_p$	466
4	Проектирование дросселя на основе коэффициента геометрии сердечника $K_g$	467
5	Проектирование дросселя на основе произведения площадей сердечника	470
6	Зависимость выходного напряжения трансформатора от нагрузки	473

*Автор выражает благодарность Ричарду Озенбауху (Richard Ozenbaugh) из Linear Magnetics за помощь при написании этой главы.*

## 21.1. Связь выходной мощности $P_o$ с расчётной мощностью $P_t$

Наибольший интерес у пользователя вызывает величина выходной мощности  $P_o$ . Для проектировщика трансформатора расчётная мощность  $P_t$ , которая ассоциируется с геометрией трансформатора, имеет первостепенное значение. Предположим для простоты, что на сердечнике изолирующего трансформатора в площади окна только две обмотки – первичная и вторичная. Также предположим, что площадь окна сердечника  $W_a$  делится между первичной и вторичной обмотками пропорционально рассеиваемой мощности при одинаковой плотности тока. Первичная и вторичная обмотки передают в нагрузку мощность соответственно  $P_{in}$  и  $P_o$ .

По определению

$$P_t = P_{in} + P_o; \quad (21.1)$$

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \text{ [Вт]}.$$

Количество витков первичной обмотки может быть определено в соответствии с законом Фарадея.

$$N_p = \frac{V_p \cdot 10^4}{A_c \cdot B_{ac} \cdot f \cdot K_f} \text{ [ВИТКОВ]}. \quad (21.2)$$

Площадь окна, предназначенная для обмоток, полностью используется при условии:

$$K_u \cdot W_a = N_p \cdot A_{wp} + N_s \cdot A_{ws}. \quad (21.3)$$

По определению площадь сечения провода определяется следующим образом:

$$A_w = \frac{I}{J} \text{ [см}^2\text{]}. \quad (21.4)$$

Подставляя (21.4) в (21.3), получим:

$$K_u \cdot W_a = N_p \frac{I_p}{J} + N_s \frac{I_s}{J}. \quad (21.5)$$

Теперь подставляем (21.2) в (21.5):

$$K_u \cdot W_a = \frac{V_p \cdot 10^4}{A_c \cdot B_{ac} \cdot f \cdot K_f} \cdot \frac{I_p}{J} + \frac{V_s \cdot 10^4}{A_c \cdot B_{ac} \cdot f \cdot K_f} \cdot \frac{I_s}{J}. \quad (21.6)$$

Или

$$W_a \cdot A_c = \frac{(V_p I_p + V_s I_s) \cdot 10^4}{B_{ac} \cdot f \cdot J \cdot K_f \cdot K_u} [\text{см}^4]. \quad (21.7)$$

Выходная мощность  $P_o$

$$P_o = V_s \cdot I_s [\text{Вт}]. \quad (21.8)$$

Входная мощность

$$P_{in} = V_p \cdot I_p [\text{Вт}]. \quad (21.9)$$

$$P_t = P_{in} + P_o [\text{Вт}]. \quad (21.10)$$

## 21.2. Проектирование трансформатора на основе коэффициента геометрии $K_g$

Хотя в большинстве случаев трансформатор рассчитывается на заданный перегрев, он может рассчитываться по заданной зависимости выходного напряжения от нагрузки. Эта зависимость задаётся коэффициентом  $\alpha$  (см. уравнение (7.26)).

$$P_t = 2 K_g \cdot K_e \cdot \alpha [\text{Вт}]. \quad (21.11)$$

Постоянная  $K_g$  определяется геометрией сердечника:

$$K_g = f(A_c \cdot W_a \cdot MLT). \quad (21.12)$$

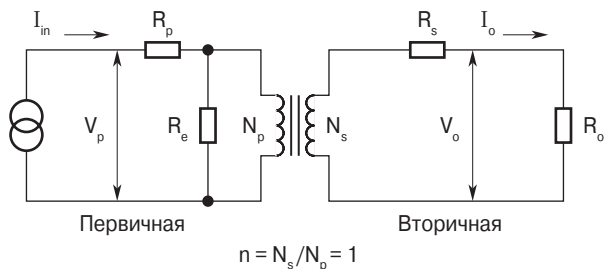
Величина постоянной  $K_e$  определяется электрическими и магнитными режимами работы трансформатора

$$K_e = g(f \cdot B_m). \quad (21.13)$$

Происхождение специфических функций  $K_g$  и  $K_e$  объясняется следующим образом. Представьте себе двухобмоточный трансформатор с одинаковыми первичной и вторичной обмотками (см. **рис. 21.1**). Первичная обмотка имеет сопротивление  $R_p$ , а вторичная –  $R_s$ .



$$\alpha = \frac{\Delta V_p}{V_p} 100\% + \frac{\Delta V_s}{V_s} 100\%. \quad (21.14)$$



**Рис. 21.1.** Изолирующий трансформатор

Пусть, для упрощения, значение  $R_e$  бесконечно велико, что означает отсутствие потерь в сердечнике, то есть

$$I_{in} = I_o. \quad (21.15)$$

Тогда

$$\Delta V_p = I_p R_p = \Delta V_s = I_s R_s \text{ [В]}. \quad (21.16)$$

$$\alpha = \frac{2 I_p R_p}{V_p} 100 [\%]. \quad (21.17)$$

Поделив числитель и знаменатель на  $V_p$ , получим:

$$\alpha = 200 \frac{I_p R_p}{V_p} \cdot \frac{V_p}{V_p}. \quad (21.18)$$

$$\alpha = 200 \frac{R_p VA}{V_p^2}. \quad (21.19)$$

Легко показать, что

$$R_p = \frac{(MLT) N_p^2}{W_a K_p} \cdot \rho,$$

где  $\rho = 1.724 \cdot 10^{-6} \text{ [Ом·см]}$ ;

$K_p$  – коэффициент заполнения окна первичной обмоткой;

$$K_p = \frac{K_u}{2} = K_s, \quad (21.21)$$

где  $K_s$  – коэффициент заполнения окна вторичной обмоткой.

Закон Фарадея, выраженный в метрических единицах:

$$V_p = K_f \cdot f \cdot N_p \cdot A_c \cdot B_m \cdot 10^{-4}. \quad (21.22)$$

где  $K_f = 4.0$  для волны напряжения прямоугольной формы;

$K_f = 4.44$  для синусоиды.

Подставив (21.20) и (21.22) для  $V_p$  и  $R_p$  в (21.23), получим (21.24)

$$VA = \frac{E_p^2}{200 \cdot R_p} \alpha. \quad (21.23)$$

Первичные вольт-амперы

$$VA = \frac{(K_f \cdot f \cdot N_p \cdot A_c \cdot B_m \cdot 10^{-4})(K_f \cdot f \cdot N_p \cdot A_c \cdot B_m \cdot 10^{-4})}{200 \frac{(MLT)N_p^2}{W_a \cdot K_p}} \rho. \quad (21.24)$$

Упростив это выражение, получим следующее:

$$VA = \frac{K_f^2 \cdot f^2 \cdot A_c^2 \cdot B_m^2 \cdot W_2 \cdot K_p \cdot 10^{-10}}{2(MLT) \cdot \rho} \cdot \alpha. \quad (21.25)$$

Подставив  $\rho = 1.724 \cdot 10^{-6}$ , получим:

$$VA = \frac{0.29 K_f^2 \cdot f^2 \cdot A_c^2 \cdot B_m^2 \cdot W_2 \cdot K_p \cdot 10^{-10}}{MLT} \cdot \alpha. \quad (21.26)$$

Введём обозначение

$$K_e = 0.29 K_f^2 \cdot f^2 \cdot B_m^2 \cdot 10^{-4}. \quad (21.27)$$

Первичный коэффициент геометрии сердечника

$$K_g = \frac{W_a \cdot A_c^2 \cdot K_p}{MLT} \text{ [см}^5\text{]}. \quad (21.28)$$

Суммарный коэффициент использования окна сердечника

$$K_p + K_s = K_u. \quad (21.29)$$

$$K_p = \frac{K_u}{2} = K_s$$

Подставив (21.27) и (21.28) в (21.26), получим:

$$VA = K_e \cdot K_g \cdot \alpha, \quad (21.30)$$

где  $K_e = 0.145 K_f^2 \cdot f^2 \cdot B_m^2 \cdot 10^{-4}$  (21.31)

Произведение  $VA$  – это первичная мощность; коэффициент использования окна  $K_u$  учитывает медь обеих обмоток.

$$K_g = \frac{W_a \cdot A_c^2 \cdot K_p}{MLT} [\text{см}^5]. \quad (21.32)$$

Коэффициент  $\alpha$  определяет величину потерь в меди обмоток и вычисляется по следующей формуле:

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o} 100 [\%]. \quad (21.33)$$

Полная мощность выражена в вольт-амперах, состоит из первичных  $VA$  и вторичных  $VA$ .

$$\text{Первичные } VA = K_e \cdot K_g \cdot \alpha + \text{Вторичные } VA = K_e K_g \alpha. \quad (21.34)$$

Расчётная мощность  $P_t$  определяется суммой первичных и вторичных  $VA$ .

$$P_t = 2 K_e \cdot K_g \cdot \alpha. \quad (21.35)$$

### 21.3. Проектирование трансформатора на основе произведения площадей сердечника $A_p$

Взаимосвязь между способностью трансформатора передавать мощность и произведением площадей  $A_p$  может быть объяснена следующим образом.

Закон Фарадея, выраженный в метрических единицах:

$$V = K_f \cdot f \cdot N_p \cdot A_c \cdot B_m \cdot 10^{-4}, \quad (21.36)$$

где  $K_f = 4.0$  для прямоугольной волны;  
 $K_f = 4.44$  для синусоиды.

Площадь пространства для обмотки трансформатора полностью использована при условии

$$K_u W_a = N_p \cdot A_{wp} + N_s \cdot A_{ws}. \quad (21.37)$$

По определению площадь сечения провода

$$A_w = \frac{I}{J} [\text{см}^2]. \quad (21.38)$$

Теперь вместо (21.37) можно записать:

$$K_u W_a = N_p \frac{I_p}{J} + N_s \frac{I_s}{J} \quad (21.39)$$

Комбинация (21.39) и (21.36) даёт:

$$K_u W_a = \frac{V_p \cdot 10^4}{A_c \cdot B_{ac} \cdot f \cdot K_f} \cdot \frac{I_p}{J} + \frac{V_s \cdot 10^4}{A_c \cdot B_{ac} \cdot f \cdot K_f} \cdot \frac{I_s}{J}. \quad (21.40)$$

$$W_a A_c = \frac{(V_p I_p + V_s I_s) \cdot 10^4}{B_{ac} \cdot f \cdot J \cdot K_f \cdot K_u} \text{ [см}^4\text{]}. \quad (21.41)$$

Выходная мощность

$$P_o = V_s \cdot I_s \text{ [Вт]}. \quad (21.42)$$

Входная мощность

$$P_{in} = V_p I_p \text{ [Вт]}. \quad (21.43)$$

Расчётная мощность

$$P_t = P_{in} + P_o \text{ [Вт]}. \quad (21.44)$$

$$W_a \cdot A_c = \frac{P_t \cdot 10^4}{B_{ac} \cdot f \cdot J \cdot K_f \cdot K_u} \text{ [см}^4\text{]}. \quad (21.45)$$

По определению

$$A_p = W_a \cdot A_c. \quad (21.46)$$

И окончательно:

$$A_p = \frac{P_t \cdot 10^4}{B_{ac} \cdot f \cdot J \cdot K_f \cdot K_u} \text{ [см}^4\text{]}. \quad (21.47)$$

## 21.4. Проектирование дросселя на основе коэффициента геометрии сердечника $K_g$

Дроссель, как и трансформатор, рассчитывается на заданный температурный перегрев, но он также может быть рассчитан по заданной зависимости выходного напряжения от нагрузки. Эта зависимость выражается коэффициентом  $\alpha$  (см. уравнение (7.26)). Способность сердечника передавать энергию выражается следующим соотношением:

$$(\text{Энергия})^2 = K_e \cdot K_g \cdot \alpha. \quad (21.48)$$

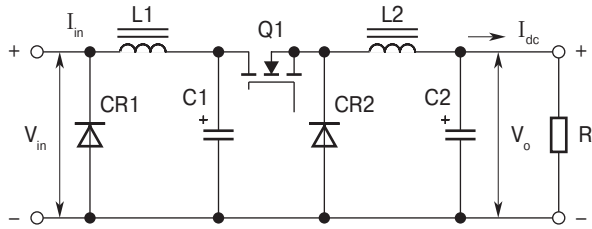
Постоянная  $K_g$  – функция геометрии сердечника:

$$K_g = f(A_c \cdot W_a \cdot MLT). \quad (21.49)$$

Постоянная  $K_e$  – функция электрического и магнитного режимов.

$$K_e = g(P_o \cdot B_m). \quad (21.50)$$

Происхождение специфических функций  $K_e$  и  $K_g$  является целью предлагаемого анализа. На **рис. 21.2** представлен регулятор напряжения понижающего типа. Сопротивление дросселя  $R_L$ .



**Рис. 21.2.** Ключевой регулятор напряжения понижающего типа

Выходная мощность

$$P_o = I_{dc} \cdot V_o \text{ [Вт]}. \quad (21.51)$$

$$\alpha = \frac{I_{dc} R_L}{V_o} 100 [\%]. \quad (21.52)$$

Уравнение для расчёта требуемой индуктивности дросселя:

$$L = \frac{0.4 \pi N^2 A_c \cdot 10^{-8}}{I_g} \text{ [Гн]}. \quad (21.53)$$

Индукция в сердечнике

$$B_{dc} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{dc} \cdot 10^{-4}}{l_g} \text{ [Тл]}. \quad (21.54)$$

Из уравнений (21.53) и (21.54):

$$\frac{L}{B_{dc}} = \frac{N A_c \cdot 10^{-4}}{I_{dc}}. \quad (21.55)$$

Из уравнения (21.55):

$$N = \frac{L I_{dc} \cdot 10^4}{B_{dc} \cdot A_c} \text{ [витков]}. \quad (21.56)$$

Легко показать, что сопротивление дросселя

$$R_L = \frac{(MLT) \cdot N_p^2}{W_a \cdot K_u} \rho \text{ [Ом]}. \quad (21.57)$$

где  $\rho = 1.724 \cdot 10^{-6} \text{ [Ом} \cdot \text{см]}$ .

Из уравнений (21.52) и (21.57):

$$\alpha = \frac{I_{dc}}{V_o} \cdot \frac{(MLT) N_p^2}{W_a \cdot K_u} \rho \cdot 100 \text{ [%]}. \quad (21.58)$$

Возведём в квадрат уравнение (21.56):

$$N^2 = \left( \frac{L \cdot I_{dc}}{B_{dc} \cdot A_c} \right)^2 \cdot 10^8. \quad (21.59)$$

Из уравнений (21.58) и (21.59) получается, что

$$\alpha = \frac{I_{dc} (MLT)}{V_o W_a K_u} \cdot \rho \left( \frac{L I_{dc}}{B_{dc} \cdot A_c} \right)^2 \cdot 10^{10}. \quad (21.60)$$

$$\alpha = \left( \frac{I_{dc} (MLT) \cdot (L I_{dc})^2}{V_o W_a K_u B_{dc}^2 A_c^2} \rho \right) \cdot 10^{10}. \quad (21.61)$$

Если умножить уравнение (21.61) на  $I_{dc}/I_{dc}$ , тогда

$$\alpha = \frac{(MLT)(L I_{dc}^2)^2}{V_o \cdot I_{dc} \cdot W_a \cdot K_u \cdot B_{dc}^2 \cdot A_c^2} \rho \cdot 10^{10}. \quad (21.62)$$

Энергию в катушке можно рассчитать следующим образом:

$$\text{Энергия} = \frac{L I_{dc}^2}{2} \text{ [Вт} \cdot \text{с]}. \quad (21.63)$$

$$2(\text{Энергия}) = L I_{dc}^2.$$

Теперь уравнение для  $\alpha$  имеет вид:

$$\alpha = \frac{(2 \text{Энергия})^2}{P_o B_{dc}^2} \cdot \frac{\rho (MLT)}{W_a K_u A_c^2} \cdot 10^{10}. \quad (21.64)$$

Учитывая, что

$$\rho = 1.724 \cdot 10^{-6} \text{ [Ом} \cdot \text{см]}, \quad (21.65)$$

получим:

$$\alpha = \frac{6.89(\text{Энергия})^2}{P_o \cdot B_{dc}^2} \cdot \frac{MLT}{W_a \cdot K_u \cdot A_c^2} \cdot 10^4. \quad (21.66)$$

Решая это уравнение относительно энергии, получим:

$$(\text{Энергия})^2 = 0.145 \cdot P_o \cdot B_{dc}^2 \frac{W_a \cdot A_c^2 \cdot K_u}{MLT} \cdot 10^{-4} \cdot \alpha. \quad (21.67)$$

Коэффициент геометрии сердечника

$$K_g = \frac{W_a \cdot A_c^2 \cdot K_u}{MLT} \text{ [см}^5\text{]}. \quad (21.68)$$

Характеризующий электрический режим коэффициент

$$K_e = 0.145 \cdot P_o \cdot B_{dc}^2 \cdot 10^{-4}. \quad (21.69)$$

Комбинируя (21.67), (21.68) и (21.69), получим:

$$(\text{Энергия})^2 = K_g \cdot K_e \cdot \alpha. \quad (21.70)$$

Отнесённые к выходной мощности потери в меди обмотки

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o} 100 [\%]. \quad (21.71)$$

## 21.5. Проектирование дросселя на основе произведения площадей сердечника

Способность дросселя передавать энергию может быть определена при помощи произведения площадей сердечника  $A_p$ . Приведённые ниже соотношения призваны подтвердить это.

**Замечание.** Символы, отмеченные штрихом (например,  $A'_c$ ), измеряются в системе единиц МКС (метр–килограмм–секунда).

$$E = L \frac{dI}{dt} = N \frac{d\phi}{dt}. \quad (21.72)$$

Отсюда следует

$$L = N \frac{d\phi}{dt}. \quad (21.73)$$

Магнитный поток

$$\Phi = B_m A'_c. \quad (21.74)$$

$$B_m = \frac{\mu_o N I}{l'_g + \frac{l'_c}{\mu_m}}. \quad (21.75)$$

$$\Phi = \frac{\mu_o N I A'_c}{l'_g + \frac{l'_c}{\mu_m}}. \quad (21.76)$$

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\mu_o N A'_c}{l'_g + \frac{l'_c}{\mu_m}}. \quad (21.77)$$

При совместном рассмотрении (21.73) и (21.77), получается:

$$L = N \frac{d\Phi}{dt} = \frac{\mu_o N A'_c}{l'_g + \frac{l'_c}{\mu_m}}. \quad (21.78)$$

Энергию катушки можно рассчитать по следующей формуле:

$$\text{Энергия} = \frac{L I^2}{2} [\text{Вт} \cdot \text{с}]. \quad (21.79)$$

Из уравнений (21.78) и (21.79):

$$\text{Энергия} = \frac{L I^2}{2} = \frac{\mu_o N^2 A'_c I^2}{2 \left[ l'_g + \frac{l'_c}{\mu_m} \right]}. \quad (21.80)$$

При заданной  $B_m$ :

$$I = \frac{B_m \left( l'_g + \frac{l'_c}{\mu_m} \right)}{\mu_o N}. \quad (21.81)$$

Совместное рассмотрение (21.78) и (21.81) даёт:

$$\text{Энергия} = \frac{\mu_o N^2 A'_c}{2 \left[ l'_g + \frac{l'_c}{\mu_m} \right]} \cdot \left[ \frac{B_m \left( l'_g + \frac{l'_c}{\mu_m} \right)}{\mu_o N} \right]^2. \quad (21.82)$$



Упрощая это выражение, получим:

$$\text{Энергия} = \frac{B_m^2 \left( l'_g + \frac{l'_c}{\mu_m} \right) A'_c}{2\mu_o}. \quad (21.83)$$

Площадь, отведённая для обмотки, полностью заполнена, если

$$K_u W'_a = N A'_w. \quad (21.84)$$

По определению площадь сечения провода

$$A'_w = \frac{I}{J'}. \quad (21.85)$$

Из совместного рассмотрения (21.84) и (21.85) получаем:

$$K_u W'_a = N \frac{I}{J'}. \quad (21.86)$$

Решая относительно тока, получим

$$I = \frac{K_u \cdot W'_a \cdot J'}{N} = \frac{B_m \left[ l'_g + \frac{l'_c}{\mu_m} \right]}{\mu_o N}. \quad (21.87)$$

или

$$l'_g + \frac{l'_c}{\mu_m} = \frac{K_u W'_a J' \mu_o}{B_m}. \quad (21.88)$$

Подставляем (21.88) в (21.82):

$$\text{Энергия} = \frac{B_m^2 \left( \frac{K_u W'_a J' \mu_o}{B_m} \right) A'_c}{2\mu_o} \quad (21.89)$$

или

$$\text{Энергия} = \frac{B_m^2 A'_c}{2\mu_o} \cdot \frac{K_u W'_a J' \mu_o}{B_m}. \quad (21.90)$$

Упрощая это выражение, получим:

$$\text{Энергия} = \frac{B_m \cdot K_u \cdot W'_a \cdot J' \cdot A'_c}{2}. \quad (21.91)$$

Теперь возвращаемся к системе единиц СГС.

$$W'_a = W_a \cdot 10^{-4}$$

$$A'_c = A_c \cdot 10^{-4}$$

$$J' = J \cdot 10^4$$

$$l'_c = l_c \cdot 10^{-2}$$

$$l'_g = l_g \cdot 10^{-2}$$

Теперь вместо (21.91) получаем следующее:

$$\text{Энергия} = \frac{B_m \cdot K_u \cdot W_a \cdot J \cdot A_c}{2} \cdot 10^{-4}. \quad (21.92)$$

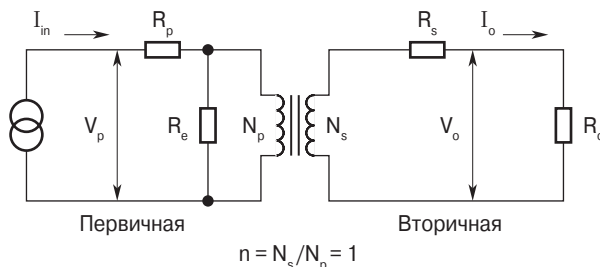
Произведение площадей сердечника

$$A_p = W_a \cdot A_c. \quad (21.93)$$

$$A_p = \frac{2(\text{Энергия})}{B_m \cdot J \cdot K_u} [\text{см}^4].$$

## 21.6. Зависимость выходного напряжения трансформатора от нагрузки

Минимальные размеры трансформатора определяются как предельным значением температуры перегрева, так и допустимой величиной зависимости выходного напряжения от нагрузки. При этом подразумевается, что размеры и вес трансформатора минимизированы. На **рис. 21.3** представлена схема трансформатора с одной вторичной обмоткой. Зависимость  $V_o$  от нагрузки характеризуется коэффициентом  $\alpha$ .



**Рис. 21.3.** Схема трансформатора

Распределённой ёмкостью вторичной обмотки можно пренебречь, так как частота и величина напряжения  $V_o$  не слишком велики. Геометрия обмоток спроектирована так, что можно пренебречь влиянием индуктивности рассеивания. На **рис. 21.4** показано расположение окна трансформатора. Площадь окна делится пополам между первичной и вторичной обмотками.



**Рис. 21.4.** Окно сердечника трансформатора

$$\frac{W_a}{2} = \text{Первичная обмотка} = \text{Вторичная обмотка.} \quad (21.94)$$

Коэффициент  $\alpha$ , определяющий зависимость  $V_o$  от нагрузки, выражается следующей формулой:

$$\alpha = \frac{V_o(N.L.) - V_o(F.L.)}{V_o(F.L.)} 100 \%, \quad (21.95)$$

где  $V_o(N.L.)$  — напряжение холостого хода;  
 $V_o(F.L.)$  — напряжение при полной нагрузке.

Для простоты предположим, что трансформатор на **рис. 21.4** — изолирующий с коэффициентом трансформации, равным 1. Потерями энергии в сердечнике пренебрегаем. При этих условиях  $I_{in} = I_o$  [А] и  $R_p = R_s$  [Ом].

$$\begin{aligned} I_{in} &= I_o \text{ [А].} \\ R_p &= R_s \text{ [Ом].} \end{aligned} \quad (21.96)$$

При равенстве площадей окна, отведённых для обмоток, и предполагая одинаковую плотность тока в обмотках, получим:

$$\Delta V_p = I_{in} R_p = \Delta V_s = I_o \cdot R_s. \quad (21.97)$$

Тогда

$$\alpha = \frac{\Delta V_p}{V_p} 100 + \frac{\Delta V_s}{V_s} 100 \%. \quad (21.98)$$

$$\alpha = \frac{\Delta V_p I_{in}}{V_p I_{in}} 100 + \frac{\Delta V_s I_o}{\Delta V_s I_o} 100 \%. \quad (21.99)$$

Потери в меди первичной обмотки

$$P_p = \Delta V_p \cdot I_{in} \text{ [Вт]}. \quad (21.100)$$

Потери в меди вторичной обмотки

$$P_s = \Delta V_s \cdot I_o \text{ [Вт]}. \quad (21.101)$$

Суммарные потери в меди обмоток

$$P_{Cu} = P_p + P_s. \quad (21.102)$$

Теперь выражение для коэффициента может быть записано в следующем виде

$$\alpha = \frac{P_{Cu}}{P_o} 100 \%. \quad (21.103)$$

Книги издательства «ДМК Пресс» можно заказать в торгово-издательском холдинге «Планета Альянс» наложенным платежом, выслав открытку или письмо по почтовому адресу: **115487, г. Москва, 2-й Нагатинский пр-д, д. 6А.**

При оформлении заказа следует указать адрес (полностью), по которому должны быть высланы книги; фамилию, имя и отчество получателя. Желательно также указать свой телефон и электронный адрес.

Эти книги вы можете заказать и в интернет-магазине: **[www.aliants-kniga.ru](http://www.aliants-kniga.ru).**

Оптовые закупки: тел. **(499) 782-38-89**

Электронный адрес: **[books@aliants-kniga.ru](mailto:books@aliants-kniga.ru).**

Вильям Маклиман

## **Проектирование трансформаторов и дросселей**

### **Справочник**

Издание третье, пересмотренное и дополненное

Главный редактор *Мовчан Д. А.*  
[dmkpress@gmail.com](mailto:dmkpress@gmail.com)

Перевод с английского *Попов В. В.*

Корректор *Синяева Г. И.*

Верстка *Паранская Н. В.*

Дизайн обложки *Мовчан А. Г.*

Формат 70×100<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Гарнитура «Петербург».

Печать офсетная. Усл. печ. л. 38,68.

Тираж 100 экз.

Веб-сайт издательства: [www.dmk.ru](http://www.dmk.ru)