

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

**В.П. Обрусник**

**МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ  
ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ**

*Учебное пособие*

**Томск – 2007**

Федеральное агентство по образованию

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

**Кафедра промышленной электроники**

**В.П. Обрусник**

# **МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ**

**Учебное пособие**

**Рекомендовано Сибирским региональным  
учебно-методическим центром высшего профессионального  
образования для межвузовского использования  
в качестве учебного пособия**

**2007**

Рецензент: доцент кафедры промышленной электроники ТУСУР,  
канд. техн. наук Семенов В.Д.

Корректор: Воронина М.А.

**Обрусник В.П.**

Магнитные элементы электронных устройств: Учебное пособие. —  
Томск: Томский государственный университет систем управле-  
ния и радиоэлектроники, 2007. — 125 с.

Описаны устройства, принцип действия, основные вопросы теории и конструктивные исполнения типовых магнитных элементов (МЭ) электронных устройств: трансформаторов, дросселей и магнитных усилителей. Приведены основные выражения для инженерного расчета характеристик и параметров МЭ.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучаемых по дистанционным образовательным технологиям на специальностях: 210106 — промышленная электроника.

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	5
1 КОНСТРУКТИВНОЕ ИСПОЛНЕНИЕ МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ .....	6
2 ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ .....	14
3 ФИЗИЧЕСКИЕ ВЕЛИЧИНЫ МЭ, СВЯЗАННЫЕ С ПАРАМЕТРАМИ ГЕОМЕТРИИ МАГНИТОПРОВОДА .....	19
3.1 Входная (габаритная) мощность МЭ .....	19
3.2 Потери мощности МЭ .....	20
3.3 Плотность тока обмоток МЭ.....	22
3.4 Индукция магнитопровода.....	24
4 ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ ЗАКОНЫ МЭ .....	25
4.1 Закон электромагнитной индукции.....	25
4.2 Закон полного тока .....	25
4.3 Закон намагничивания .....	26
5 КЛАССИФИКАЦИЯ МЭ ПО ВЫПОЛНЯЕМЫМ ФУНКЦИЯМ..	27
6 ДРОССЕЛИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ .....	32
7 ДРОССЕЛИ НАСЫЩЕНИЯ .....	38
8 МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ .....	41
9 УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ.....	43
10 ТРАНСФОРМАТОРЫ .....	44
10.1 Принцип действия и электромагнитные величины трансформатора .....	45
10.2 Схема замещения трансформатора, ее параметры и величины .....	54
10.3 Другие формы напряжений в обмотках МЭ.....	63
11 ИНЖЕНЕРНЫЙ РАСЧЕТ МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ .....	66
11.1 Последовательность расчета МЭ.....	66
11.2 Выбор конструктивного исполнения .....	67
11.3 Выбор магнитного материала.....	70
11.4 Выбор материала обмоток .....	73

11.5 Другие предварительные условия расчета МЭ .....	75
11.6 Расчет электромагнитных величин .....	76
11.7 Расчет технических показателей МЭ .....	86
11.8 Вопросы для проверки усвоения материала по дисциплине МЭ ЭУ .....	89
12 ПРИБЛИЖЕННЫЙ РАСЧЕТ МЭ ПО ГАБАРИТНОЙ МОЩНОСТИ.....	91
13 РАСЧЕТ ВОЗМОЖНОСТЕЙ МАГНИТОПРОВОДА.....	93
13.1 Расчет габаритной мощности магнитопровода МЭ .....	93
13.2 Расчет индуктивности дросселя по параметрам магнитопровода .....	96
13.3 Пример раскладки проводников в окне тороидального сердечника.....	101
13.4 Пример раскладки проводников МЭ в окне с прямоугольным сечением.....	105
ЛИТЕРАТУРА .....	109
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	110

## ВВЕДЕНИЕ

Магнитные элементы (МЭ) являются неотъемлемой частью всех электронных устройств. Несинусоидальность напряжений и токов, их повышенная частота (в том числе от гармонических составляющих) и другие отличительные свойства электронных устройств (ЭУ) определяет специфические требования к применяемым в этих устройствах МЭ, например: изготовление из особых магнитных материалов и проводников для обмоток, использование специальных конструктивных исполнений (тороидальные, чашечные, кабельные и др.), специальные расчеты режимов работы и частоты.

В настоящее время вопросы теории, конструирования и производственного изготовления МЭ решены на очень высоком уровне. По магнитным элементам для радиоэлектронной аппаратуры изданы фундаментальные монографии и справочники (авторы Р.Х. Бальян, А.М. Бамдас, В.С. Моин, Г.С. Найвельт, М.А. Розенблат, Ю.С. Русин, Ю.А. Савиновский, И.Н. Сидоров, С.В. Шапиро и др.). Инженерам нужно грамотно пользоваться достигнутыми результатами в области МЭ, чтобы оптимально применять эти элементы в электронных устройствах. Данное учебное пособие обеспечивает начальную базовую подготовку инженеров по теории и практике электромагнитной техники для электроники. В практической деятельности нужно обязательно пользоваться технической литературой, где магнитные элементы описаны более детально.

Автор выражает благодарность профессору А.В. Шарапову и доцентам Т.Н. Зайченко, В.Д. Семенову за помощь в подготовке к изданию настоящего пособия.

## 1 КОНСТРУКТИВНОЕ ИСПОЛНЕНИЕ МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Внешне, по общему виду, магнитные элементы (МЭ) того или иного назначения трудно различать. По исполнению МЭ представляют собой магнитопровод с размещенными на нем «катушками» электрических проводников. В каждой катушке может располагаться одна или несколько обмоток МЭ. Конструктивные формы магнитопровода, которые довольно разнообразны, тоже ничего не скажут о назначении МЭ. В целом, исполнение МЭ — их конструктивные формы и геометрия, выполнение обмоток (медные, алюминиевые, низковольтные и высоковольтные) и другие вопросы по изготовлению, определяется только технико-экономическими показателями. Принципиальное отличие МЭ по назначению в электрических цепях можно установить только по **функциональному** назначению обмоток элемента и соответствующей ему включению этих обмоток в электротехнической системе.

Конструктивных форм МЭ очень много. В электронной технике наибольшее распространение получили конструкции, представленные на рис. 1.1: *а* — броневые, *б* — стержневые, *в* — тороидальные, *г* — чашечные.

Еще есть исполнения трехфазных МЭ на одном магнитопроводе, круговые и кабельные конструкции и др. [2], см. раздел 11.2.

Броневые (Б) исполнения МЭ имеют одну катушку с обмотками, очень простые и технологичные в изготовлении, обмотки защищены от механических повреждений магнитопроводом, как «броней» (отсюда название — броневые). Среди других конструкций броневые МЭ имеют наилучшие технико-экономические показатели: наименьшие значения массы, объема и стоимости на единицу габаритной мощности. Однако индуктивности от рассеяния потока намагничивания у них получаются наибольшими.

Тороидальные (Т) исполнения имеют наименьшее рассеяние магнитного потока и, следовательно, малые индуктивные сопротивления от потерь этого потока. Указанное свойство обуславливает довольно широкое в электронике применение тороидальных (круглых) магнитопроводов для МЭ, когда малые индуктивности

рассеяния являются одним из главных критериев использования МЭ. По технологичности изготовления (трудно наматывать обмотки), весу, стоимости Т-конструкции заметно проигрывают броневым. При круглых сердечниках магнитопровод полностью закрыт катушкой и может охлаждаться только через ее внешнюю поверхность, которая и так сильно ограничена. Поэтому при частотах более 20÷25 кГц применение Т-конструкции становится проблематичным из-за перегрева магнитопровода собственными потерями мощности на вихревые токи и гистерезис.

Стержневые (С) конструкции МЭ занимают по техническим и экономическим показателям промежуточное положение между Б и Т исполнениями.

Чашечные (Ч) конструкции отличаются тем, что катушка с обмотками полностью закрыта магнитопроводом, который изготавливается из ферритовых материалов (две части прессуются и потом склеиваются над изготовленной катушкой). При таком исполнении магнитопровод хорошо охлаждается и может работать на высоких частотах, 50 кГц и более. Эти конструкции используются, как правило, для МЭ, выполняющих функции трансформаторов напряжения и дросселей (индуктивностей).

У конструкций МЭ на рис. 1.1, а, б, используемых в установках с *принудительным* охлаждением, например — обдув воздухом, целесообразно окна магнитопровода заполнять катушками обмоток *неполностью* и оставлять примерно 35% сечения окна для каналов охлаждения. В этом случае неполное заполнение окна (НЗ) против полного (ПЗ) существенно, на (30÷50)%, увеличивает поверхность охлаждения МЭ и тем самым — мощность МЭ при прежних размерах магнитопровода. При естественном охлаждении эффект теплоотдачи через воздушные каналы в окне начинается при ширине этих каналов более (12÷15) мм, когда возможна конвенция. Поэтому поверхности охлаждения катушек и магнитопроводов МЭ, имеющих *естественное* охлаждение, рассчитывают по формулам, полученным для *полного* заполнения окна.

Отметим также, что для частот индукции менее 500 Гц магнитопровода выполняются из штампованных пластин толщиной 0,2 мм и более. Они имеют прямоугольную форму магнитопроводов, которую имеют также сердечники прессованные, например — фер-

риты. Поскольку эти магнитопроводы не имеют округлых форм, как ленточные на рис. 1.1, *а*, *б*, в формулах для  $L_c$  число  $\pi$  **нужно заменить** на 4.

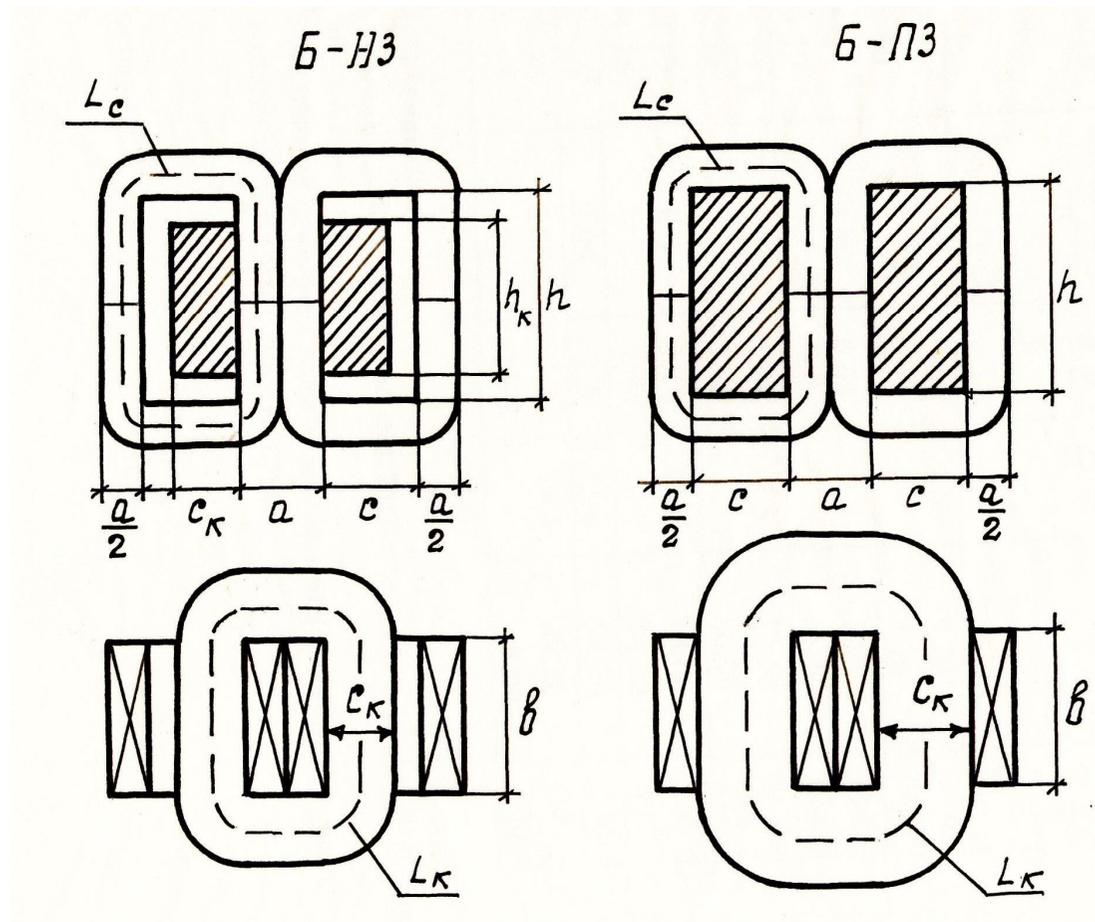


Рис. 1.1, а

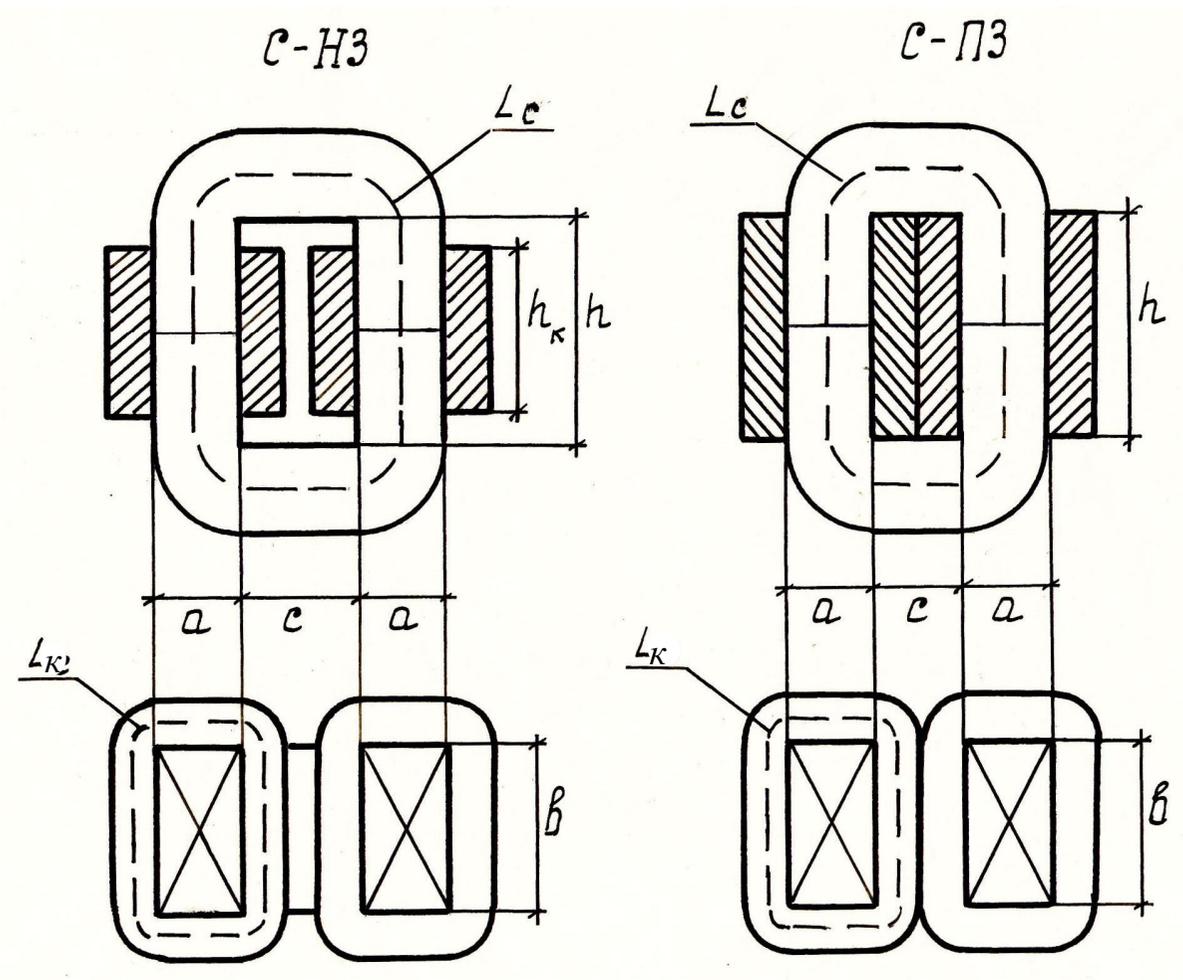


Рис. 1.1, б



Проектирование и расчет МЭ всегда возможны только после выбора его конструктивного исполнения, так как геометрические формы с соотношениями размеров необходимы для определения электромагнитных показателей элемента: мощности, индукции, плотности тока, собственной емкости, индуктивности рассеяния и др.

### **Отличительные особенности МЭ ЭУ**

Широко применяемые в технике и быту трансформаторы являются частным случаем многочисленных вариантов класса магнитных элементов. Будучи очень простыми по исполнению в принципе — магнитопровод с обмотками, магнитные элементы могут выполнять многие функции в зависимости от схемных вариантов включения их обмоток. Часть этих функций описано в разделе 5. Использование МЭ в электронных устройствах обусловило многие их отличительные особенности. Перечислим некоторые из них.

1. МЭ ЭУ имеют много вариантов конструктивного исполнения, наиболее распространенные из которых — броневые, стречневые, тороидальные, чашечные, кабельные и другие (см. раздел 1).

В технических системах и быту используются в основном — броневые конструкции, как наиболее простые и дешевые.

2. МЭ ЭУ имеют в обмотках синусоидальную форму напряжения лишь в частных случаях, когда они являются силовыми трансформаторами. В других случаях это напряжение далеко несинусоидальное (см. раздел 10.3), что дает высокочастотные гармоники. Более того, требуются специальные методы расчета электромагнитных процессов в цепях с МЭ.

3. В системах преобразования параметров электроэнергии МЭ ЭУ часто работают на высоких частотах от 1 кГц до 1 МГц. Это требует применение для магнитопроводов ферроматериалов с малыми потерями мощности на перемагничивание: текстурованные электротехнические стали, сплавы типа пермаллой, пресованные из феррита или оксида и др. Высокие частоты влияют

также на параметры проводников обмоток МЭ: сечение, тип, многожильность и др.

4. Поскольку в устройствах преобразования параметров электроэнергии удельный вес магнитных элементов составлен по объему до 80 %, то требуется их проектировать так, чтобы они имели минимальную стоимость и массу на единицу габаритной мощности. Это обуславливает особые соотношения линейных размеров магнитопровода, называемых оптимальными.

В целом анализ, синтез и оптимизация параметров МЭ ЭУ имеет свои особенности, которые учтены современными научными исследованиями и практикой, а также при изложении разделов данного учебного пособия.

## 2 ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

К геометрическим параметрам МЭ относятся линейные размеры магнитопровода и связанные с ними сечение магнитопровода  $S_c$  (в месте расположения на нем катушек с обмотками), сечение окна магнитопровода  $S_{ок}$ , средняя длина силовой линии потока  $L_c$ , средняя длина витка обмоток катушки  $L_k$ , объемы магнитопровода и катушек  $V_c, V_k$ , поверхности охлаждения магнитопровода и катушек  $P_{ос}, P_{ок}$ .

Указанные геометрические показатели входят в состав формул для расчетов электромагнитных величин МЭ: входной (габаритной) мощности, рабочей индукции, плотности тока, числа витков обмоток, температуры нагрева, коэффициента полезного действия и других.

В отечественной технической литературе и литературе зарубежных стран приняты следующие обозначения (строчными латинскими буквами) линейных размеров магнитопровода (показаны на рис. 1.1):

$a$  — ширина и  $b$  — толщина сердечника, на котором расположена катушка с первичной обмоткой;

$h, c$  — высота и ширина окна, соответственно;

$h_k, c_k$  — высота и толщина катушки.

Очень удобно пользоваться при расчетах относительными размерами магнитопровода, когда за базисную величину берется его ширина  $a$ . Тогда имеем для конструкций:

$$\left. \begin{aligned} x = \frac{c}{a}, \quad y = \frac{b}{a}, \quad z = \frac{h}{a}, \quad S_c = ya^2, \quad S_{ок} = x \cdot z \cdot a^2 \text{ — броневые,} \\ \text{стержневые, чашечные;} \\ S_{ок} = \frac{\pi c^2}{4} = \frac{\pi}{4} x^2 \cdot a^2 \text{ — тороидальные;} \\ S_c = \frac{\pi}{4} a^2 \text{ — чашечные.} \end{aligned} \right\} (2.1)$$

Пользуясь принятыми обозначениями линейных размеров магнитопровода, запишем геометрические показатели МЭ на примере **броневой** конструкции с **неполным** заполнением окна (рис. 1.1, а).

Длина силовой линии потока (средняя длина магнитопровода)

$$L_c = 2c + 2h + 2\pi \frac{a}{4} = 2 \left( c + h + \frac{\pi a}{4} \right) = 2a \left( x + z + \frac{\pi}{4} \right). \quad (2.2)$$

Средняя длина витка катушки

$$L_k = 2a + 2b + 2\pi \frac{n_c \cdot c}{2} = 2 \left( a + b + \frac{\pi c n_c}{2} \right) = 2a \left( 1 + y + \frac{\pi x n_c}{2} \right). \quad (2.3)$$

Здесь  $n_c$  — относительная величина, показывающая, какую часть ширины окна занимает толщина катушки:  $n_c = c_k / c$  (значения в табл. 2.1).

Сечение магнитопровода

$$S_c = a \cdot b = a^2 \cdot y. \quad (2.4)$$

Сечение катушки

$$S_k = h_k \cdot c_k \cdot n_k = n_h \cdot n_c \cdot n_k \cdot h \cdot c = n_h \cdot n_c \cdot n_k \cdot a^2 \cdot z \cdot x. \quad (2.5)$$

Здесь  $n_h = h_k / h$  — относительная величина, показывающая, во сколько раз высота катушки меньше высоты окна (значения в табл. 2.1);

$n_k$  — число катушек, для стержневой конструкции  $n_k = 2$ , для Б, Т, Ч —  $n_k = 1$ .

Объем магнитопровода

$$V_c = S_c \cdot L_c = 2a^3 y \left( x + z + \frac{\pi}{4} \right). \quad (2.6)$$

Объем катушки

$$V_k = S_k \cdot L_k = 2 \cdot n_h \cdot n_c \cdot n_k \cdot a^3 \cdot z x \left( 1 + y + n_c x \pi / 2 \right). \quad (2.7)$$

Поверхность охлаждения магнитопровода

$$P_{очЗ} = \left( 2 \frac{a}{2} + 2b \right) (L_c - h_k) \cdot 2 = 4 \left( a/2 + b \right) (L_c - n_h \cdot h). \quad (2.8)$$

Поверхность охлаждения катушек

$$P_{ок} = n_k (2c_k + h_k) \cdot L_k = 2(2n_c \cdot c + n_h \cdot h)(a + b + \pi n_c \cdot c/2). \quad (2.9)$$

При *естественном* охлаждении *всегда* нужно брать  $P_{ок} = P_{окПЗ}$ ,  $P_{ос} = P_{осПЗ}$  даже, когда окно имеет *неполное* (по заданию) заполнение окна, так как тепло с зазора менее 12 мм не отводится в окружающую среду, [1] и др.

Выражения (2.2)÷(2.9) составляются для каждой конструкции МЭ индивидуально и являются не одинаковыми. Известны обобщенные формулы их записи [1, 2], которые здесь не приводятся.

**Пояснения** к приему определения поверхности охлаждения тороидального МЭ. Формула для  $P_{ок}$  приведена в табл. 2.1. Получаются они из рис. 1.1, в. Эта формула приближенная и основана на том, что внутреннее окно тороида с диаметром  $d_0$  (технологическое окно) не участвует в охлаждении, так как снизу и сверху закрыто элементами крепежа к каркасу шкафа, где помещается МЭ. Поэтому в охлаждении участвуют поверхность, образованная окружностью  $\pi D_n$ , умноженная на высоту  $H$  и две площади (низ и верх), равные  $\pi D_n^2/4$  (см. рис. 1.1, в).

Получается

$$P_{ок} = \pi D_n \cdot H + 2\pi D_n^2/4 = \pi D_n (H + 0,5D_n).$$

Из рис. 1.1, в слудет

$$D_n = 2c_{кн} + 2a + c = 2(a + 0,6c);$$

$$H = b + 2c_{кв} = b + 0,6c,$$

при  $c_{кн} = 0,1c$ ,  $c_{кв} = 0,3c$  из табл. 2.1.

Получаем формулу

$$\begin{aligned} P_{ок} &= \pi D_n (H + 0,5D_n) = 2\pi(a + 0,6c) \cdot [0,5 \cdot 2(a + 0,6c) + b + 0,6c] = \\ &= 2\pi(a + 0,6c)(a + b + 1,2c). \end{aligned}$$

Эта формула под номером (13.3) приведена в разделе 13.1 учебного пособия с примером расчета ее численного значения.

Для конструкций Б, С, Т, Ч на рис. 1.1 часть геометрических показателей МЭ приведены в таблице 2.1. Одинаковыми для указанных конструкций являются выражения:

**Таблица 2.1 — Формулы для геометрических показателей МЭ**

Показатели		Тип конструкции МЭ			
		броневая	стержневая	тороидальная	чашечная
Длина силовой линии $L_c$		$2\left(h + c + \frac{\pi a}{4}\right)$	$2\left(h + c + \frac{\pi a}{2}\right)$	$\pi(a + c)$	$2(h + c + 0,5a)$
Поверхность охлаждения сердечника $P_{oc}$	НЗ	$4\left(\frac{a}{2} + b\right)(L_c - h_k)$	$2(a + b)(L_c - 2h_k)$	0	$\pi D\left(\frac{D}{2} + h + 0,4a\right)$ , где $D = 2c + 1,4a$
	ПЗ	$2(a + b)(L_c - h)$	$2\left(a + \frac{b}{2}\right)(L_c - 2h)$	0	
Средняя длина витков катушки $L_k$		$2\left(a + b + \frac{\pi}{2} \cdot c_k\right)$	$2\left(a + b + \frac{\pi}{2} \cdot c_k\right)$	$2(a + b + 0,5c)$	$\pi(a + c)$
Поверхность охлаждения катушек $P_{ок}$	НЗ	$(2c_k + h_k) \cdot L_k$	$2(2c_k + h_k) \cdot L_k$	$\pi D_H(0,5 \cdot D_H + H)$ , где $H = b + 0,6c$ ,	0
	ПЗ	$(2c + h)(L_k - 2b)$	$2(c + h)(L_k - b)$	$D_H = 2(a + 0,6c)$	0
Значения $c_k, h_k$ $K_{ок}$	НЗ	$c_k = 0,8c, h_k = 0,8h,$ $K_{ок} = 0,64 \cdot K_{зк}$	$c_k = 0,4c, h_k = 0,8h,$ $K_{ок} = 0,64 \cdot K_{зк}$	$c_{кн} = 0,1c,$ $c_{кв} = 0,3c$	$c_k = c,$ $h_k = h,$
	ПЗ	$c_k = c, h_k = h,$ $K_{ок} = K_{зк}$	$c_k = 0,5c, h_k = h,$ $K_{ок} = K_{зк}$	$c_k = (c_{кн} + c_{кв}) \cdot 0,5 =$ $= 0,2c, K_{ок} = 0,85 \cdot K_{зк}$	$K_{ок} = K_{зк}$

сечение сердечника магнитопровода

$$S_c = a \cdot b \text{ — прямоугольное;} \quad (2.10)$$

$$S_c = \pi \cdot a^2 / 4 \text{ — круглое;} \quad (2.11)$$

сечение окна

$$S_{ок} = c \cdot h \text{ — прямоугольное;} \quad (2.12)$$

$$S_{ок} = \pi c^2 / 4 \text{ — круглое;} \quad (2.13)$$

сечение катушки с обмотками

$$S_k = c_k \cdot h_k, \quad (2.14)$$

где для тороида  $h_k = L_c, c_k \approx 0,2c;$

объем катушек

$$V_k = S_k \cdot L_k \cdot n_k, \quad (2.15)$$

где  $n_k$  — число катушек;

объем магнитопровода («стали»)

$$V_c = L_c \cdot S_c, \quad (2.16)$$

для чашечных конструкций более точно будет

$$V_c = L_c \cdot L_k \cdot 0,2a. \quad (2.17)$$

Всегда:

$$G_k = V_k \cdot \kappa_{зк} \cdot g_k, \quad (2.18)$$

$$G_c = V_c \cdot \kappa_{зс} \cdot g_c, \quad (2.19)$$

где  $G_k, G_c$  — вес катушек и сердечников, соответственно;

$g_k, g_c$  — удельные веса материалов катушек и сердечников.

### 3 ФИЗИЧЕСКИЕ ВЕЛИЧИНЫ МЭ, СВЯЗАННЫЕ С ПАРАМЕТРАМИ ГЕОМЕТРИИ МАГНИТОПРОВОДА

Здесь выражения приводятся в завершенном виде. С выводом и доказательством их можно познакомиться в [2].

Подчеркнем, что содержание параграфов раздела 3 очень краткое, но его положения чрезвычайно важны для освоения теоретических и практических положений для МЭ ЭУ. Очень важны здесь формулы (3.1), (3.2), (3.4), (3.5), (3.6), их нужно внимательно продумать и усвоить.

#### 3.1 Входная (габаритная) мощность МЭ

$$P_1 = 4k_{\phi} \cdot k_{zc} \cdot k_{ок} \cdot n_0 \cdot S_c \cdot S_{ок} \cdot j \cdot B \cdot f_1. \quad (3.1)$$

Здесь:

$k_{ок} = k_{зк} \cdot n_h \cdot n_c \cdot n_k$  — коэффициент заполнения окна магнитопровода сечениями проводников без изоляции; для тороидов  $k_{ок} \approx 0,85k_{зк}$ ;

$n_h, n_c$  — пояснены в предыдущем разделе, см. также табл. 2.1;

$k_{зк}$  — коэффициент заполнения площади катушки  $S_k$  сечением проводников без изоляции  $S_n$ ; для круглых проводников с низковольтной изоляцией  $k_{зк} \cong 0,35$ ;

$k_{zc}$  — коэффициент заполнения геометрического сечения магнитопровода  $S_c = a \cdot b$  материалом ферромагнетика, зависит от толщины пластин или ленты шихтованного сердечника,  $k_{zc} = 0,6 \div 0,95$ , дается в справочной литературе по МЭ и в табл. ПЗ Приложений пособия;

$n_0$  — коэффициент, показывающий, какую часть катушки занимает первичная обмотка; для трансформаторов и дросселей насыщения  $n_0 = 0,5$ , для дросселей  $n_0 = 1$ , магнитных усилителей  $n_0 = 0,75$  и т.д.;

$f_1$  — частота напряжения или тока, Гц;

$B$  — рабочая индукция магнитопровода, Тл;

$\kappa_\phi$  — коэффициент формы напряжения (тока) МЭ: для синусоиды  $\kappa_\phi = 1,11$ , для прямоугольника  $\kappa_\phi = 1$  и т.д.

Очень важным в формуле (3.1) является соотношение  $S_c \cdot S_{ок}$ . При одном и том же значении  $P_1$  это соотношение может очень меняться, сохраняя свою величину  $S_c \cdot S_{ок} = const$  (малое сечение магнитопровода с большим окном  $S_{ок}$  с обмотками и наоборот). Это очень влияет на удельно-экономические показатели МЭ, у которых есть оптимум  $\kappa_s = \frac{S_{ок}}{S_c}$ . Значение оптимального

значения  $\kappa_s$  для минимума объема, веса (массы), стоимости установлены [2] и приведены в табл. П.7, а, б, в, г учебного пособия.

Формула входной (габаритной) мощности позволяет заключить, что при увеличении линейного размера  $a$  в  $m$  раз возможности МЭ по мощности возрастут в  $m^4$  раза, так как  $S_c = a^2 \cdot y$ ,  $S_{ок} = a^2 \cdot x \cdot y$ . Причем  $x$ ,  $y$ ,  $z$  оптимальны и установлены, см. табл. П.7, а, б, в, г.

На выходную мощность МЭ существенное влияние оказывают потери мощности в активном сопротивлении обмоток и в магнитопроводе на гистерезис и нагрев вихревыми токами. Эти потери определяют коэффициент полезного действия (КПД) магнитного элемента, его максимально возможные (по условиям допустимого нагрева) значения индукции и плотности тока. Запишем доказанные в литературе формулы потерь мощности МЭ.

### 3.2 Потери мощности МЭ

Полные потери:

$$\Delta P = \Delta P_k + \Delta P_c,$$

где  $\Delta P_k$  — потери мощности в активных сопротивлениях обмоток;

$\Delta P_c$  — потери мощности при намагничивании магнитопровода (на гистерезис и вихревые токи).

Потери мощности в катушках по условиям их *допустимого* нагрева должны быть не более:

$$\Delta P_k = \frac{\tau \cdot \sigma \cdot P_{ок}}{1 + \nu} \left( 1 + \beta \cdot \sqrt{\frac{\nu + 0,6}{1 + 0,2\nu\beta}} \right) = \tau \cdot \sigma \cdot P_{ок} \cdot \frac{B}{1 + \nu}. \quad (3.2)$$

Эта формула эмпирическая, найдена профессором Р.Х. Баль-яном. [1], погрешность расчетов по ней — (1÷2)%.

Здесь принято:

$$\beta = P_{ос} / P_{ок},$$

$P_{ос}$  и  $P_{ок}$  рассчитываются с учетом заполнения окна (ПЗ, НЗ) и условий охлаждения (естественное, принудительное) — см. формулы в табл. 2.1;

$\nu$  — оптимальное соотношение потерь мощности в магнитопроводе и катушках:

$$\nu = \Delta P_c / \Delta P_k = 0,8 \div 1,2;$$

в зависимости от конструкции МЭ, величина  $\nu$  дается в [1], среднерасчетным считается  $\nu = 1$ ;

$\tau$  — допустимая температура перегрева МЭ над окружающей средой (для электронных устройств задается в пределах 50÷80°C);

$\sigma$  — коэффициент теплоотдачи, показывающий, сколько Вт мощности рассеивается в окружающую среду с поверхности 1 м<sup>2</sup> при температуре нагрева 1°C (среднерасчетно принимают  $\sigma = 10$  Вт/м<sup>2</sup>·град для естественного охлаждения, при обдуве вентилятором —  $\sigma = 30$  Вт / м<sup>2</sup>·град).

Выделим составляющую  $B$  в формуле (3.1):

$$B = 1 + \beta \sqrt{\frac{\nu + 0,6}{1 + 0,2\nu\beta}}, \quad (3.3)$$

которая будет повторяться в последующих выражениях.

Для конструкций Т и Ч  $B = 1$ .

Формула (3.2) показывает, что допустимые потери мощности в обмотках от нагрева протекающими по ним токами прямо про-

порциональны поверхности охлаждения катушек  $\Pi_{ок}$ , допустимой температуре перегрева  $\tau_4$  и коэффициенту теплоотдачи  $\sigma$  МЭ. Величина  $\Delta P_k$  существенно влияет на плотность тока в обмотках  $j$  — формула (3.5). Чем больше  $\Delta P_k$ , тем больше  $j$ .

Допустимые потери мощности в магнитопроводе при его номинальном нагреве:

$$\Delta P_c \cong \rho_{co} \cdot \kappa_p \cdot G_c \cdot \left( \frac{B}{B_0} \right)^{\gamma_1} \cdot \left( \frac{f_1}{f_{10}} \right)^{\gamma}, \quad (3.4)$$

где  $\rho_{co}$  — удельные потери мощности в материале магнитопровода, Вт/кг (значения см. в табл. П.5, П.15 Приложений);

величина  $\rho_{co}$  — опытная, определяется при определенной индукции  $B_0$  и частоте  $f_{10}$ ;

$\kappa_p$  — коэффициент увеличения потерь *разъемных* магнитопроводов (см. табл. П.6);

$f_1$  — фактическая (отличается от опытной  $f_{10}$ ) частота тока МЭ;

$B$  — фактическое амплитудное значение индукции МЭ, отличающееся от опытного  $B_0$ ;

$G_c$  — вес магнитопровода в кг;

$\gamma$  — коэффициент влияния частоты на потери в стали;

$\gamma_1$  — коэффициент влияния индукции на потери в стали.

Значения  $\rho_{co}$ ,  $\kappa_p$ ,  $\gamma$ ,  $\gamma_1$  можно найти в литературе [4, 5, 8 и др.], а также в табл. П.4 и П.15 Приложений.

Выражение для  $\Delta P_c$  по (3.4) позволяет заключить, что допустимые потери мощности в магнитопроводе пропорциональны удельным потерям ферроматериала  $\rho_{co}$  (самый главный параметр), весу магнитопровода  $G_c$ , относительным значениям индукции  $B/B_0$  и частоты  $f_1/f_{10}$ , при этом из (3.4) очевидно, что  $\Delta P_c/G_c = const$ .

### 3.3 Плотность тока обмоток МЭ

Плотность тока обмоток зависит от расположения их относительно поверхности охлаждения катушки, но меняется не существенно. В расчетах принято, что плотность тока всех катушек примерно одинакова. При этом допущении для любой обмотки МЭ получена формула [2]

$$j = \sqrt{\frac{\Delta P_K}{V_K \cdot \rho_K \cdot K_{3K}}}, \quad (3.5)$$

здесь  $\rho_K$  — удельное сопротивление проводников при заданной температуре перегрева:

$$\rho_K = \rho_{K20} (1 + 0,004\tau), \quad (3.6)$$

где  $\tau$  — перегрев выше  $20^\circ\text{C}$ ;

$\rho_{K20}$  — удельное сопротивление материала провода при  $20^\circ\text{C}$ ;

для меди  $\rho_{K20} = 1,75 \cdot 10^{-8}$  Ом·м, для алюминия  $\rho_{K20} = 2,83 \cdot 10^{-8}$  Ом·м.

Например, для  $\tau = 50^\circ\text{C}$  имеем

$$\rho_K = 1,75 \cdot 10^{-8} (1 + 0,004 \cdot 50) = 2,1 \cdot 10^{-8} \text{ Ом}\cdot\text{м} \text{ — медь,}$$

$$\rho_K = 2,83 \cdot 10^{-8} (1 + 0,004 \cdot 50) = 3,4 \cdot 10^{-8} \text{ Ом}\cdot\text{м} \text{ — алюминий.}$$

Анализ выражения (3.5) показывает, что плотность тока в обмотках МЭ почти пропорциональна потерям мощности в катушках  $\Delta P_K$ , обратно пропорциональна объему (весу) катушек  $V_K$ . Параметр  $\rho_K$  (удельное сопротивление проводников обмоток) имеет постоянное значение, отличается лишь для медных и алюминиевых материалов:  $\rho_{Ka} / \rho_{Km} \approx 1,4$ . Важно помнить, чем больше объем (вес) катушек  $V_K$ , тем меньше плотность тока обмоток  $j$ :

$$j \equiv \frac{1}{\sqrt{V_K}}.$$

По выражению (3.5) можно заключить, что плотность в обмотках МЭ  $j$  почти пропорциональна  $\Delta P_K$  и обратно пропорцио-

нальна  $V_k$  (чем больше  $V_k$ , тем меньше  $j$ ). Среднерасчетными значениями для  $j$  являются  $j=(2\div 2,5)$  А/мм для естественного охлаждения и  $j=(4\div 4,5)$  А/мм для принудительного охлаждения. Если рассчитанные значения  $j$  по выражению (3.5) отличаются от указных среднерасчетных более чем на 20%, следует искать ошибку в расчетах по (3.5).

### 3.4 Индукция магнитопровода

При допустимом нагреве магнитопровода его индукция определяется формулой, получаемой из (3.4) при среднерасчетных значениях  $\gamma_1 = 2$ ,  $\gamma = 1,5$ :

$$B = B_0 \sqrt{\frac{\Delta P_c}{G_c \cdot \rho_{c0} \cdot \kappa_p \cdot \left(\frac{f_1}{f_{10}}\right)^{1,5}}}. \quad (3.6)$$

Фактические значения  $\gamma$  и  $\gamma_1$  см. в табл. П.15 Приложений.

Если по (3.6) *получается*  $B > B_S$ , *то следует принимать*  $B = B_S$ .

Выражение для рабочей индукции  $B$  оригинально тем, что эта индукция не зависит от допустимых потерь в магнитопроводе  $\Delta P_c$ , так как  $\Delta P_c / G_c = const$ . Получается, что индукция  $B$  *обратно* пропорциональна (примерно) удельным потерям в ферромагнетике  $\rho_{c0}$  (зависит от выбора ферроматериала) и относительной частоте питающего напряжения  $f_1 / f_{10}$ .

Отметим, что формулы раздела 3 не зависят от принципа действия и назначения МЭ.

## 4 ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ ЗАКОНЫ МЭ

Функционирование ЭМ основано на явлении электромагнитной индукции. Анализ электромагнитных процессов ЭМ выполняется с использованием физических законов: Максвелла для электромагнитной индукции, полного тока, законов Ома и Кирхгофа для электрических цепей. При этом учитывается взаимосвязь индукции  $B$  и напряженности магнитного поля (закон намагничивания).

### 4.1 Закон электромагнитной индукции

Описывается первым уравнением Максвелла и определяет электродвижущую силу (ЭДС) магнитного элемента, как производную потокосцепления  $\psi$  по времени:

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = -W_1 \cdot \frac{d\Phi}{dt} = -W_1 S_c \cdot \frac{dB}{dt}, \quad (4.1)$$

где  $W_1$  — число витков первичной обмотки ЭМ;

$\Phi$  [Вб],  $B$  [Вб / м<sup>2</sup> = Тл] — поток и его плотность (индукция), создаваемые напряжением обмотки  $W_1$ .

### 4.2 Закон полного тока

Описывается вторым уравнением Максвелла

$$\oint_L H \cdot dl = \int_S IdS$$

и определяет напряженность магнитного поля  $H$  как функцию полного тока:

$$HL_c = \sum i_i w_i, \quad (4.2)$$

$H$  [А / м] — напряженность магнитного поля магнитопровода,  
 $L_c$  [м] — средняя линия для потока и индукции,  
 $i_i w_i$  [А] — магнитодвижущие силы (МДС) обмоток  $w_i$  с протекающими по ним токами  $i_i$  — с учетом знака по направлению тока в  $i$ -й обмотке в средних значениях.

### 4.3 Закон намагничивания

Нелинейная связь индукции и напряженности:

$$B = \mu_a H = \mu \cdot \mu_0 H, \quad (4.3)$$

определяется магнитными свойствами ферромагнитного материала магнитопровода.

Здесь:  $\mu_a$ ,  $\mu_0$  [Гн / м] — абсолютные магнитные проницаемости ферромагнитного материала и вакуума, соответственно;

$\mu$  — безразмерное значение магнитной проницаемости магнитопровода относительно магнитной проницаемости вакуума

$$\mu = \mu_a / \mu_0.$$

Установлено, что  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  [Гн / м =  $\frac{\text{В} \cdot \text{с} \cdot \text{м}}{\text{А}}$ ].

Кривые намагничивания  $B = \mu_a \cdot H$  являются *нелинейными*, снимаются для ферромагнитных материалов опытно и приводятся в справочной литературе (характер  $B(H)$  см. на рис. 6.1, б).

## 5 КЛАССИФИКАЦИЯ МЭ ПО ВЫПОЛНЯЕМЫМ ФУНКЦИЯМ

Название МЭ (трансформатор, дроссель, магнитный усилитель и т.д.) определяется его назначением по выполняемым функциям в электротехнической схеме. На рис. 5.1 показано принятое по стандартам изображение МЭ. Здесь магнитопровод показан жирной линией (если есть зазор, то линия однократно прерывается) и представлены обмотки:  $W_1$  — первичная, включаемая в сеть источника электроэнергии;  $W_{21}, W_{22}, \dots, W_{2i}$  — вторичные обмотки, количество которых и включение в электротехнической схеме определяется функциями, выполняемыми МЭ. Вторичные обмотки могут иметь свои индексы по назначению. Например:  $W_d$  — подмагничивающая,  $W_y$  — управляющая,  $W_{см}$  — смещающая и др.

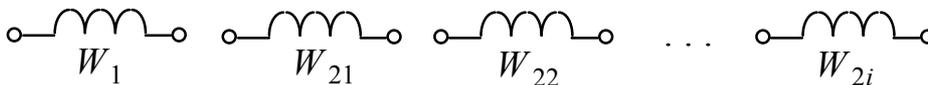


Рис. 5.1

Функции МЭ многообразны. До появления электронных устройств магнитным элементам приходилось выполнять все задачи, которые сейчас возложены на электронную технику, превосходящую электромагнитные системы по быстродействию и массо-габаритным показателям.

Однако, есть функции, которые *электронные устройства не выполняют*. К таковым относятся: трансформирование напряжения переменного тока с увеличением его или уменьшением; гальваническая развязка электрических цепей (нет электрических соединений для входных и выходных величин); создание индуктивностей; усиление сигналов при гальванической развязке входных и выходных цепей.

Эти функции определяют назначение и название МЭ, применяемых в электронных устройствах:

трансформатор — повышает или понижает входное напряжение;

дроссель (электромагнитный) — нерегулируемая индуктивность;

дроссель насыщения — регулируемая индуктивность, или регулятор тока;

магнитный усилитель — усилитель сигналов напряжения, тока и мощности с гальванической развязкой управляющих и силовых цепей;

умножитель частоты — кратно, в 2, 3, 4, 6, . . . раз, увеличивает входную частоту с гальванической развязкой входных и выходных цепей;

делитель частоты (ступенчато, кратно 2, 3, 4 . . . раз);

умножитель числа фаз, фазосдвигатели и др.

На рис. 5.2 и 5.3 показаны схемы включения обмоток МЭ, обеспечивающие их функциональное назначение по классификации.

Трансформатор (ТР) — рис. 5.2, *а*.

Дроссель электромагнитный (Д) — рис. 5.2, *б*.

Дроссели насыщения однофазные (ДН, ДНС) — рис. 5.2, *в, г*.

Магнитный усилитель с внешней положительной обратной связью по току (МУ) — рис. 5.2, *д*.

Магнитный усилитель с внутренней положительной обратной связью по току (МУС) — рис. 5.2, *е*.

Дроссели насыщения трехфазные (ЗДН, ЗДНС) — рис. 5.3, *а, б*.

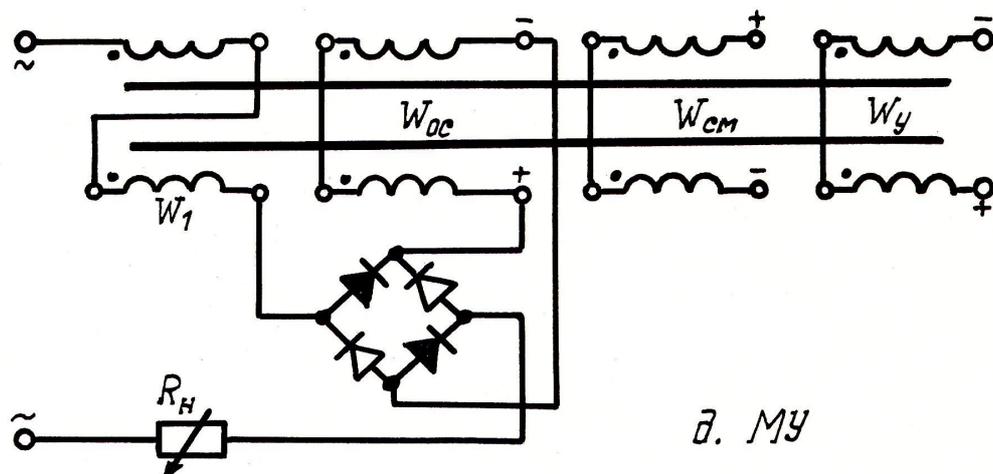
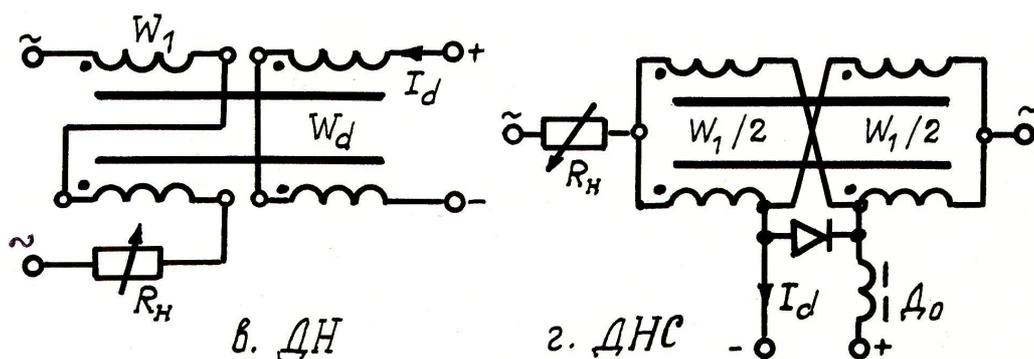
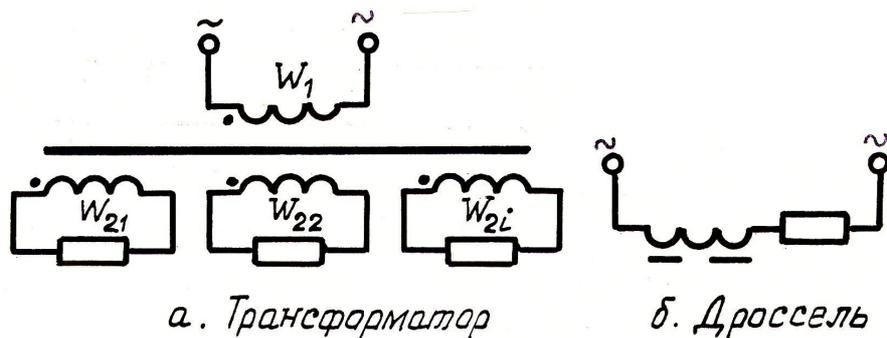
Магнитный утроитель частоты (УТЧ) — рис. 5.3, *в*.

Магнитный удвоитель частоты (УДЧ) — рис. 5.3, *г*.

Ранее, на уровне 2-го поколения преобразовательной техники, МЭ выполняли все функции, которые в настоящее время выполняют полупроводниковые элементы (транзисторы, тиристоры и т.д.).

Обращаем внимание на тот факт, что обмотки постоянного тока всегда включены для наводимых в них ЭДС встречно (од-

нофазные схемы), или в открытый треугольник (трехфазные схемы). В этом случае на концах управляющих обмоток никогда не будет переменного напряжения. Однако токи гармоник первичной цепи, трансформированные в обмотки постоянного тока, могут быть опасными для источников управляющих напряжений, их уменьшают индуктивностью дросселей  $D_o$ .



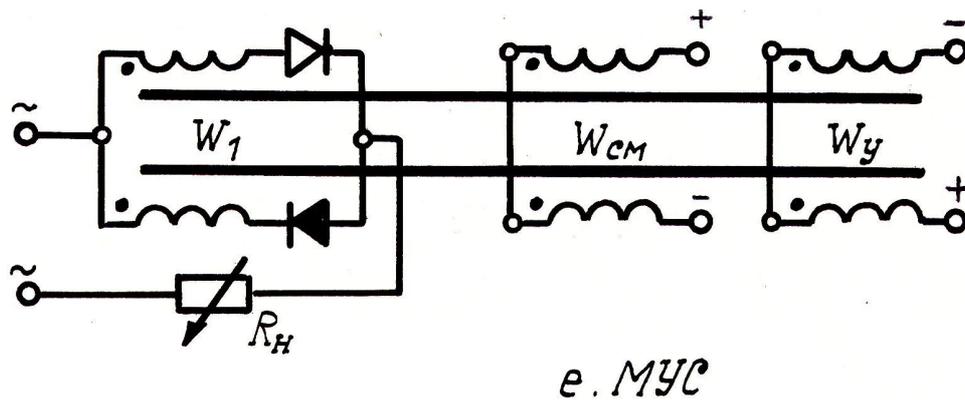


Рис. 5.2

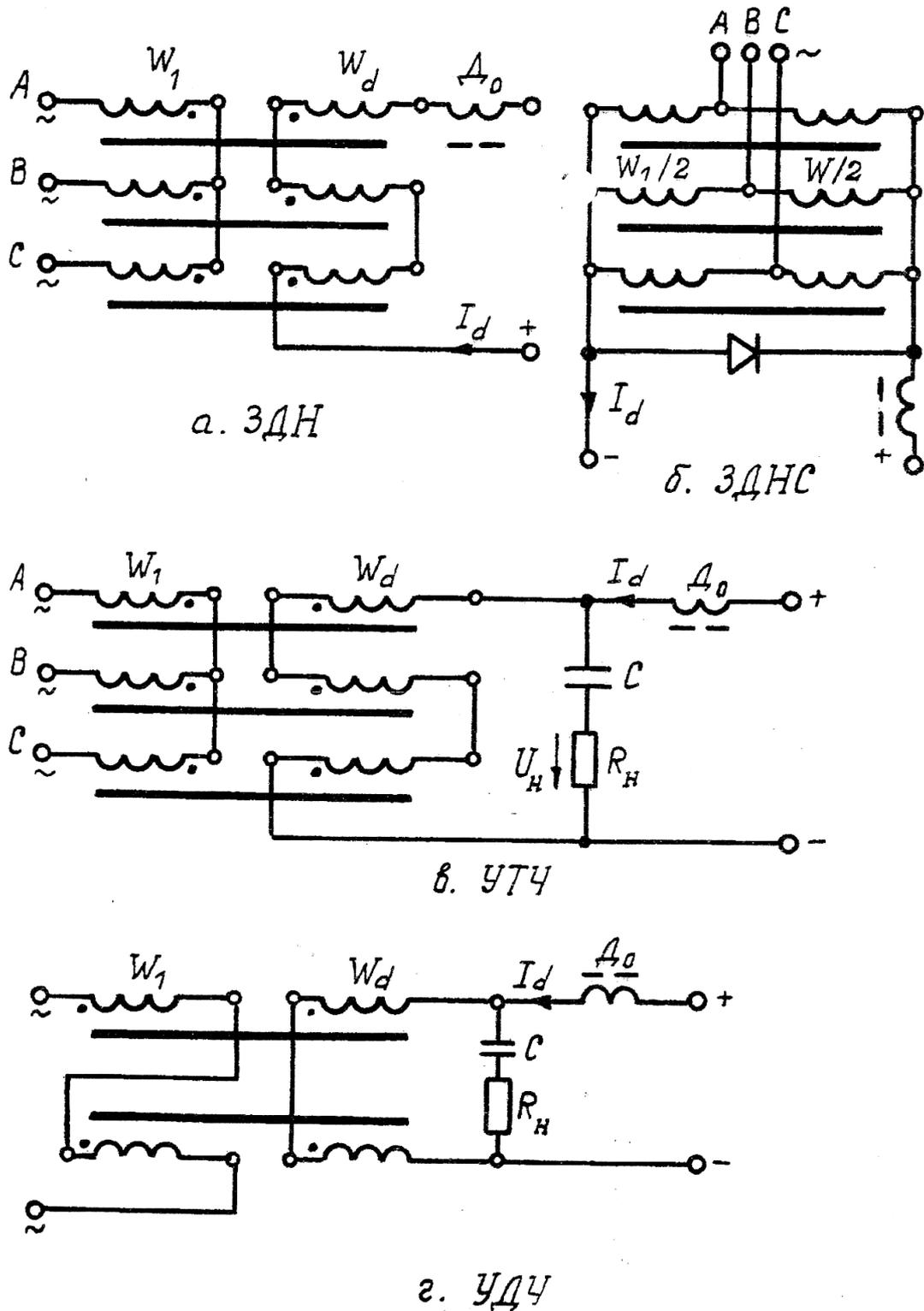


Рис. 5.3

Свойства и характеристики типовых МЭ рассматриваются в последующих разделах.

## 6 ДРОССЕЛИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ

*Дроссель электромагнитный* — это индуктивность, обеспечиваемая ампервитками обмотки, расположенной на ферромагнитном сердечнике с конкретными геометрическими размерами и кривой намагничивания  $B = \mu_a H$ , свойственной этому сердечнику (магнитопроводу). Индуктивность  $L$ , измеряемая единицей Генри ( $\text{Гн} = \frac{\text{В} \cdot \text{с} \cdot \text{м}^2}{\text{А}}$ ), является главным параметром дросселя, ради которого этот дроссель и выполняется.

Различают дроссели постоянного и переменного тока. Первые включаются в цепях постоянного тока с целью подавления переменных составляющих этого тока. Вторые используют в цепях переменного тока, как индуктивное сопротивление

$$X_L = \omega L = 2\pi \cdot f \cdot L,$$

изменяющее величину тока при заданном входном напряжении или фильтрующее определенную гармонику в схеме фильтра.

Всегда важно выполнить дроссель, обладающий необходимой индуктивностью  $L$ . В электронных устройствах дроссели электромагнитные являются неотъемлемой частью  $LR$  и  $LC$  фильтров.

На рисунке 6.1,а показан вариант исполнения дросселя на ленточном сердечнике ПЛ-образного типа (похожие на букву П). Здесь имеется обмотка с числом витков  $W$  (она может быть разделена на две части с расположением на обоих стержнях магнитопровода) и магнитопровод с геометрическими размерами:

$a$  — ширина,  $b$  — толщина сечения  $S_c$ ;

$c$  — ширина и  $h$  — высота окна магнитопровода.

Геометрические размеры нужны для определения важных параметров индуктивности:

$L_c$  — средняя длина магнитопровода, она же является средней силовой линией магнитного потока;

$S_c$  — сечение магнитопровода;

$\delta$  — немагнитный зазор в магнитопроводе, назначение см. ниже.

Для рис. 6.1 имеем

$$L_c = 2 \left( h + c + a \cdot \frac{\pi}{2} \right),$$

$$S_c = a \cdot b \cdot K_{zc},$$

где  $K_{zc}$  — заполнение сечения активным материалом магнитопровода.

Для уменьшения вихревых потоков магнитопроводы не выполняются сплошными (если они не из ферритов). При изготовлении магнитопровода из ленты каждый слой этой ленты покрывается изоляционным материалом и в геометрическом сечении чистого ферромагнетика тем меньше, чем тоньше лента. Например, при толщине ленты  $0,1 \div 0,08$  мм  $K_{zc} = 0,85$ .

Магнитопроводы дросселей, как и МЭ другого назначения, выполняются из специальных ферромагнитных материалов (электротехническая сталь, пермаллой, феррит и др.) с большой магнитной проницаемостью  $\mu_a$ , обеспечивающей малое сопротивление магнитному потоку.

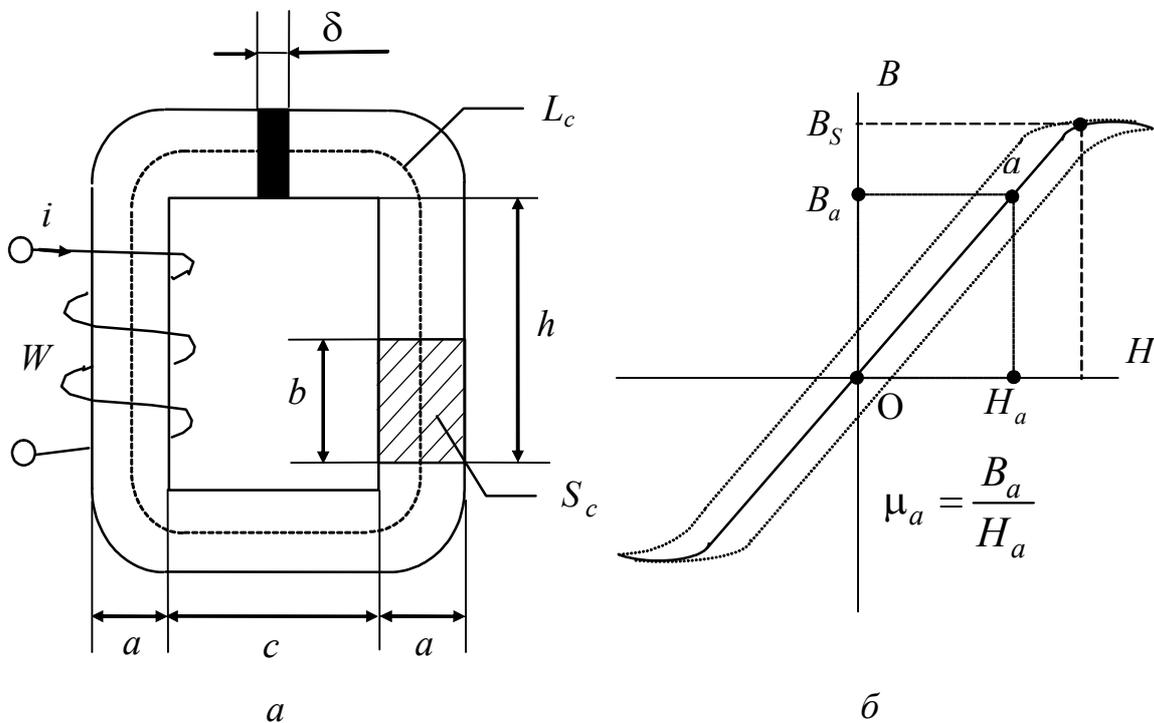


Рис. 6.1

В магнитопроводе часто делают немагнитный зазор  $\delta$ , гарантирующий линейную зависимость магнитной проницаемости  $\mu_a$  дросселя от тока в его обмотке и напряженности  $H$  (см. рис. 6.2),  $L=0$  очень важно для формулы (6.6).

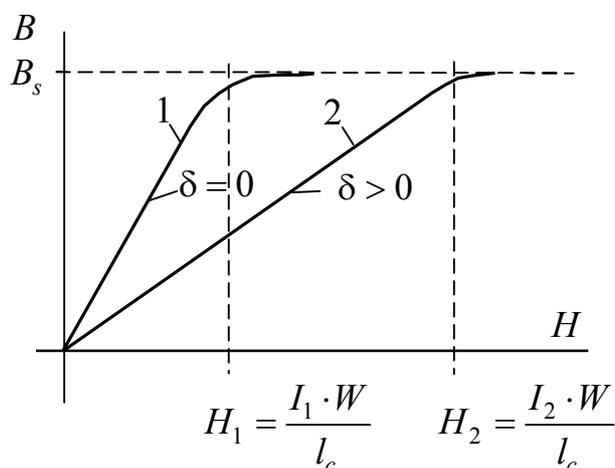


Рис. 6.2

Получается, что при  $I_2 \square I_1$  ( $H_2 \square H_1$ ) значение  $\mu_a = \frac{B}{H}$  остается *линейной*, хотя при увеличении  $I$  и, соответственно,  $H$ ,  $\mu_a$  уменьшается.

Протекающий в обмотке ток создает магнитодвижущую  $F$  силу (МДС) и напряженность магнитного поля  $H$ :

$$iW = HL_c + H_\delta \cdot \delta. \quad (6.1)$$

МДС обуславливает по кривой намагничивания магнитопровода  $B = \mu_a H$  индукцию  $B$ , которая при имеющихся витках обмотки  $W$  и сечении магнитопровода определяет индуктивность дросселя

$$L = \frac{\Psi}{i} = \frac{\Phi \cdot W}{i} = \frac{B \cdot S_c \cdot W}{i}. \quad (6.2)$$

В формуле (6.2) для тока всегда берут его среднее значение  $i = I_{cp}$ .

Формулу для индуктивности получают из выражений:

$$iW = HL_c + H_\delta \cdot \delta, \quad (6.3)$$

$$H = \frac{B}{\mu_a}, \quad H_\delta = \frac{B}{\mu_0} = \frac{B}{4\pi \cdot 10^{-7}} \cong 0,8 \cdot 10^6 \cdot B. \quad (6.4)$$

Совместное решение (6.3) и (6.4) относительно  $B$  дает:

$$B = \frac{iW}{\frac{L_c}{\mu_a} + 0,8 \cdot 10^6 \delta}. \quad (6.5)$$

После подстановки  $B$  из (6.5) в (6.2) получается:

$$L = \frac{S_c \cdot W^2}{L_c / \mu_a + 0,8 \cdot 10^6 \delta}. \quad (6.6)$$

Здесь индуктивность не зависит от величины тока и его вида (переменный или постоянный). Определяется она *геометрическими* показателями магнитопровода  $L_c$ ,  $S_c$ ,  $\delta$ , числом витков обмотки  $W$  и магнитной проницаемостью ферромагнитного материала  $\mu_a$ . Последняя выбирается на линейном участке кривой намагничивания (см. рис. 6.1, б), поэтому является *постоянной* величиной и дается в справочниках для ферромагнитных материалов. Например, для электротехнических сталей  $\mu_a = (4 \div 5) \cdot 10^{-3}$  Гн/м.

Как видно из выражения (6.6), одна и та же индуктивность может быть получена при многих комбинациях геометрических параметров  $L_c$ ,  $S_c$ ,  $\delta$ ,  $W$ .

Есть приемы оптимального подбора этих параметров по критерию наилучших технико-экономических показателей дросселя — минимум веса, объема и стоимости для требуемой индуктивности. Объем пособия не позволяет излагать полностью эти вопросы. С ними можно познакомиться в литературе [1, 2, 6].

В заключение отметим, что дроссели постоянного и переменного тока выпускаются электротехнической промышленностью серийно, их данные имеются в справочной литературе. Поэтому в инженерной практике дроссели выбираются в справоч-

никах по *требуемой* или рассчитанной индуктивности и номинальному току с последующим заказом на поставку.

В частных случаях формула (6.6) может быть очень полезной.

**Пример.** В распоряжении исследователя имеется ПЛ-образный магнитопровод (рис. 6.1) из ленточной электротехнической стали с толщиной ленты 0,2 мм и размерами  $a = c = 20$  мм,  $b = 30$  мм,  $h = 500$  мм. Паспортная магнитная проницаемость  $\mu_a = 4 \cdot 10^{-4}$  Гн/м.

Необходимо определить максимально возможную индуктивность дросселя, который будет выполнен на имеющемся магнитопроводе и будет использован в цепях с током до 2 А.

### Расчет.

1. Определяются геометрические показатели магнитопровода: средняя длина силовой линии:

$$L_c = 2 \left( h + c + \pi \frac{a}{2} \right) = 2 \left( 50 + 20 + 3,14 \cdot \frac{20}{2} \right) \approx 100 \text{ мм} = 0,1 \text{ м};$$

активное сечение магнитопровода:

$$S_c = a \cdot b \cdot K_{zc} = 20 \cdot 30 \cdot 0,9 = 540 \text{ мм}^2 = 0,54 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2,$$

где взято  $K_{zc} = 0,9$ , что соответствует толщине магнитопроводов (0,2÷0,15) мм;

сечение окна магнитопровода

$$S_{ок} = h \cdot c = 50 \cdot 20 = 1000 \text{ мм}^2.$$

2. Определяется сечение провода катушки дросселя при усредненной плотности тока  $j = 2,5$  А / мм<sup>2</sup> (естественно, без обдува, охлаждения):

$$S_{np} = I / j = 2 / 2,5 = 0,8 \text{ мм}^2.$$

Провод при сечениях  $S_{np}$  до  $5 \text{ мм}^2$  обычно круглый, что позволяет заполнение окна обмотками по чистому сечению проводников оценить с коэффициентом  $K_{з.ок} \cong 0,35$  [1].

3. Число витков, которое может быть в окне магнитопровода  $S_{ок} = 1000 \text{ мм}^2$  при полном его заполнении проводниками сечением  $S_{np} = 0,8 \text{ мм}^2$ :

$$W = \frac{S_{ок} \cdot K_{з.ок}}{S_{np}} = \frac{1000 \cdot 0,35}{0,8} = 437 \text{ вит.}$$

4. Возможная величина индуктивности дросселя при воздушном зазоре в магнитопроводе  $\delta = 1 \text{ мм} = 10^{-3} \text{ м}$  (обычно  $\delta = 0,5 \div 5 \text{ мм}$ ).

$$L = \frac{S_c \cdot W^2}{L_c / \mu_a + 0,8 \cdot 10^6 \delta} = \frac{0,54 \cdot 10^{-3} \cdot 437^2}{0,1/5 \cdot 10^{-4} + 0,8 \cdot 10^6 \cdot 10^{-3}} \cong 0,1 \text{ Гн.}$$

Здесь линейные величины взяты с размерностью [м], как принято в Международной системе единиц.

Если полученное значение индуктивности нужно изменить, то используются следующие возможности.

1. Уменьшают ее уменьшением числа витков ( $L \equiv W^2$ ), при этом экономится также обмоточный материал, или увеличивают зазор  $\delta$ .

2. Увеличивают за счет увеличения числа витков  $W$  и уменьшения толщины зазора  $\delta$ .

3. Увеличение за счет величины  $S_c$ .

Увеличить число витков при прежнем окне магнитопровода можно за счет уменьшения сечения проводников, то есть — при использовании дросселя на меньший номинальный ток. Зазор можно убрать, хотя при этом появится нестабильность индуктивности из-за нелинейности параметра  $\mu_a$ . В нашем примере исключение зазора  $\delta$  увеличит индуктивность дросселя в 4 раза.

## 7 ДРОССЕЛИ НАСЫЩЕНИЯ

Варианты электрических схем дросселей насыщения (ДН) показаны на рис. 5.2, *в, г* — однофазные и 5.3, *а, б* — трехфазные. Отличаются ДН от дросселей электромагнитных наличием обмоток  $W_d$  (5.2, *в* и 5.3, *а*), или участков схемы (рис. 5.2, *г* и 5.3, *б*), подключаемых к источнику напряжения постоянного тока. У ДН на рис. 5.2, *г*, 5.3, *б* обмотки переменного и постоянного тока **совмещены**, что позволяет экономить обмоточный материал примерно на 40%. Такие МЭ называют дросселями насыщения с **совмещенными** обмотками (ДНС).

МДС, создаваемая обмотками за счет постоянных токов, подмагничивает магнитопровод, изменяя магнитную проницаемость  $\mu_a$  и тем самым — индуктивность ДН или ДНС. Можно эту индуктивность изменять плавно, регулируя постоянный ток подмагничивания.

Магнитопроводы дросселей насыщения **не выполняются с немагнитными зазорами**, чтобы не уменьшать максимально возможную индуктивность без подмагничивания. Для ДН и ДНС всегда выполняется тождество:

$$I_{1cp} \cdot W_1 = I_d \cdot W_d, \quad (7.1)$$

где  $W_1$ ,  $W_d$  — число витков обмоток первичной и подмагничивания,

$I_{1cp}$ ,  $I_d$  — средние значения токов обмоток  $W_1$ ,  $W_d$ .

Условие (7.1) сохраняется пока постоянная составляющая индукции  $B_0$  меньше индукции насыщения  $B_S$ .

При  $B_0 > B_S$  дроссель насыщения становится неуправляемым, сопротивление цепи обмоток переменного тока определяется при этом величиной омического сопротивления обмоток  $R_D$  и

индуктивным их сопротивлением  $X_{ДО}$  при магнитной проницаемости насыщенного ДН  $\mu_a = \mu_0$ .

На рис. 7.1, б показана схема замещения **одной** фазы ДН любого типоисполнения. Здесь обозначено:  $X_D$  — индуктивное сопротивление, регулируемое током подмагничивания  $I_d$ , от максимального значения  $X_{DM}$  при  $I_d = 0$  до минимального  $X_{ДО}$  при  $I_d = I_{dн}$  (номинальный);  $R_D$  — активное сопротивление обмоток дросселя,  $R_D = R_1 + R_d \cdot \left(\frac{W_1}{W_d}\right)^2$ ;  $R_n$  — активное сопротивление нагрузки.

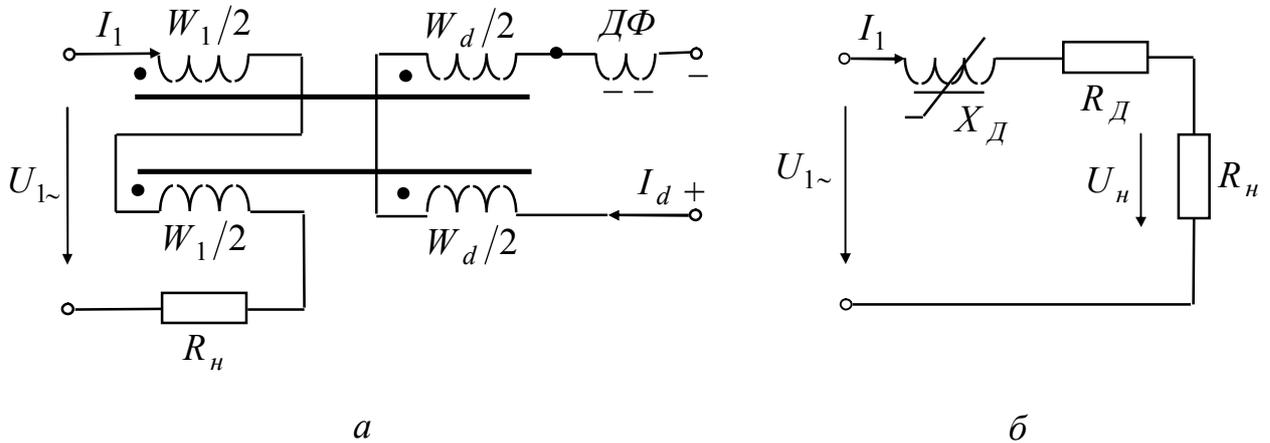


Рис. 7.1

На рис. 7.2 показаны главные статические характеристики ДН и ДНС: *а* — регулировочная  $I_1 = f(I_d)$ , *б* — внешняя  $U_n = \varphi(I_1)$ .

Значения  $I_1$ ,  $U_n$  берутся в эффективных или средних значениях по необходимости.

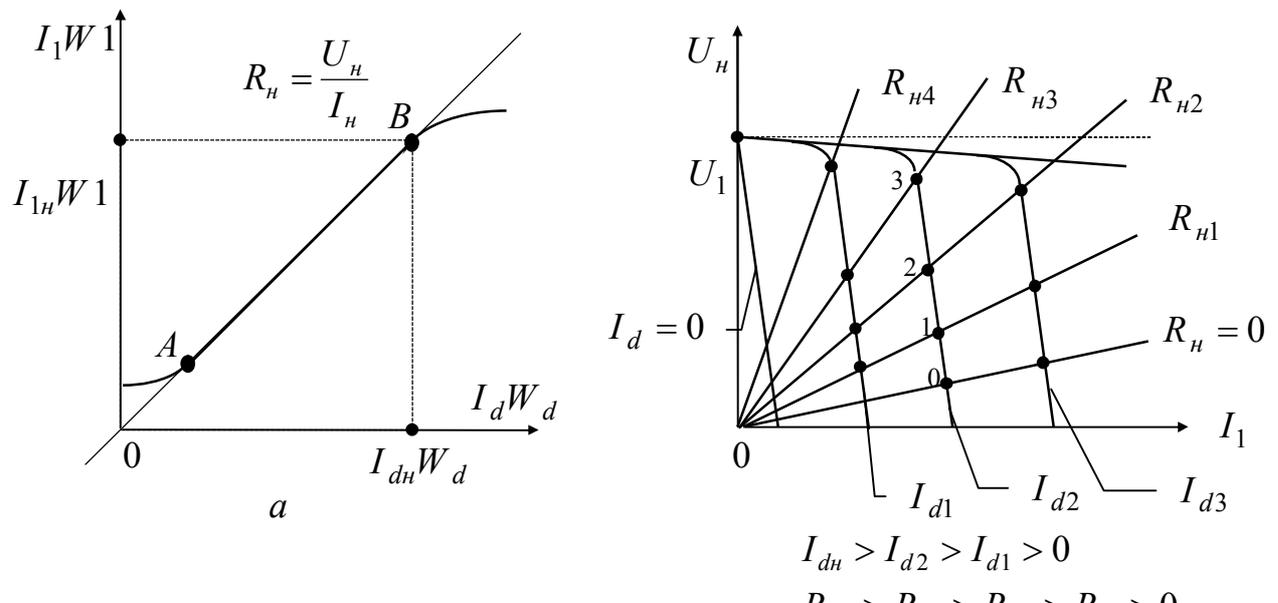


Рис. 7.2

Регулировочная характеристика рис. 7.2, *а* показывает связь переменного тока  $I_1$  (в эффективных или средних значениях) с током подмагничивания  $I_d$

$$I_1 = I_d \cdot \frac{W_d}{W_1}. \quad (7.2)$$

В пределах линейного участка кривой намагничивания магнитопровода  $B = \mu_a H$  зависимость тока нагрузки (он же входной ток  $I_1$ ) от тока подмагничивания  $I_d$  строго пропорциональна и не зависит от сопротивления нагрузки  $R_n$  — см. на рис. 7.2, *а* участок между точками *A* и *B*. Это позволяет получить внешние характеристики регулируемого **источника тока** (рис. 7.2, *б*). Установленный ток подмагничивания ток нагрузки является довольно стабильным при изменяющемся сопротивлении  $R_n$  (см. точки 0, 1, 2, 3). Регуляторам тока на дросселях насыщения не опасны короткие замыкания и холостой ход. Такие свойства в электронных устройствах без ДН **не достигаются**, что обуславливает в настоящее время применение дросселей насыщения как регуляторов **тока**, несмотря на их недостатки: большой вес и объем на единицу мощности, инерционность при управлении.

Регуляторы тока на базе ДН и ДНС хорошо описаны в [10].

## 8 МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Варианты однофазных схем включения МЭ, обеспечивающие функции магнитных усилителей (МУ) входных сигналов и регуляторов напряжения показаны на рис. 5.2, *д*, *е*. С другими схемами можно познакомиться в [15 и др.]. Отличается МУ от дросселя насыщения наличием положительной обратной связи по току. Эта связь может быть внешней (рис. 5.2, *д*), или внутренней (рис. 5.2, *е*). Ток положительной обратной связи является выпрямленным током первичной обмотки МЭ. Магнитодвижущая сила обмотки обратной связи  $W_{oc} I_{oc}$  выполняет те же функции, что МДС обмотки подмагничивания ДН, но МДС обратной связи автоматически отслеживает МДС рабочей (первичной) обмотки переменного тока МЭ. Если витки обмоток  $W_1$  и  $W_{oc}$  одинаковы (на рис. 5.2, *е* они совмещены и это условие обязательно выполняется), то магнитопровод МЭ насыщен и магнитный элемент становится неуправляемым, если его не размагничивать за счет МДС специальных управляющих обмоток (на рис. 5.2, *д*, *е* они обозначены  $W_y$  и  $W_{cm}$ ).

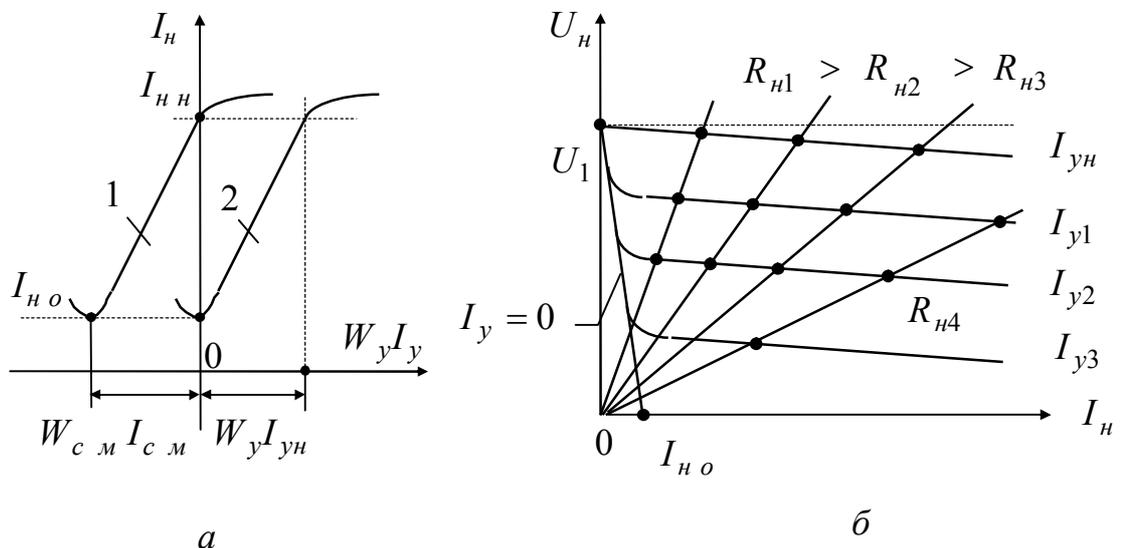


Рис. 8.1

На рис. 8.1, а показаны регулировочные характеристики МУ при коэффициенте обратной связи  $K_{oc} = \frac{W_{oc}}{W_1} = 1$ . Характеристика 1 соответствует случаю, когда нет смещающих МДС; характеристика 2 смещена вправо за счет МДС обмотки смещения  $I_{см} \cdot W_{см}$  и ток нагрузки на ней регулируется ампервитками обмотки управления  $W_y$ .

У магнитных усилителей основная МДС подмагничивания обеспечивается обратной связью, поэтому обмоткам  $W_{см}$  и  $W_y$  остается создавать МДС, определяемую шириной петли гистерезиса кривой намагничивания. При высококачественных ферромагнитных материалах магнитопровода МУ, например, пермаллоем или феррите, имеющих очень малые потери при намагничивании, ток сигналов управляющих обмоток будет в 1000 и более раз меньше регулируемых токов на выходе. Такие коэффициенты усиления *в электронных устройствах* без каскадов предварительного усиления *получить не удается*.

Обеспечивая МУ хорошие усилительные свойства, положительная обратная связь по току дает и отрицательный результат своего применения, так как в отличие от ДН, являющегося отличным регулятором тока, магнитный усилитель становится *регулятором напряжения* с внешними характеристиками, приведенными на рис. 8.1, б. Такие же характеристики обеспечиваются электронными элементами, например, транзисторами и тиристорами, которые по сравнению с МУ являются безынерционными, малогабаритными и явно меньшими по весу. Магнитные усилители всегда уверенно уступают электронным устройствам, если выполняются функции регулятора напряжения.

Применение МУ в электронных устройствах целесообразно лишь в цепях управления с функциями предусиления и *гальванической развязки*. Возможность выполнить у МУ любое необходимое количество управляющих обмоток позволяет электрически развязывать большое количество управляющих сигналов.

## 9 УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Примеры схем МЭ, позволяющих умножить частоту входного напряжения или тока показаны на рис. 5.3, *в* — утроитель, и 5.3, *г* — удвоитель.

Если у трех МЭ первичные обмотки соединить по схеме «звезда», а вторичные по схеме «треугольник», и кривую намагничивания магнитопроводов сделать сильно нелинейной за счет подмагничивания постоянным током через вторичные обмотки, то в последних появятся гармоники напряжения, кратные трем. Самой сильной будет *третья* гармоника. Ее можно хорошо выделить в сопротивлении нагрузки, подключив эту нагрузку в разрыв треугольника через конденсатор. В схеме на рис. 4.3, *г*, выполненной на двух МЭ, вторичные обмотки включены встречно. Нелинейность кривой намагничивания магнитопроводов, обусловленная их подмагничиванием постоянным током через вторичные обмотки, приведет к появлению в замкнутой вторичной цепи гармоник потока, кратных двум. Самой сильной будет *вторая* гармоника.

Таким образом, в схеме на рис. 5.3, *в* ток нагрузки имеет значение частоты в 3 раза большее частоты напряжения первичных обмоток, а в схеме на рис. 5.3, *г* частота тока нагрузки в 2 раза больше первичной. Эффективно избирать нужную частоту гармоник позволяют подобранные (рассчитанные) параметры емкости конденсатора. Прохождение гармоник в источник напряжения постоянного тока запрещается индуктивностью дроселя  $D_o$ .

Вопросы построения и расчета электромагнитных умножителей и делителей частоты подробно изложены в [14]. Практическое применение умножающие частоту МЭ получили в электронных (тиристорных и транзисторных) установках высокочас-

тотного нагрева поверхностей металлоизделий. Здесь (15÷20) кГц обеспечивается полупроводниковым преобразователем, затем она умножается электромагнитным. Электромагнитный умножитель при этом выполняет дополнительные важные функции: трансформирует выходное напряжение до требуемой безопасной величины и гальванически развязывает нагрузку от сети электропитания, что тоже важно для безопасности.

## 10 ТРАНСФОРМАТОРЫ

Это магнитные элементы, выполняющие функцию трансформирования (понижения или повышения) входного (первичного) напряжения, или тока, *наиболее* распространены в электронных устройствах. Кроме трансформирования здесь решается еще очень важная задача: электрическая *развязка* цепей питания и нагрузки. Магнитный поток трансформатора индуцирует в каждом витке обмоток одинаковое число вольт. Поэтому на вторичных обмотках можно получить любое необходимое напряжение выбором соответствующего числа их витков. В электронных установках используются, как правило, трансформаторы без регулирования выходного напряжения, хотя известны конструкции, позволяющие это напряжение регулировать, например — подмагничиванием специальных шунтов [16].

К трансформаторам электронных устройств предъявляются требования, существенно отличающиеся от требований к трансформаторам других назначений. Широкий диапазон частоты питающего напряжения и возможная его несинусоидальность требуют применения особых материалов для магнитопроводов и обмоток. Критерий минимума индуктивностей обмоток от потоков рассеяния и минимума собственной емкости приводит к особым формам магнитопроводов (тороидальная, чашечная, расщепленная и др.). Есть много других причин, которые приводят к необходимости проектировать, изготавливать и эксплуатировать трансформаторы электронных установок и систем по-особому. Учебное пособие не позволяет полностью раскрыть эти особенности, рекомендуем познакомиться с ними в литературе [1, 2, 4, 9, 10, 11 и др.].

## 10.1 Принцип действия и электромагнитные величины трансформатора

Трансформатор состоит из магнитопровода и расположенных на нем обмоток. Обмотка, присоединяемая к источнику, называется *первичной*; обмотки, которые подключаются к потребителям энергии — *вторичными*. Далее рассмотрим однофазный двухобмоточный трансформатор на рис. 10.2.

Приложенное к первичной обмотке переменное напряжение  $u_1$  при разомкнутых цепях вторичных будет индуцировать в магнитопроводе поток  $\Phi$  с соответствующей плотностью на единицу сечения  $B = \Phi/S_c$  (индукция). Напомним, что *постоянное напряжение не индуцирует поток*, оно должно *обязательно* изменяться во времени. Допустим, напряжение питания — синусоидальное

$$u_1 = u_{1m} \cdot \sin \omega t.$$

Тогда получим:

$$\psi = \int u_1 \cdot dt = \int u_{1m} \cdot \sin \omega t \cdot dt = -\frac{u_{1m}}{\omega} \cdot \cos \omega t. \quad (10.1)$$

Поскольку  $\psi = W_1 \Phi = W_1 \cdot S_c \cdot B$ , то

$$\Phi = -\frac{u_{1m}}{W_1 \cdot \omega} \cdot \cos \omega t = -\Phi_m \cdot \cos \omega t, \quad (10.2)$$

$$B = -\frac{u_{1m}}{W_1 S_c \cdot \omega} \cdot \cos \omega t = -B_m \cdot \cos \omega t. \quad (10.3)$$

Здесь  $\omega = 2\pi f_1$ ,

$\psi$  — потокосцепление магнитного потока с витком катушки,

$\Phi_m$ ,  $B_m$  — амплитудные (максимальные) значения потока и индукции соответственно.

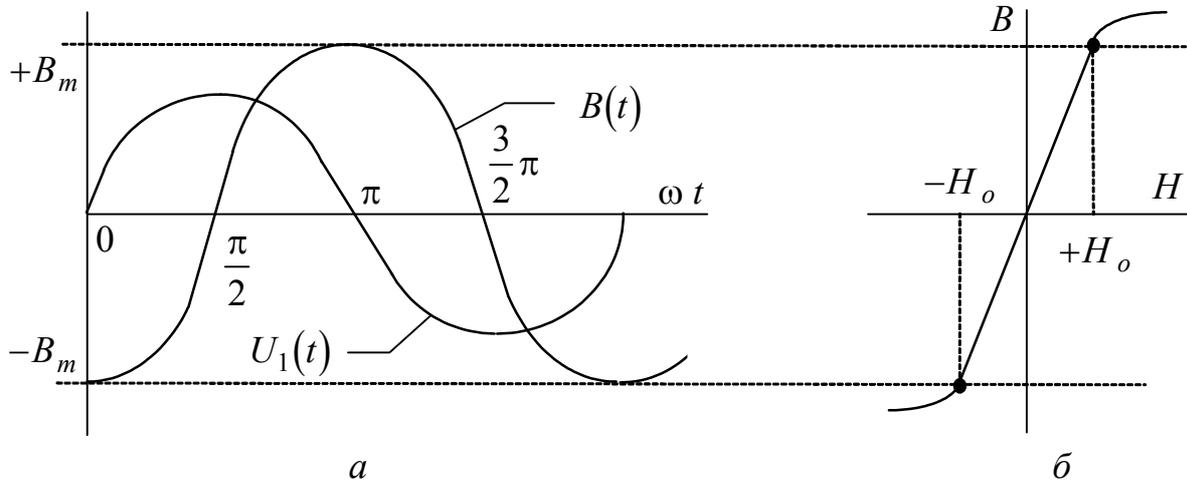


Рис. 10.1

Как видно из выражений (10.2), (10.3) поток  $\Phi$  и индукция  $B$  трансформатора отстают от возбуждающего их напряжения  $u_1$  на  $90^\circ$  и являются косинусоидальными (рис. 10.1, а). Максимальным значениям индукции на кривой намагничивания  $B(H)$  будут соответствовать максимальные значения напряженности холостого хода  $\pm H_o$  (рис. 10.1, б) и, соответственно, тока холостого хода

$$I_{1om} = \frac{H_o L_c}{W_1}, \quad (10.4)$$

$$-i_{1o} = -I_{1om} \cdot \cos \omega t.$$

Здесь ток  $i_{1o}$  тоже отстает от напряжения питания  $u_1$  на  $90^\circ$ , то есть имеет индуктивный характер. Ток холостого хода называют током намагничивания. При идеальном магнитопроводе, не имеющем потерь в стали на гистерезис и вихревые токи, ток намагничивания отсутствует, реально он составляет несколько процентов от номинального тока первичной обмотки.

Намагничивающий переменный поток магнитопровода  $\Phi$  и его индукция  $B$  будут наводить (индуцировать) ЭДС в каждой  $W_i$  обмотке:

$$e_i = -\frac{d\psi}{dt} = -W_i \frac{d\Phi}{dt} = -W_i \cdot S_c \cdot \frac{dB}{dt}, \quad (10.5)$$

или

$$|e_i| = W_i S_c \cdot B_m \sin \omega t.$$

(10.6)

Таким образом, ЭДС всех обмоток совпадают по фазе с синусоидальным напряжением сети  $u_1$  и являются тоже **синусоидальными**. Так будет на холостом ходу трансформатора, когда вторичные обмотки не подключены к нагрузкам. Здесь действует закон взаимной индукции Фарадея и в каждом витке любой обмотки наводится одинаковая ЭДС (одинаковое число Вольт на 1 виток):

$$e_1/W_1 = e_2/W_2 = e_3/W_3 = \dots = e_i/W_i, \quad (10.7)$$

$$e_i = e_1 \cdot \frac{W_i}{W_1} \cong u_1 \frac{W_i}{W_1} = \frac{u_1}{K_{Ti}}, \quad (10.8)$$

где

$$K_{Ti} = W_1/W_i.$$

(10.9)

$K_{Ti}$  — коэффициент трансформации напряжения первичной обмотки в  $i$ -ю вторичную.

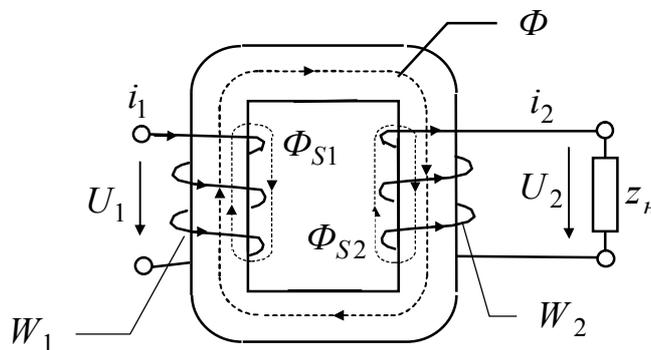


Рис. 10.2

Каждая вторичная обмотка имеет свой коэффициент трансформации, для двухобмоточного трансформатора

$$K_T = W_1/W_2. \quad (10.10)$$

При подключении вторичной обмотки трансформатора к нагрузке по ней протекает ток и его ампервитки  $i_2 W_2$  создают поток нагрузки  $\Phi_2$ . Для сохранения постоянства потока намагничивания  $\Phi$  автоматически по закону Максвелла в первичной об-

мотке появится ток, обеспечивающий поток  $\Phi = \Phi_1 - \Phi_2$  при равенстве МДС обмоток:

$$i_1 \cdot W_1 - W_2 \cdot i_2 = i_{10} \cdot W_1. \quad (10.11)$$

**Всегда** обеспечивается  $\Phi = \Phi_1 - \Phi_2 = const$ , если  $u_1 = const$ . Из формулы (10.11) следует при  $i_{10} \neq 0$ :

$$i_2 \cong i_1 W_1 / W_2 \cong i_1 \cdot K_T, \text{ или } i_1 \cong i_2 / K_T. \quad (10.12)$$

**Важно знать**, что не все индуцируемые обмотками потоки замыкаются по магнитопроводу, определенная их часть проходит за его пределами. Такие потоки называют **потоками рассеяния**:  $\Phi_{1S}$  — поток рассеяния первичной обмотки,  $\Phi_{2S}$  — потоки рассеяния вторичных обмоток (см. рис. 10.2).

Потоки рассеяния индуцируют в обмотках ЭДС, которые не используются полезно, снижают выходное напряжение нагрузки  $u_2$ . Эти потоки обуславливают индуктивности обмоток  $L_{S1}$ ,  $L_{S2}$  . . .  $L_{Si}$  (называют их индуктивностями потоков рассеяния), которые всегда нежелательны: **чем они меньше, тем лучше**. Индуктивности рассеяния зависят от геометрических размеров обмотки и числа ее витков. В [11] доказано, что

$$L_{Si} = \mu_0 \frac{c_{ki}}{3} \cdot \frac{L_{ki}}{h_{ki}} \cdot W_i^2, \text{ [Гн]}, \quad (10.13)$$

где  $c_k$ ,  $h_{ki}$ ,  $L_{ki}$ ,  $W_i$  — толщина, высота, средняя длина витка (в метрах) и число витков  $i$ -й обмотки, для которой определяется индуктивность рассеяния.

Индуктивности рассеяния создают индуктивное сопротивление токам обмоток, которое пропорционально частоте этих токов

$$X_{Si} = \omega L_{Si} = 2\pi f_1 \cdot L_{Si}, \quad (10.14)$$

где  $f_1$  — частота входного напряжения  $u_1$ .

На высоких частотах (более 1 кГц) это сопротивление может в 10 и более раз превышать омическое сопротивление обмотки.

Возможны несинусоидальные формы напряжений в обмотках МЭ (см. раздел 10.3). В таком случае все выше изложенное сохраняется, если эффективные (действующие значения подсчитаны с учетом составляющих гармоник:

$$X = \sqrt{X_1^2 + X_2^2 + X_3^2 + \dots + X_n^2},$$

где  $X_1, X_2 \dots X_n$  — значения гармоник.

### Свойства трансформатора напряжения

1. Приложенное к первичной обмотке  $W_1$  *переменное* напряжение индуцирует в магнитопроводе поток  $\Phi$ , достаточный, чтобы при отсутствии нагрузки входное напряжение было уравновешено противо-ЭДС обмотки

$$u_1 - e_1 = u_1 - W_1 \frac{d\Phi}{dt} = 0.$$

2. Во всех вторичных обмотках наводятся потоком  $\Phi$  электродвижущие силы с одинаковым количеством вольт на один виток

$$n_w = \frac{e_1}{W_1} = \frac{e_2}{W_2} = \dots = \frac{e_i}{W_i}.$$

Поскольку  $e_1 \cong u_1$ , то ЭДС вторичной обмотки находится, как

$$e_{2i} = u_1 \cdot \frac{W_i}{W_1} = \frac{U_1}{K_{Ti}},$$

где  $K_{Ti}$  — коэффициент трансформации  $i$ -й вторичной обмотки,

$$K_{Ti} = \frac{W_1}{W_i}.$$

3. На холостом ходу, когда все вторичные обмотки не подключены к нагрузке, ток первичной обмотки  $t_{10}$  очень мал про-

тив номинального значения. Он необходим для покрытия потерь мощности в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи, возникающие от созданного обмоткой потока намагничивания  $\Phi$ .

4. При замыкании вторичных обмоток на нагрузку (одной или нескольких) в них появляется ток, который обязательно трансформируется в первичную обмотку по закону Максвелла:

$$i_1 W_1 = i_2 W_2 + i_3 W_3 + \dots + i_i W_i + i_{10} W_1.$$

Общее значение тока первичной обмотки будет равно сумме трансформированных в нее токов из вторичных обмоток, прибавленной к току холостого хода  $i_{10}$ :

$$i_1 = i_{10} + \sum i_{i2} / K_{Ti},$$

где  $i_i$ ,  $K_{Ti}$  — ток и коэффициент трансформации  $i$ -ой вторичной обмотки.

Для двухобмоточного трансформатора имеем:

$$i_1 = i_{10} + i_2 \cdot \frac{W_2}{W_1}.$$

5. Входная мощность трансформатора напряжения измеряется величиной, см. (3.1) на стр. 18

$$P_1 = I_1 U_1 \text{ [A} \cdot \text{В]}.$$

### Свойства трансформатора тока

1. Переменный ток  $i_1$ , протекающий через первичную обмотку  $W_1$  от источника тока, трансформируется во вторичную обмотку (для трансформаторов тока она, как правило, одна) по закону Максвелла

$$i_1 W_1 = i_2 W_2.$$

Поэтому всегда

$$i_2 = i_1 \cdot K_T, \text{ при } K_T = W_1 / W_2.$$

Вторичный ток трансформатора  $i_2$  определяется при известном первичном  $i_1$  **только величиной коэффициента**

**трансформации**, то есть — соотношением чисел витков первичной и вторичной обмоток.

2. Вторичная обмотка трансформатора тока **всегда замкнута**. При этом сопротивление нагрузки должно быть минимально возможным. Как правило, это малоомное активное сопротивление  $R_H$ , что обеспечивает:

$$u_2 = i_2 \cdot R_H = i_1 \cdot \frac{W_1}{W_2} \cdot R_H.$$

Размыкание вторичной цепи трансформатора тока недопустимо, так как при  $R_H = \infty$  имеем  $u_2 \rightarrow \infty$ , изоляция обмоток не выдержит перенапряжения и нарушится, трансформатор выйдет из строя.

\* \* \*

### Действующие (эффективное) значение величин МЭ

В инженерной практике пользуются не мгновенными значениями электромагнитных величин (у нас они обозначены  $u_1, i_1, i_2, e_2$ ), а интегральными. Для цепей переменного тока интегральными величинами **периодических** ЭДС, напряжений и токов являются их среднеквадратические значения за период, обозначаемые соответственно заглавными буквами  $E, U, I$ :

$$E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt}, \quad U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 \cdot dt}, \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot dt},$$

где  $T$  — период повторения мгновенных значений периодических величин.

Эти величины называют **действующими** периодическими (синоним этого понятия — **эффективные** величины). Такой выбор определяется нижеследующими соображениями.

Среднее за период значение мощности  $P$ , характеризующее выделение теплоты в цепи с активным сопротивлением  $R$  имеет выражение

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot R \cdot dt = R \frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot dt = RI^2.$$

Следовательно, вводя понятие о действующем периодическом токе как среднем квадратическом его значении  $I$  за период  $T$ , получаем формулу для средней мощности, выраженной через ток, такую же по виду, как и при постоянном токе.

Электромагнитная сила  $F$  взаимодействия двух катушек, по которым последовательно протекает один и тот же ток  $i$ , выражается в виде

$$F = i_1 \cdot i_2 \cdot \frac{dM}{dg} = i^2 \cdot \frac{dM}{dg},$$

где  $\frac{dM}{dg}$  — производная от взаимной индуктивности  $M$  по координате  $g$ , которую стремится изменить сила  $F$ . Если  $g = t$ , то

$$F_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T F \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot \frac{dM}{dt} = I^2 \cdot \frac{dM}{dt},$$

т.е. выражение для среднего значения силы  $F_{cp}$  через действующее значение периодического тока  $I$  получается по виду таким же, как при постоянном токе.

Мгновенная сила притяжения пластин конденсатора  $u_c$  выражается в виде

$$F = \frac{1}{2} u_c^2 \cdot \frac{dc}{dg}.$$

Среднее за период значение силы  $F_{cp}$  в течение периода напряжения  $u_c$  равно

$$F_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T F \cdot dt = \frac{1}{2T} \cdot \frac{dc}{dt} \int_0^T u_c^2 \cdot dt = \frac{1}{2} U_c^2 \cdot \frac{dc}{dg}.$$

Здесь выражение  $F_{cp}$  через действующее напряжение  $U_c$  оказывается совпадающим с выражением при постоянном напряжении.

Можно приводить еще много примеров. Большая часть приборов, применяемых для измерения периодических напряжений и токов, показывает *действующее* значение этих величин.

В электротехнике доказано, что для синусоидальных величин действующее и амплитудное значения отличаются в  $\sqrt{2}$  раза:

$$E = e_m / \sqrt{2}, \quad U = u_m / \sqrt{2}, \quad I = i_m / \sqrt{2}.$$

Для средних и амплитудных значений существует другой коэффициент:

$$U_{cp} = 2u_m / \pi, \quad I_{cp} = \frac{2}{\pi} \cdot i_m \text{ и т.д.}$$

Связь *между действующими* и *средними* значениями периодических величин определяется коэффициентом формы  $\kappa_\phi$ :

$$\kappa_\phi = E / E_{cp} = \frac{U}{U_{cp}} = \frac{I}{I_{cp}} \dots$$

Для синусоидальных величин  $\kappa_\phi = 1,11$ , для прямоугольных форм  $\kappa_\phi = 1$ .

Особенно просто вычисляется среднее значение ЭДС, индуктируемой периодически изменяющимся потокосцеплением  $\psi$ , через его максимальные значения  $\pm\psi_m$ , соответствующие  $e = 0$ . Независимо от формы  $\psi(t)$  получим:

$$\begin{aligned} E_{cp} &= \frac{2}{T} \int_0^{T/2} e \cdot dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \left( -\frac{d\psi}{dt} \right) dt = -\frac{2}{T} \int_{-\psi_m}^{\psi_m} d\psi = 2f(\psi_m + \psi_m) = \\ &= 4f \cdot \psi_m = 4f \cdot W \cdot S \cdot B_m. \end{aligned}$$

Для действующего значения ЭДС получаем

$$E = \kappa_\phi \cdot E_{cp} = 4\kappa_\phi \cdot f \cdot W \cdot S \cdot B_m. \quad (10.14, a)$$

Итак, для анализа режимов работы и характеристик МЭ нами будут использоваться, в основном, действующие и средние значения величин. Использование амплитудных или мгновенных (текущих) значений будет оговорено.

В целом получается (запомнить!) для *синусоид*:

$$u_{\text{эф}} = \frac{u_m}{\sqrt{2}}; \quad u_{\text{ср}} = \frac{u_{\text{эф}}}{1,11}.$$

## 10.2 Схема замещения трансформатора, ее параметры и величины

Схема замещения трансформаторов напряжения и тока одинакова. Она показана на рис. 10.3. Все параметры и величины этой схемы *электрические*. Предназначена электрическая схема замещения трансформатора для расчета его статических и динамических характеристик (см. ниже) и расчета электротехнических цепей с учетом параметров трансформатора. Составляется схема для конкретной вторичной обмотки (у каждой из них свой коэффициент трансформации) и для одной фазы, если трансформатор многофазный.

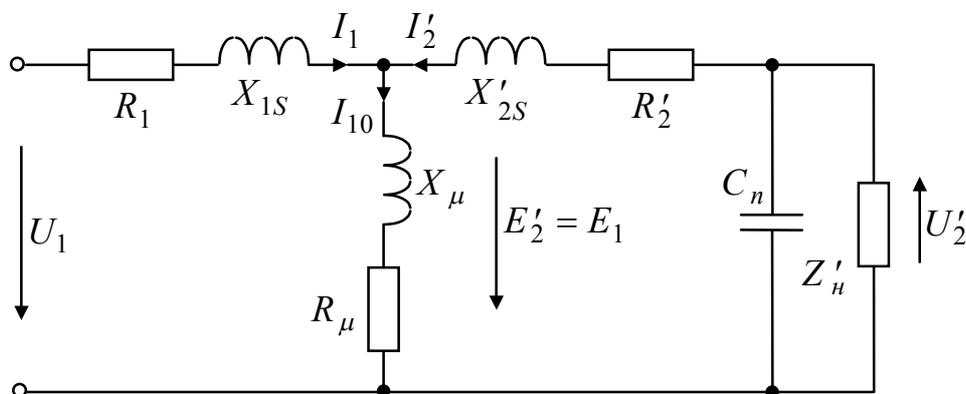


Рис. 10.3

Напряжения и токи в схеме *всегда* берутся в *действующих* (эффективных) *значениях*.

Параметры схемы замещения имеют общепринятые в технической литературе обозначения, количественное их значение должно быть предварительно установлено или рассчитано до пользования схемой. Должны быть известны также номинальные значения первичного и вторичного токов  $I_{1н}$ ,  $I_{2н}$ , первичного и

вторичного напряжений  $U_{1н}$ ,  $U_{2н}$ , коэффициента полезного действия  $\eta_n$ , коэффициента мощности самого трансформатора  $\cos \varphi_{Тн}$  и нагрузки  $\cos \varphi_{нн}$ , частота первичного напряжения  $f_1$ .

Не следует путать схему замещения трансформатора (рис. 10.3) с его условным изображением в электрических цепях, как элемента (рис. 10.4).

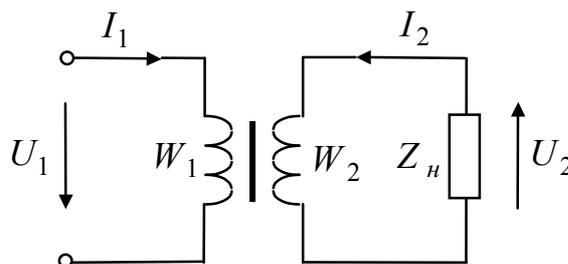


Рис. 10.4

### Параметры схемы замещения

$R_1$ ,  $R'_2$  — активные (омические) сопротивления первичной и вторичной обмоток, соответственно.

$X_{1S}$ ,  $X'_{2S}$  — индуктивные сопротивления обмоток.

$X_\mu$  — индуктивное сопротивление току намагничивания  $I_{10}$ .

$R_\mu$  — активное сопротивление току намагничивания.

$C_n$  — собственная (проходная) емкость обмоток.

$Z'_н$  — сопротивление нагрузки.

Параметры вторичной обмотки пересчитаны к первичной через коэффициент трансформации  $K_T$ :

$$R'_2 = R_2 \cdot K_T^2, \quad X'_{2S} = X_{2S} \cdot K_T^2, \quad Z' = Z \cdot K_T^2. \quad (10.15)$$

Напряжение и ток вторичной обмотки тоже приводятся к первичной через  $K_T$

$$U'_2 = U_2 \cdot K_T, \quad I'_2 = I_2 / K_T. \quad (10.16)$$

Все параметры схемы замещения можно определить опытно (экспериментально), если исследуемый трансформатор имеется в наличии.

Когда такой возможности не представляется, то эти параметры можно установить расчетно, причем с достаточно высокой точностью — погрешность в пределах  $\pm 10\%$  [1, 5, 11].

### Расчет параметров схемы замещения

Активное сопротивление обмоток

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= \rho_K \cdot L_{K1} \cdot W_1 / S_{n1}, \\ R_2 &= \rho_K \cdot L_{K2} \cdot W_2 / S_{n2}. \end{aligned} \right\} \quad (10.17)$$

Здесь  $\rho_K$  — удельное сопротивление материала проводников обмоток при расчетной температуре нагрева в номинальном режиме [Ом·мм<sup>2</sup>/м], значения этого параметра приведены в табл. 10.1;

$S_{n1}, S_{n2}$  — сечение провода без изоляции для первичной и вторичной обмоток [мм<sup>2</sup>];

$L_{K1}, L_{K2}$  — средние длины витков первичной и вторичной обмоток [м].

Таблица 10.1 (взята из табл. П.1 Приложений)

Материал обмоток	Удельный вес $g_K$ г / см <sup>3</sup>	$\rho_K$ , Ом·мм <sup>2</sup> /м при $t_K$ град.			
		20°C	70°C	90°C	120°C
Медь	8,8	0,0175	0,021	0,0238	0,0245
Алюминий	2,7	0,028	0,034	0,038	0,0392

Индуктивности рассеяния обмоток, согласно [11]:

$$\left. \begin{aligned} L_s &= L_{1s} + L'_{2s}, & L_s &= \mu_0 \frac{c_K \cdot W_1^2}{3h_K} \cdot L_K \quad [ \text{Гн} ] \\ L_{1s} &= L'_{2s} = 0,5L_s \end{aligned} \right\}, \quad (10.18)$$

где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн / м,

$c_k$  — толщина обмоток в катушке, где они выполнены [м];

$h_k$  — высота катушки [м];

$L_k$  — средняя длина витков обмоток [м].

**Примечание:** значения  $c_k$  и  $h_k$  можно брать в мм или см, если это нужно, но  $L_k$  всегда следует переводить в **метры**.

Индуктивные сопротивления рассеяния:

$$\left. \begin{aligned} X_s &= 2\pi f_1 \cdot L_s \\ X_{1s} &= X'_{2s} = 0,5 X_s \end{aligned} \right\} \quad (10.19)$$

Сопротивление проходной емкости  $C_n$ : можно рассчитать по [11] после конструкторского расчета обмоток — размеров, числа слоев, толщины межслойной изоляции, диаметров проводников и др. Обычно величина  $C_n$  меньше 1 мкФ (дается в паспорте МЭ).

### Параметры цепи тока намагничивания

В схеме замещения на рис. 10.3 сопротивления  $X_\mu$  и  $R_\mu$  включены последовательно. Их значения являются пересчитываемыми из реальных величин  $X_0$ ,  $R_0$ , существующих для питающего напряжения  $U_1$ , как включенные параллельно — рис. 10.5.

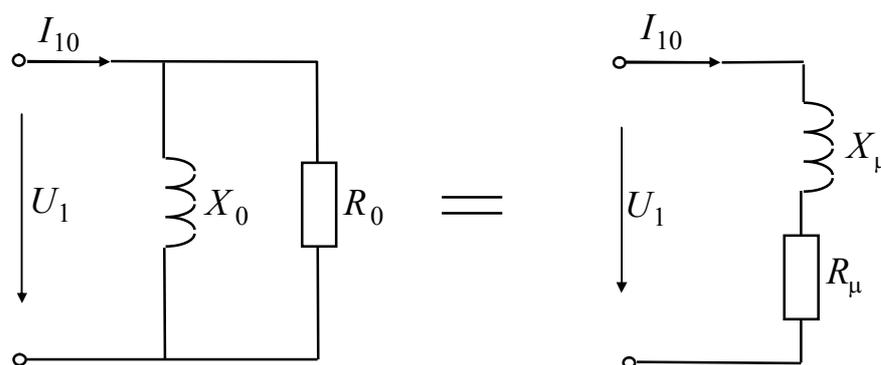


Рис. 10.5

Согласно этому рисунку, имеем:

$$X_{\mu} = X_0 \cdot \frac{R_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \quad (10.20)$$

$$R_{\mu} = R_0 \cdot \frac{X_0^2}{R_0^2 + X_0^2}. \quad (10.21)$$

Здесь

$$R_0 = \frac{U_1^2}{\Delta P_C}, \quad (10.22)$$

где  $\Delta P_c$  по формуле (3.4):  $\Delta P_c = \rho_{c0} \cdot \kappa_{\rho} \cdot G_c \cdot \left(\frac{B}{B_0}\right)^{\gamma_1} \cdot \left(\frac{f_1}{f_2}\right)^{\gamma}$ .

$$X_0 = 2\pi f_1 \cdot L_0. \quad (10.23)$$

Здесь  $L_0$  по формуле (6.6) при  $\delta \cong 0,025$  мм (технологический зазор стыка сердечников магнитопровода):

$$L_0 = \frac{S_C \cdot W_1^2 \cdot \mu_a}{L_C + 2 \cdot 10^2 \cdot \mu_a}. \quad (10.24)$$

**Пример** расчета параметров  $X_{\mu}$ ,  $R_{\mu}$ .

Однофазный трансформатор выполнен на магнитопроводе ПЛ-образного типа (рис. 10.2), имеющем данные:

сталь электротехническая марки 3422 с толщиной ленты 0,15 мм и коэффициентом заполнения активным материалом  $\kappa_{zc} = 0,9$ ; магнитной проницаемостью  $\mu_a = 5 \cdot 10^{-4}$  Гн/м, удельными потерями мощности  $\rho_c = \kappa_{\rho} \cdot \rho_{c0} = 14$  Вт/кг при  $f_{10} = 1$  кГц,  $B_0 = 0,5$  Тл; удельным весом  $g_c = 7,65$  г/см<sup>3</sup>; коэффициент влияния частоты на потери в стали  $\gamma = 1,6$ ; размеры магнитопровода:  $a = c = 20$  мм,  $b = 40$  мм,  $h = 60$  мм.

Трансформатор питается напряжением  $U_1 = 220$  В при частоте  $f_1 = 400$  Гц, имеет расчетную рабочую индукцию  $B = 1,5$  Тл и число витков первичной обмотки  $W_1 = 200$ .

**Расчет.**

1. Сечение и средняя силовая линия магнитопровода:

$$S_c = a \cdot b \cdot \kappa_{zc} = 20 \cdot 30 \cdot 0,9 = 540 \text{ мм}^2 = 0,54 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2,$$

$$L_c = 2 \left( h + c + \frac{\pi a}{2} \right) = 2 \left( 60 + 20 + 3,14 \cdot \frac{20}{2} \right) \approx 0,223 \text{ м.}$$

2. Вес магнитопровода:

$$G = S_c \cdot L_c \cdot g_c = 5,4 \cdot 22,3 \cdot 7,65 = 921 \text{ г} \cong 0,92 \text{ кг.}$$

3. Потери в стали:

$$\Delta P_c = \rho_c \cdot G \left( \frac{B}{B_0} \right)^2 \cdot \left( \frac{f_1}{f_0} \right)^\gamma = 14 \cdot 0,92 \cdot \left( \frac{1,5}{0,5} \right)^2 \cdot \left( \frac{0,4}{1} \right)^{1,6} \cong 26,7 \text{ Вт.}$$

4. Сопротивления параллельных ветвей на рис. 10.5:

$$R_0 = \frac{U_1^2}{\Delta P_c} = \frac{220^2}{26,7} = 1823 \text{ Ом,}$$

$$L_0 = \frac{S_c \cdot W_1^2 \cdot \mu_a}{L_c + 2 \cdot 10^2 \cdot 5 \cdot 10^{-4}} = \frac{1,08 \cdot 10^{-2}}{0,223 + 0,1} \cong 3,35 \cdot 10^{-2} \text{ Гн,}$$

$$X_0 = 2\pi f_1 L_0 = 6,28 \cdot 400 \cdot 3,35 \cdot 10^{-2} \cong 84 \text{ Ом.}$$

5. Значения  $X_\mu$ ,  $R_\mu$ :

$$X_\mu = X_0 \cdot \frac{R_0^2}{R_0^2 + X_0^2} = 84 \cdot \frac{1,82^2 \cdot 10^6}{1,82^2 \cdot 10^6 + 0,084^2 \cdot 10^6} = 84 \text{ Ом,}$$

$$R_\mu = R_0 \cdot \frac{X_0^2}{R_0^2 + X_0^2} = 1823 \cdot \frac{0,084^2 \cdot 10^6}{1,82^2 \cdot 10^6 + 0,084^2 \cdot 10^6} \cong \\ \cong 1823 \cdot \left( \frac{0,084}{1,82} \right)^2 = 3,87 \cong 4 \text{ Ом.}$$

Обычно  $X_\mu > 4R_\mu$ , тогда  $Z_\mu = X_\mu \sqrt{1 + 1/16} \cong X_\mu$ , поэтому величиной  $R_\mu$  пренебрегают.

### Расчет электрических величин

Выполняется с учетом установленных фактов, что всегда  $R_1 + R'_2 \ll R_\mu$ ,  $X_{1S} + X'_{2S} \ll X_\mu$ ,  $I_{10} \ll I_{1ном}$ .

Поэтому можно считать:

1. Ток холостого хода 
$$I_{10} = \frac{U_1}{\sqrt{X_\mu^2 + R_\mu^2}} \approx \frac{U_1}{R_\mu}.$$

(10.25)

#### 2. Ток короткого замыкания

$$I_{1кз} = I'_{2кз} = \frac{U_1}{\sqrt{X_\kappa^2 + (R_1 + R'_2)^2}}, \quad (10.26)$$

где  $X_\kappa = X_{1S} + X'_{2S} = 2\pi f_1 \cdot X_S$  (известно),  $X_S$  по (10.19).

#### 3. Ток нагрузки

$$I'_2 = I_1 = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R'_2 + R'_H)^2 + (X_S + X_H)^2}}, \quad (10.27)$$

$$I_2 = I'_2 \cdot K_T, \quad (10.28)$$

где

$$\left. \begin{aligned} R'_H &= Z'_H \cdot \cos \varphi_H \\ X'_H &= Z'_H \cdot \sin \varphi_H = Z'_H \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_H} \\ Z'_H &= Z_H \cdot K_T^2 \end{aligned} \right\}. \quad (10.29)$$

Значения  $z_H$  и  $\cos \varphi_H$  заданы.

#### 4. Напряжение нагрузки

$$U'_2 \cong U_1 - I'_2 \cdot Z_S, \quad (10.30)$$

при  $Z_S = \sqrt{X_S^2 + (R_1 + R'_2)^2}$

$$U_2 = U'_2 / K_T. \quad (10.31)$$

Выражение (10.30) определяет приближенно внешнюю характеристику трансформатора  $U_2 = f(I_2)$  в линейной ее части, когда  $I_2 \leq 2I_{2ном}$ .

## Резонансные частоты

Эти частоты нужно знать и не допускать, чтобы фактическая частота работы трансформатора была близкой к резонансным.

Если рабочая частота трансформатора  $f_1$  равна резонансной частоте силового контура  $f_{рн}$  (резонанс напряжений) схемы замещения, то  $x_s = x_c$  и через обмотки будет протекать очень большой ток

$$I_1 = I'_2 = U_1 / (R_1 + R'_2).$$

Если  $f_1$  равна резонансной частоте контура намагничивания  $f_{рх}$  (резонанс токов), то магнитопровод войдет в насыщение из-за увеличения тока намагничивания, так как последний будет равен

$$I_{10} = \frac{U_1}{R_\mu} \quad \text{вместо} \quad I_{10} = \frac{U_1}{\sqrt{X_\mu^2 + R_\mu^2}}.$$

Это увеличит потери в стали, магнитопровод может перегреться больше положенной температуры.

Резонансные частоты находятся:

1. Для контура силовой цепи

$$X_s = X_c, \quad 2\pi L_s \cdot f_{рн} = \frac{1}{2\pi C_n f_{рн}},$$

$$f_{рн} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_n C_n}}. \quad (10.32)$$

Здесь  $L_s$  определяется по (10.18) или  $L_s = \frac{X_s}{2\pi f_1}$ , если задано  $X_s$ .

2. Для контура намагничивания

$$X_{\mu} = X_c \rightarrow 2\pi L_{\mu} f_{px} = \frac{1}{2\pi f_{px} C_n} \rightarrow f_{px} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\mu} C_n}}, \quad (10.33)$$

Всегда  $f_{pH} \gg f_{px}$ , так как  $\frac{f_{pH}}{f_{px}} = \sqrt{\frac{L_{\mu}}{L_s}}$ , где  $L_{\mu} \gg L_s$ .

### Постоянные времени

При включениях трансформатора на холостом ходу и под нагрузкой токи и выходные напряжения достигают установившихся значений не сразу, этому мешают накопители энергии  $X_s$ ,  $X_{\mu}$ ,  $X_H$ .

Характер переходных процессов в обоих случаях включения — экспоненциальный, поэтому длительность их можно измерить четырьмя постоянными времени соответствующего режима.

Постоянная времени включения без нагрузки

$$T_{xx} = \frac{L_{\mu}}{R_{\mu}}, \quad (10.34)$$

$$L_{\mu} = \frac{X_{\mu}}{2\pi f_1}. \quad (10.35)$$

Постоянная времени включения с нагрузкой

$$T_H = \frac{X_s + X'_H}{R_1 + R'_2 + R'_H} \cdot \frac{1}{2\pi f_1}, \quad (10.36)$$

где  $X'_H$ ,  $R'_H$  определяются по (10.29).

Длительность переходных процессов:  
при включении без нагрузки

$$t_{nxx} \cong 4T_{xx}, \quad (10.37)$$

при включении с нагрузкой

$$T_{nH} \cong 4T_H. \quad (10.38)$$

**Примечание:** формулы (10.34), (10.36) дают достоверные результаты, когда емкость  $C_n$  не оказывает влияния на переходные процессы, что соответствует условию  $X_c \gg X_{\mu}$  и  $f_1 < f_{px}$ .

### 10.3 Другие формы напряжений в обмотках МЭ

Одной из отличительных особенностей магнитных элементов электронных устройств (МЭ ЭУ) является тот факт, что формы напряжений их обмоток часто существенно отличаются от синусоиды. Некоторые варианты таких несинусоидальных форм напряжений показаны на рис. 10.6.

Формы напряжений на рис. 10.6 описываются уравнением (10.1):

$$\psi = W_1 \cdot S_c \cdot B = \int U dt. \quad (10.39)$$

Конечное значение для синусоидальных значений  $U$  для  $B$  представлены выражением (10.3). Для **прямоугольных** импульсов напряжения имеем

$$B = \frac{U}{W_1 \cdot S_c} \cdot t. \quad (10.40)$$

Здесь  $U$  — максимальное значение импульса;  $t$  — длительность импульса  $U$ .

Для прямоугольных значений  $U$  индукция  $B$  всегда изменяется **линейно** (см. рис. 10.6, *а, б, в, ж*), для других случаев она имеет сложные формы, которые аппроксимируются.

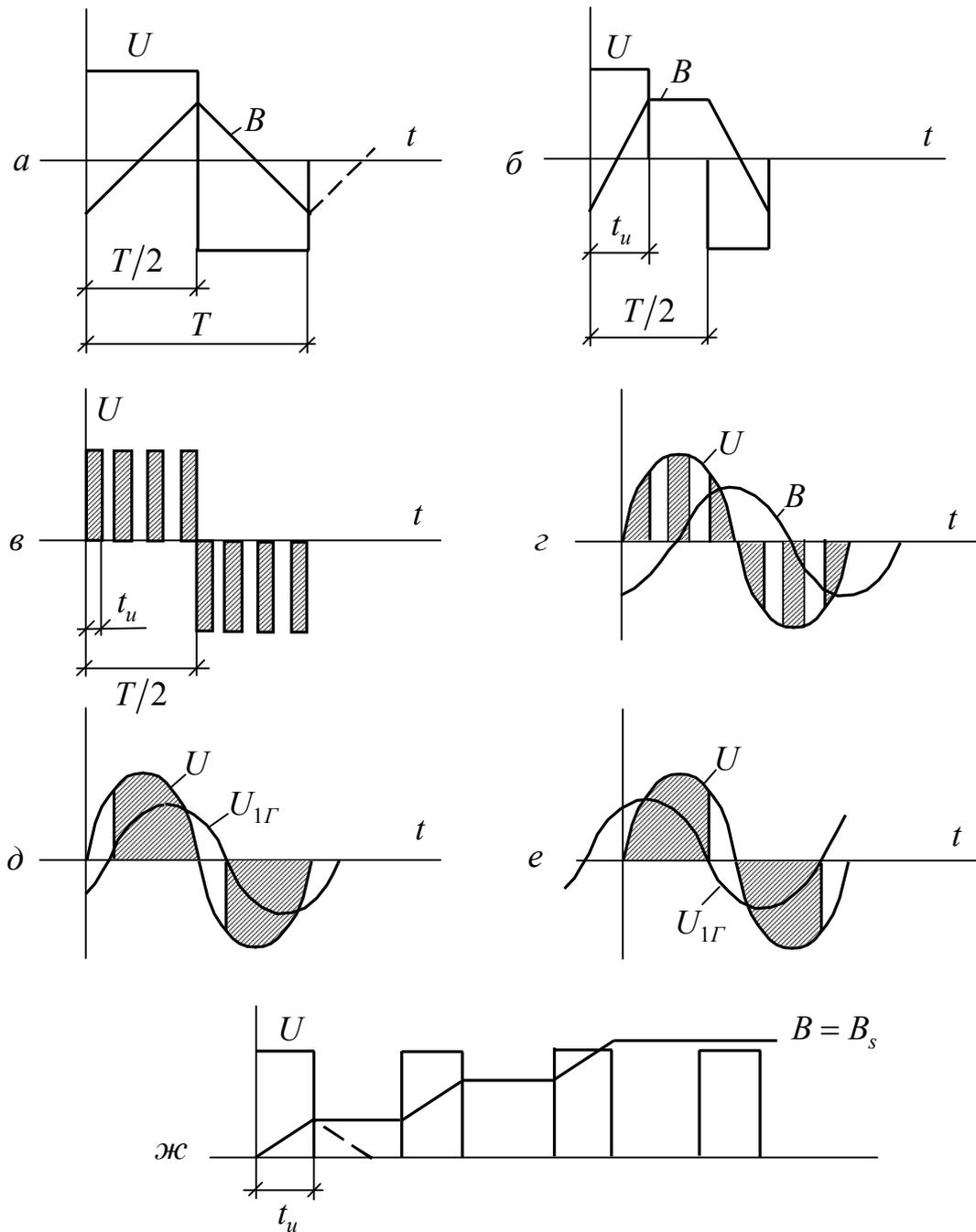


Рис. 10.6 — Формы напряжений и индуктивностей МЭ ЭУ

При непериодических (однополярных) импульсах (рис. 10.6, ж) расчеты электромагнитных величин МЭ усложняются. Для указанного случая в период паузы запасенная энергия магнитопровода должна быть куда-то расходована, например — по цепи  $L, R$  (см. на рис. 10.6, ж — пунктир). Если это не обеспечено, то

от импульса к импульсу индукция магнитопровода возрастает, достигая значения индукции насыщения  $B_s = const$ , и обмотки МЭ теряют возможность трансформировать поступающие на них сигналы напряжения.

На рис. 10.6, *z*, *d*, *e* показаны напряжения обмоток непрямоугольных форм с указанием формы и сдвигов по фазе их первых гармоник  $U_{1Г}$ .

В целом для всех форм напряжения обмоток МЭ всегда можно найти эффективные (действующие, среднеквадратические) значения величин и их коэффициенты формы  $k_\phi$ . Например: синус — 1,11, прямоугольник — 1 и т.д. Этого достаточно для расчетов всех показателей геометрии МЭ ( $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $h$  и связанных с ними  $S_c$ ,  $S_{ок}$ ). Важно отметить, что для трансформаторов **любая** форма напряжения на входе **полностью повторяется** на выходе.

Формы тока на выходе отличаются от форм напряжения на входе, если на выходе присутствуют индуктивности или емкости. Рассчитать кривые этих форм нужно по законам теоретических основ электротехники (ТОЭ), что не всегда является простой задачей.

## 11 ИНЖЕНЕРНЫЙ РАСЧЕТ МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Для применения в электронных установках магнитных элементов их можно выбрать по каталогам или справочникам. При этом потребуется весьма ограниченный перечень исходных данных.

Для электромагнитного дросселя: требуемую от него индуктивность, номинальные значения частоты и величины тока обмотки (она единственная).

Для дросселей насыщения: номинальные значения напряжения и тока нагрузки, коэффициент усиления по току.

Для трансформаторов напряжения: номинальное напряжение и частота первичной обмотки, значения номинальных напряжений и токов вторичных обмоток.

Другая подробная информация о параметрах и показателях выбираемого МЭ будет установлена по каталогам (справочникам).

Указанных выше исходных данных достаточно и для проектирования (расчета) магнитных элементов, хотя это проектирование получается трудоемким и далеко не простым.

Для обеспечения требуемых номинальных данных МЭ при его наилучших технико-экономических показателях необходимо правильно выбрать конструктивное исполнение, определить оптимальные линейные размеры магнитопровода, не ошибиться с выбором ферромагнитного материала и материала для обмоток.

### 11.1 Последовательность расчета МЭ

1. Выбирается конструктивное исполнение МЭ.
2. Выбираются материалы для магнитопровода и обмоток.
3. По справочной литературе [4, 5, 7, 9, 12, 13 и др.] устанавливаются все необходимые сведения о параметрах и показателях выбранных материалов (см. таблицы П.7, а, б, в, г Приложения).

4. Рассчитываются, например по [2], или выбираются [1, 5, 7, 9, 12, 13] относительные (безразмерные) показатели геометрии магнитопровода, обеспечивающие для МЭ оптимальные удельно-экономические показатели (есть в табл. П.7, П.8 Приложения).

5. Выбирается способ охлаждения МЭ, соответствующие ему значения температуры допустимого перегрева  $\tau$  над окружающей средой и коэффициента теплоотдачи  $\sigma$ .

6. Рассчитываются электромагнитные величины и электрические параметры: плотность тока, индукция, числа витков обмоток и их сечения, сопротивления обмоток.

7. Выполняется конструкторская корректировка параметров катушки обмоток (раскладка витков по слоям и др.).

8. Рассчитываются технико-экономические показатели: вес, стоимость, габариты, коэффициент полезного действия, коэффициент мощности.

**Примечание:** исходные данные по пунктам 1–5 могут быть заданы.

## 11.2 Выбор конструктивного исполнения

Имеющееся в настоящее время большое разнообразие конструкций МЭ является не случайным. Это результат попыток разработчиков найти варианты исполнений МЭ, обеспечивающие им в заданных условиях применения наилучшие удельно-экономические показатели (вес, объем, стоимость на единицу габаритной мощности) с одновременным удовлетворением качества электротехнических свойств — минимального рассеяния магнитного потока, минимальной проходной емкости, максимального коэффициента полезного действия, простоты устройства и технологичности изготовления, оптимальности геометрических форм и др.

В данном пособии на рис. 1.1 приведены лишь 4 типовые конструкции однофазных МЭ, фактически в электронных установках используются десятки конструктивных исполнений МЭ, в том числе — трансформаторов [2]. На принцип работы, электромагнитные процессы и обеспечение требуемых электрических величин

на выходе, *конструкция МЭ никакого влияния не оказывает*. Однако, выбирать для применения приходится только одну из известных конструкций.

Здесь помогает накопленный опыт эксплуатации магнитных элементов и знание целей появления их конструктивных вариаций.

Наибольший перечень *положительных* показателей имеют *броневые* конструкции. Простые, технологичные, применимы для любой мощности, изготавливаются из любого ферромагнитного и обмоточного материала, компактные по размерам, имеют *наименьший* вес и стоимость на единицу габаритной мощности, малые потери мощности в обмотках. На броневых конструкциях выполняются все виды МЭ по назначению, особенно хороши они для электромагнитных дросселей с зазором в магнитопроводе.

Учитывая вышеизложенное при выборе конструктивного исполнения МЭ, в том числе — трансформатора, нужно ставить сразу вопрос о выборе именно броневой конструкции. Единственным недостатком броневых МЭ по отношению к другим исполнениям является их более высокие значения индуктивностей от рассеяния магнитного потока и собственной электрической емкости обмоток.

Наибольший перечень *отрицательных* показателей имеют *тороидальные* конструкции. Они очень нетехнологичны для изготовления, станочная намотка обмоток возможна лишь проводом круглого сечения малых диаметров (до 1 мм), магнитопровод может быть выполнен только из ленточного материала, или пресованным из феррита, создает трудности монтажа в электронном блоке (трудности крепления), имеет малую поверхность охлаждения (через поверхности обмоток, которыми полностью закрыт магнитопровод), есть проблемы выполнения высоковольтной изоляции, имеет против других конструкций *наихудшие* показатели по весу и стоимости на единицу габаритной мощности.

Однако тороиды *имеют незначительное* рассеяние магнитного потока, максимальную магнитную проницаемость и минимальные потери мощности в магнитопроводе (объясняется отсутствием каких-либо зазоров на пути силовых линий). Там, где

эти показатели являются центральными, обязательно применяют тороидальные МЭ, несмотря на присущие им недостатки. В основном это цепи управления электронных устройств. Наиболее распространены тороидальные МЭ при мощности от долей до десятков Вт, реже на сотни Вт и крайне редко используются на мощности, измеряемые киловаттами. В основном это трансформаторы импульсов напряжения или тока, форма которых на выходе не должна искажаться, особенно при высоких частотах. Совершенно нерационально использовать тороид для дросселей с зазором в магнитопроводе: нет смысла ради зазора распиливать сердечник (особенно ленточный), со всеми проблемами последующего склеивания и обеспечения механической прочности, когда есть магнитопроводы разъемные. Более того, зазор в тороиде сразу ликвидирует его преимущества, указанные выше.

**Стержневые** конструкции МЭ уступают на 15÷25% броневым по технико-экономическим показателям, но имеют в 4 и более раза меньшее рассеяние магнитного потока. Они достаточно технологичны в изготовлении, выполняются на всех известных материалах для магнитопровода и обмоток и на любую габаритную мощность. Применение их обусловлено преимуществом перед бронеконструкциями по меньшей индуктивности обмоток от рассеяния потоков примерно в 4 раза и меньшей проходной емкости.

**Чашечные** магнитопроводы применяются редко. Выполнить их можно только прессованными из порошкового ферромагнитного материала, обмотки выполняются только круглым проводом небольшого диаметра. Преимущество этих конструкций — хорошее охлаждение магнитопровода, что важно при повышенных магнитных потерях мощности на высоких частотах. Используются чашечные магнитопроводы при частотах питающего напряжения выше 20 кГц и небольших токах в обмотках (обычно не более 5 А).

Магнитные элементы **большой** габаритной мощности, от 50 кВт и выше, всегда выполняются на магнитопроводах броневом или стержневом типа. При этом используется для хорошего охлаждения прием расщепления (разделения) сердечников магнитопровода и катушек на составляющие [2]. В сочетании с при-

нудительным воздушным обдувом это обеспечивает резкое, в несколько раз, уменьшение массы и габаритов МЭ.

После выбора конструкции, нужно найти в справочной, или технической литературе, например по [1, 2, 5, 7, 9, 11, 12 и др.], оптимальные параметры относительных размеров магнитопровода:  $x, y, z, K_S = \frac{x \cdot z}{y}, \beta = \frac{P_{oc}}{P_{ок}}$ , обеспечивающие МЭ минимум веса, минимум стоимости на единицу мощности (есть еще компромиссный вариант). Значения этих параметров для 4-х конструкции МЭ приведены в табл. П.7, П.8 Приложений.

### 11.3 Выбор магнитного материала

Чем дешевле материал магнитопровода, чем меньше его удельные потери мощности при перемагничивании и чем выше индукция насыщения, тем лучше. Однако эти показатели противоречивы, что обусловило наличие различных по свойству и качеству ферроматериалов.

Наиболее дешевыми, с достаточно высокой индукцией насыщения ( $\approx 1,6$  Тл) являются *нетекстурованные* электротехнические стали из листов горячей прокатки толщиной  $0,2 \div 0,35$  мм (для стандартной частоты 50 Гц — 0,5 мм). Однако эти стали имеют большие удельные потери мощности при намагничивании, что ограничивает их применение в пределах частот до 500 Гц.

В несколько раз меньшие потери имеют *текстурованные* электротехнические стали холодной прокатки. Здесь высокая магнитная проницаемость обеспечивается только в направлении проката, что создает проблемы изготовления магнитопроводов. Однако значения индукции насыщения до 1,8 Тл и уменьшение магнитных потерь обеспечивает широкое применение этих электротехнических сталей. Потери уменьшаются с уменьшением толщины материала. Чаще всего текстурованные стали представляют собой металлическую ленту толщиной 0,2; 0,15; 0,08 и 0,05 мм. Выполненные из нее магнитопроводы называют *ленточными*. Для штампованных магнитопроводов прокатывают листы,

толщиной 0,35 мм. Текстурованные дорожке сталей горячей прокатки, но могут применяться в диапазоне частот 500÷5000 Гц.

При частотах более 5 кГц уменьшать потери мощности на перемагничивание приходится за счет добавок в электротехнические стали компонентов из никеля, марганца или графита. Такие ферроматериалы называют электротехническими сплавами. Имеют они только *ленточное* исполнение с толщиной 0,15; 0,08; 0,05 и 0,02 мм. Индукция насыщения сплавов понижается до 1÷1,2 Тл и ниже, они очень чувствительны к механическим воздействиям, усложняется технология изготовления из них магнитопроводов и в целом — сплавы в несколько раз дороже текстурованных электротехнических сталей. При частотах 15÷20 кГц потери магнитной мощности в сплавах вынуждают снижать рабочую индукцию магнитопроводов до 0,3÷0,2 Тл, что обуславливает неэффективность применения электротехнических сплавов при частотах более 20 кГц.

Известны ферроматериалы, изготавливаемые из порошков, представляющих собой окислы железа. Из этих окислов с определенными другими добавками готовится мастика, которая потом прессуется по требуемой форме магнитопровода с термическим запеканием. Ферроматериал из порошков дешевле сплавов, в 1,5÷1,7 раз легче, имеет очень маленькие потери мощности на перемагничивание (в пределах 10÷5 Вт/кг при частоте 10 кГц, что в 10 и более раз меньше, чем у сплавов), но индукция насыщения прессованных магнитопроводов не превышает 0,35 Тл. Поскольку на высоких частотах другие ферроматериалы не могут работать с индукциями более 0,2÷0,3 Тл (из-за потерь в стали, греющих магнитопровод), то применение ферромагнетиков из окислов (ферриты, оксиферы и др.) при частотах более 10 кГц не имеет альтернативы.

Ферроматериалы имеют стандартные обозначения, например:  
 3410÷3414 — электротехнические нетекстурованные стали;  
 3420÷3425 — электротехнические текстурованные стали;  
 50Н, 80НХС, (73÷79)НМ — электротехнические сплавы (пермаллой и др.);

2000НМ, 3000НМ, НМС1 и др. — порошковые ферроматериалы (ферриты, оксиферы и др.).

Итак, для выбора материала магнитопроводов следует руководствоваться следующими рекомендациями относительно частоты питающего напряжения:

электротехнические сплавы нетекстурованные — до 500 Гц;

электротехнические стали текстурованные — 500 Гц÷5 кГц;

электротехнические сплавы — 5÷15 кГц;

прессованные ферроматериалы — 10 кГц и более.

Более конкретно указанные рекомендации представлены в Приложениях данного учебного пособия, табл. П.16 (взяты из [9]).

Следует помнить: сплавы, особенно пермаллой, не применяются для МЭ большой мощности. С увеличением  $P_1$  растут вес и габариты магнитопровода. Вес увеличивает стоимость, а большие габариты порождают трудности защиты от механических воздействий, к которым магнитопроводы из сплавов очень чувствительны (ухудшаются магнитные свойства). Обычно габаритная мощность МЭ на электротехнических сплавах не превышает 10÷15 кВт. При  $P_1 = 10$  кВт сечение магнитопровода для частоты 10 кГц составляет 10÷20 см<sup>2</sup>, а его вес 5÷7 кг.

После выбора материала магнитопровода нужно установить по справочной литературе показатели этого материала, необходимые для расчетов МЭ. Такими показателями являются:

а) наименование материала по стандарту, например: электротехническая сталь 3422, сплав 79НМ (пермаллой) и др.;

б) толщина материала и соответствующие ей: коэффициент заполнения сечений магнитопровода ферромагнетиком  $k_{zc}$  — см. таблицу П.3 Приложений, удельные потери мощности на перемагничивание  $\rho_{co}$  для базовых значений частоты  $f_{10}$  и индукции  $B_0$  — см. таблицу П.5 Приложений (частота  $f_{10}$  выбирается близкой к рабочей  $f_1$ );

в) удельный вес материала  $g_c$  и коэффициент увеличения удельных потерь мощности для составных магнитопроводов  $k_p$  — таблица П.6;

г) значение коэффициентов влияния индукции  $\gamma_1$  и частоты  $\gamma$  на потери в стали, для некоторых материалов этот коэффициент приводится в табл. П4 и П.15 Приложений.

Установленные показатели для выбранного ферромагнетика удобно записать для дальнейшего использования в таблицу, как это показано в разделе 11.6.

## 11.4 Выбор материала обмоток

Эту задачу перед проектированием и расчетом МЭ нужно тоже решить однозначно при всей ее многовариантности. Мало выбрать сам материал проводников обмоток (медь или алюминий). Нужно еще выбрать его по изоляции (низковольтная, высоковольтная, высокотемпературная или обычная и т.д.) и по конфигурации (круглый, прямоугольный, многожильный, фольга и др.). Выбранный материал для проводников обмоток определяет с определенной достоверностью важные для расчетов МЭ: коэффициент заполнения катушки обмоток чистым (без изоляции) сечением проводников  $k_{зк}$ , удельное сопротивление при заданной номинальной температуре нагрева обмоток  $\rho_k$  и удельный вес проводникового материала  $g_k$ .

Лучшим материалом для обмоток считается медь, но она в несколько раз дороже алюминия. В случаях, когда стоимостный показатель является для МЭ центральным, выбирают алюминиевые проводники, хотя они имеют в 1,6 раза больше удельное сопротивление току, обладают свойствами повышенной окисляемости, менее прочны, чем медные, их трудно припаивать. Из алюминия не делают проводники малых сечений и диаметров (не позволяет малая механическая прочность).

Для токов до 20÷25 А проводники из меди и алюминия изготавливаются круглыми с диаметром до 3 мм (сечение 7 мм<sup>2</sup>), для токов более 25 А выпускаются проводники с прямоугольным, или квадратным, сечением (шинка). Для токов высокой частоты, 5 кГц и выше, изготавливают многожильные провода, в том числе литцендрат, или из фольги толщиной 0,1÷0,2 мм. В обоих случаях применяют только медь. Малые сечения проводников лит-

центрата и малая толщина ленты фольги исключают эффект вытеснения тока к поверхности токопровода, то есть не меняется его удельное сопротивление.

Электронные устройства редко работают при температуре выше  $70^{\circ}\text{C}$ , поэтому используемые в них МЭ не требуют термостойких изоляций обмоток. Для температуры нагрева до  $105^{\circ}\text{C}$  применяются изоляционные материалы класса А, например — эмали. При напряжении до 1 кВ, толщина эмалевой изоляции не превышает 0,1 мм. Проводники больших сечений,  $2\text{ мм}^2$  и более, при намотке катушек требуют больших усилий натяжения, что может привести к механическим повреждениям тонкой эмалевой изоляции. Поэтому толстые проводники, особенно шинки, обматывают сверху эмали хлопчатобумажной оплеткой. Высоковольтная изоляция по толщине может быть от 1 до 5 мм и по сечению больше сечения проводников. Вид изоляции влияет на стоимость обмоточного материала и на коэффициент заполнения катушки чистым сечением проводников  $\kappa_{зк}$ . Среднерасчетные значения этих коэффициентов приведены в таблице П.2 Приложений.

Итак, материал проводников обмоток выбирается с учетом напряжения и его частоты, температуры нагрева катушек и величины токов обмоток. Для определения вида сечений (круглые, прямоугольные, многожильные) и ожидаемой их площади можно воспользоваться среднерасчетным значением плотности тока  $2,5\text{ А/мм}^2$ , для естественного охлаждения подсчитывая  $S_{ni} = I_i / 2,5\text{ [мм}^2\text{]}$ . Однако сечение одного проводника **не должно превышать** величину [2]:

$$S_{nf} \cong 14 / f_1\text{ [мм}^2\text{]}, \quad (11.1)$$

где  $f_1$  рабочая частота в кГц.

Забываясь о качественных показателях материала проводников обмоток, нужно не забывать об экономическом критерии: чем дешевле, тем лучше. При одинаковом качестве цены проводников для обмоток могут сильно отличаться.

## 11.5 Другие предварительные условия расчета МЭ

Таких условий по техническому заданию на расчет может быть много, включая, например, условия дизайна. В их числе обязательно нужно предусмотреть следующие: допустимый перегрев  $\tau$  относительно температуры окружающей среды и условия охлаждения. Оба условия существенно влияют на технико-экономические показатели МЭ. При естественном охлаждении стандартное значение  $\tau$  электронных устройств и МЭ находится в пределах  $40 \div 50^\circ\text{C}$  используется класс изоляции А. Для искусственного охлаждения, например обдув воздухом со скоростью 3 м/с и более, допускаются температура перегрева  $\tau = 80 \div 90^\circ\text{C}$  с классом изоляции Е (термостойкая). Обдув воздухом сильно влияет на коэффициент теплоотдачи  $\sigma$  (съем тепловой мощности с единицы поверхности на  $1^\circ\text{C}$  — Вт/м<sup>2</sup>·град). При естественном охлаждении среднерасчетное  $\sigma = 10$ , при обдуве  $\sigma = 30$ , в 3 раза больше. Удельно-экономические показатели МЭ (вес, стоимость, объем на единицу мощности) обратно-пропорциональны значениям  $\tau$  и  $\sigma$ .

Более того, при обдуве воздухом целесообразно предусмотреть *неполное* заполнение окна магнитопровода катушками, что увеличивает поверхности охлаждения обмоток и сердечников в 1,5 и более раз. Во столько же раз увеличится съем тепла с соответствующей возможностью увеличить плотность тока и индукцию. В целом, принудительное охлаждение за счет обдува воздухом может улучшить удельно-экономические показатели в 5 и более раз.

$$\frac{\tau_n = 80}{\tau_e = 50} \cdot \frac{\sigma_n = 30}{\sigma_e = 10} \cdot \left( \frac{P_{охл}}{P_{оце}} = 1,5 \right) = 7,2.$$

Принудительное охлаждение настолько эффективно, что в корпусах, шкафах, стойках с электронными устройствами часто устанавливают вентиляторы для воздушного обдува. Дополнительные затраты на них всегда оправданы. Итак, до расчета электромагнитных параметров МЭ необходимо обязательно устано-

вить условия охлаждения и соответствующие им значения показателей  $\tau$  и  $\sigma$ .

## 11.6 Расчет электромагнитных величин

Здесь излагается обобщенно методика расчета, изложенная в [2]. Она дает наиболее достоверные результаты относительно других известных методов [4, 5, 9, 11 и др.]. Не требуется применения ЭВМ.

До расчета электромагнитных величин должна быть выполнена работа по выбору конструкции, материалов для магнитопровода и обмоток, определены условия охлаждения с соответствующими им параметрами и оптимальной геометрии (см. разделы 11.1÷11.5).

В инженерной практике ряд исходных показателей МЭ являются заданными: конструктивное исполнение (Б, С, Т, Ч и др.), материал обмоток (медь, алюминий, низковольтная или высоковольтная изоляция, ее класс по температуре перегрева), способ охлаждения (естественное, принудительное), заполнение окна (полное ПЗ или неполное НЗ), показатели оптимальных значений относительной геометрии  $x$ ,  $y$ ,  $z$  для удельно-экономических показателей (минимум веса, объема, стоимости, компромиссные) и др.

В конечном итоге для дальнейших расчетов исходные данные удобно записать таблично. Ниже приведены таблицы 11.1÷11.3 для **броневой** конструкции МЭ с неполным заполнением окна (Б-НЗ), имеющий магнитопровод из электрической стали марки 3422, **медные** обмотки, принудительное охлаждение (обдув воздухом) и параметры компромиссной геометрии.

Таблица 11.1 — Параметры материала магнитопровода

Параметр	$\Delta_c$	$K_{зс}$	$g_c$	$\rho_{co}$	$K_p$	$f_{10}$	$B_0$	$f_1$	$\gamma$	$\gamma_1$	$B_S$	$\mu_a$
Марка стали	мм	—	г/см <sup>3</sup>	Вт/кг	—	кГц	Тл	кГц	—	—	Тл	Гн/м
3422	0,05	0,75	7,65	6,5	1,65	2,5	0,5	5	1,4	2	1,6	$5 \cdot 10^{-4}$

**Примечание:** для примера в табл. 11.1 записаны численные значения параметров разрезного магнитопровода из электротехнической стали марки 3422 из ленты толщиной  $\Delta_c = 0,05$  мм; рабочая частота  $f_l = 5$  кГц.

Таблица 11.2 — Параметры материала обмоток

Материал	Форма сечения	Класс изоляции	Вид охлаждения	$K_{эк}$	$g_k$	$\rho_k$	$\tau$	$\sigma$
				—	г/см <sup>3</sup>	$\frac{Ом \cdot мм^2}{м}$	°С	$\frac{Вт}{м^2 \cdot г рад}$
медь	кругл.	А	обдув	0,35	8,8	0,021	50	30

Таблица 11.3 — Геометрические (относительные) параметры Б-НЗ компромиссной геометрии, взяты из табл. П.7, б

Исполнение	Заполнение окна	$x$	$y$	$z$	$K_S$	$n_c$	$n_h$	$N_c$	$N_k$	$\beta$	$B$
броневой	неполное	1	2	2	1	0,8	0,8	5,5	2,3	2,1	3,2

Часть данных табл. 11.3 можно рассчитать, если они не даны в справочной литературе. Это относится к  $N_c$ ,  $N_k$ ,  $\beta$  и  $B$  — относительным геометрическим показателям. Формулы для их расчета отличаются для разных конструкций, приведены в [2] и табл. П.8. Например, для броневых конструкций будем иметь:

$$N_c = 2(1 + 2y) \left( 1 - z \cdot \frac{n_h}{\sqrt{y} \cdot l_c} \right),$$

$$N_k = (2x \cdot n_c + z \cdot n_h) \cdot \frac{1}{\sqrt{y}},$$

где

$$l_c = \frac{2}{\sqrt{y}} \left( z + x + \frac{\pi}{4} \right),$$

$$l_k = \frac{2}{\sqrt{y}} \left( 1 + y + \pi \cdot x \cdot \frac{n_c}{2} \right),$$

$$\beta = \frac{P_{oc}}{P_{ок}} = \frac{N_c \cdot l_c}{N_k \cdot l_k},$$

$$B = 1 + \beta \sqrt{\frac{0,6 + v}{1 + 0,2\beta v}}, \text{ среднерасчетно } v = 1.$$

Расчеты для оптимальной геометрии четырех конструкций МЭ на рис. 1.1, а, б, в, г выполнены, их результаты приведены в таблицах П.7, а, б, в, г Приложений.

Располагая исходными данными, можно приступить к расчету электромагнитных параметров МЭ в следующей последовательности.

### 1. Определяется габаритная мощность

Для трансформаторов:

$$P_1 = U_{1н} I_{1н} = \frac{\sum U_{2ни} \cdot I_{2ни}}{\cos \varphi \cdot \eta}, \quad (11.2)$$

где  $U_{2ни}$ ,  $I_{2ни}$  — эффективные значения напряжения и тока вторичных обмоток;

$\cos \varphi$ ,  $\eta$  — среднерасчетные значения коэффициента мощности и КПД трансформатора, принимают  $\cos \varphi = \eta = 0,95$ .

Для магнитных усилителей и дросселей насыщения:

$$P_1 = U_n \cdot I_n / \cos \varphi \cdot \eta, \quad (11.3)$$

Здесь  $U_n$ ,  $I_n$  — номинальные значения напряжения и тока нагрузки (эффективные). Среднерасчетно принимают  $\cos \varphi = 0,9$ ,  $\eta = 0,95$ .

Для дросселей:

$$P_1 = I_{1н}^2 \cdot L \cdot f_1, \quad (11.4)$$

где  $I_{1н}$ ,  $f_1$  — номинальный эффективный ток обмотки дросселя и его частота,

$L$  — требуемая от дросселя индуктивность.

## 2. Рассчитывается рабочая индукция [2]:

$$B = B_0 \sqrt[12]{(M_B \cdot N_c)^7 \cdot M_j \cdot N_k \cdot K_S \cdot M_p^2 / (P_1^2 \cdot f_{1*}^{7\gamma-2})}, \quad (11.5)$$

где  $f_{1*} = \frac{f_1}{f_{10}}$  — относительное значение частоты  $f_1$ ;

$$M_B = \frac{\tau \cdot \sigma \cdot B}{\rho_{co} \cdot \kappa_p \cdot g_c \cdot \kappa_{zc}} \cdot \frac{\nu}{1+\nu}, \quad [\text{М}], \quad (11.6)$$

среднерасчетно берут  $\nu = 1$ ;

$$M_p = 4\kappa_\phi \cdot n_0 \cdot \kappa_{ок} \cdot \kappa_{zc} \cdot B_0 \cdot f_{10} \left[ \frac{\text{В}}{\text{М}^2} \right], \quad (11.7)$$

$$M_j = \frac{\tau \cdot \sigma \cdot B}{\rho_k \cdot \kappa_{ок} (1+\nu)}, \quad \left[ \frac{\text{А}^2}{\text{М}^3} \right], \quad (11.8)$$

$N_k, N_c, K_S$  — относительные показатели геометрии, оптимальные их значения приведены в табл. П.7, а, б, в, г или рассчитываются по формулам табл. П.8.

Пояснения для других составляющих в формулах (11.6)÷(11.8) приведены в разделах 3.1÷3.3, см. также табл. 11.1÷11.3.

**Внимание:** если расчетное значение  $B$  по (11.5) превышает величину индукции насыщения ферромагнитного материала  $B_S$  (известна), то следует принимать

$$B = B_S.$$

## 3. Рассчитывается сечение магнитопровода

$$S_c = \sqrt[7]{\frac{P_1^4}{(M_p B_* f_{1*})^4 \cdot (K_S M_j N_k)^2}}. \quad (11.9)$$

Здесь  $B_* = \frac{B}{B_0}$  — относительная рабочая индукция МЭ, зна-

чение  $B$  берется рассчитанным по выражению (11.5) с условием  $B \leq B_S$ .

## 4. Определяется плотность тока

$$j = \sqrt{M_j \frac{N_k}{K_S \cdot S_c^{0,5}}}. \quad (11.10)$$

Здесь значение  $S_c$  рассчитано по (11.9).

### 5. Сечение проводников обмоток (без изоляции):

$$S_{ni} = I_{in} / j. \quad (11.11)$$

Здесь  $I_{in}$  — номинальный ток  $i$ -й обмотки,

$j$  — плотность тока по (11.10).

Должно быть  $S_{ni} \leq S_{nf}$  по (11.1); при  $S_{ni} > S_{nf}$  проводник нужно расщиплять (см. примеры в разделе 13).

**6. Число вольт на 1 виток, индуцируемое в магнитопроводе:**

$$u_w = \frac{Mp \cdot S_c \cdot B_* \cdot f_{1*}}{n_0 \cdot k_{ок}}, \quad [\text{В/ВИТ}]. \quad (11.12)$$

### 7. Линейные размеры магнитопровода:

$$a = \sqrt{\frac{S_c}{y}}, \quad b = \frac{S_c}{a}, \quad c = a \cdot x, \quad h = a \cdot z, \quad (11.13)$$

где  $S_c$  рассчитано по (11.9).

Полученные значения округляются до стандартных, последние цифры которых — четные, 0 и 5.

Поскольку магнитопроводы МЭ всех известных типоразмеров (Б, С, Т, Ч и др.) выпускаются серийно с линейными размерами по ГОСТу, то целесообразно выбрать в справочной литературе [1, 4, 5, 7, 9 и др.] магнитопровод с параметрами, близкими к рассчитанным по (11.13), стараясь выполнять тождества:

$$\frac{h \cdot c}{a \cdot b} = \frac{h_\phi \cdot c_\phi}{a_\phi \cdot b_\phi} \quad \text{— прямоугольные сечения } S_c;$$

$$\frac{h \cdot c}{a^2} = \frac{h_\phi \cdot c_\phi}{a_\phi^2} \quad \text{— круглые сечения } S_c;$$

$$\frac{c^2}{a \cdot b} = \frac{c_\phi^2}{a_\phi \cdot b_\phi} \quad \text{— тороиды;}$$

$$\frac{c^2}{a^2} = \frac{c_\phi^2}{a_\phi^2} \text{ — тороиды с круглым } S_c.$$

В методическом пособии параметры серийных стандартных магнитопроводов приведены в Приложениях.

Если значения  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $h$  стандартного магнитопровода, выбранного по справочной литературе после определения расчетных величин по (11.13), отличаются на  $\pm 20\%$ , то нужно определить фактическую величину сечения

$$S_{c\phi} = a_\phi \cdot b_\phi \text{ — прямоугольные формы,} \quad (11.14)$$

$$S_{c\phi} = \pi a_\phi^2 / 4 \text{ — круглые}$$

и уточнить значения индукции и плотности тока, найденные ранее:

$$B_\phi = B_0 \cdot \sqrt{\frac{M_B \cdot N_c}{f_{1*}^\gamma \cdot S_{c\phi}^{0,5}}}, \quad (11.15)$$

$$j_\phi = \sqrt{M_j \frac{N_\kappa}{K_S S_{c\phi}^{0,5}}}. \quad (11.16)$$

## 8. Число витков обмоток:

Трансформатора **напряжения**:

$$W_1 = U_{1н} / u_w, \quad W_{2i} = U_{2hi} \cdot 1,05 / u_w, \quad (11.17)$$

Трансформатора **тока**:

$$W_1 = U_{1н} / u_w, \quad W_2 = W_1 \cdot \frac{I_{2н}}{I_{1н}},$$

где  $U_{1н}$ ,  $U_{2hi}$ ,  $I_{1н}$ ,  $I_{2н}$  — номинальные значения напряжения и тока первичной и  $i$ -й вторичной обмоток, известны по исходным данным.

**Дросселя:**

$$W_1 = \sqrt{\frac{L}{S_c} \cdot \left( \frac{L_c}{\mu_a} + 0,8 \cdot 10^6 \cdot \delta \right)}, \quad (11.18)$$

формула получена из (6.6).

Здесь  $L$ ,  $\delta$  заданы исходными условиями,  $S_c$ ,  $L_c$  и  $\mu_a$  нужно определять.

Например, для броневое магнитопровода на рис. 6.1,а длина силовой линии  $L_c$  будет равна

$$L_c = 2 \left( h + c + \frac{\pi a}{4} \right). \quad (11.19)$$

Магнитная проницаемость дросселя  $\mu_a$  находится, как

$$\mu_a = \frac{B}{H} = \frac{B \cdot L_c}{I_{1н} \cdot W_1}. \quad (11.20)$$

Если подставить  $\mu_a$  из (11.20) в (11.18), то получим:

$$W_1^2 = \frac{L \cdot I_{1н} \cdot W_1}{S_c \cdot B} + 0,8 \cdot 10^6 \cdot \delta,$$

где

$$\left. \begin{aligned} W_1^2 - AW_1 - D &= 0, \\ A &= \frac{L \cdot I_{1н}}{S_c \cdot B}, D = 0,8 \cdot 10^6 \cdot \delta \end{aligned} \right\}.$$

(11.21)

Теперь из (11.21) получаем:

$$W_1 = 0,5 \left( A + \sqrt{A^2 + 4D} \right). \quad (11.22)$$

При определении  $W_1$  дросселя по (11.22) нужно подставлять  $B$ , найденное по (11.15),  $S_c$  — по (11.14), значение  $I_{1н}$  должно быть задано.

Витки обмоток *магнитных усилителей*:

$$\left. \begin{aligned} W_1 &= W_{oc} = U_{1н} / u_w \\ W_y &= W_1 I_{1н} / I_{yh} \end{aligned} \right\}. \quad (11.24)$$

Здесь  $I_{1н}$  и  $I_{yh}$  должны быть заданы в исходных данных на расчет МУ.

## 9. Расчет конструктивных размеров катушки

Эти расчеты хорошо описаны в [1, 3, 4, 5, 9]. Здесь они будут показаны на примере расчета конструктива катушки **дресселя** электромагнитного с броневым магнитопроводом (самый простой вариант).

Предварительно должен быть выбран материал для обмоток и материал изоляции (каркас, межслойная, межкатушечная). Для нашего примера будем считать, что обмотка дресселя выполнена на пластмассовом каркасе с толщиной стенок  $\Delta_k$ , сечение ее провода круглое диаметром с изоляцией  $d_{ни}$  и между слоями прокладывается изоляционная лента толщиной  $\Delta_{сл}$ . Все конструктивные параметры катушки, рассчитываемые ниже, показаны на рис. 11.1.

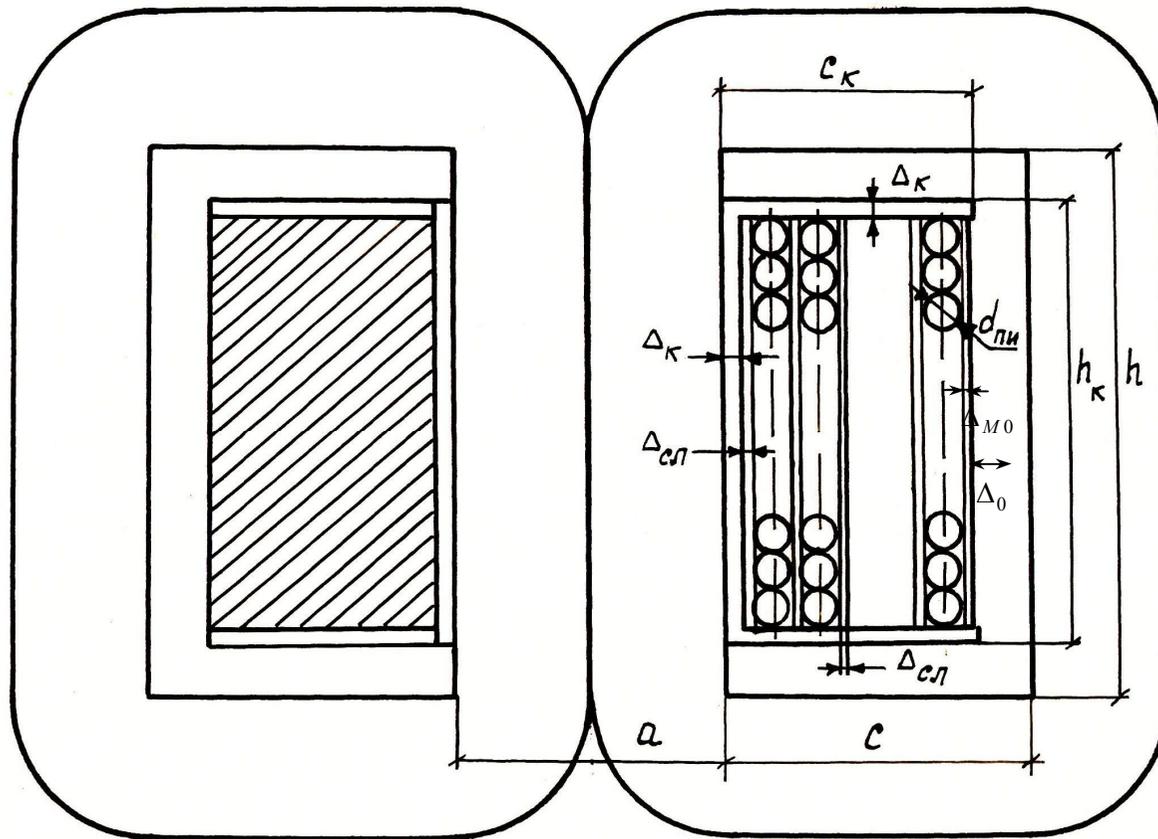


Рис. 11.1

Выполняются следующие расчеты.

1. Высота для одного слоя (ряда) витков обмотки в катушке

$$h_{сл} = (h_k = h \cdot n_h) - 2\Delta_k, \quad (11.25)$$

где  $\Delta_k$  — толщина каркаса катушки; для напряжения до 1 кВ

$$\Delta_k = 2 \text{ мм.} \quad (11.26)$$

2. Число витков в слое

$$W_{сл} = h_{сл} \cdot \kappa_{ук} / d_{ни},$$

округляется до целого числа.

Здесь  $\kappa_{ук}$  — коэффициент укладки, учитывающий неплотность прилегания витков.

Для тороидов  $\kappa_{ук} \cong 0,8$ .

Для остальных конструкций при рядовой намотке витков он зависит от диаметра круглого провода или толщины шинки:

Таблица 11.4.

$d_{ни} = a_{ни}, \text{ мм}$	$\leq 0,2$	$0,2 \div 0,5$	$0,5 \div 0,8$	$0,8 \div 1$	$> 1$
$\kappa_{ук}$	0,9	0,93	0,95	0,9	0,85

3. Число слоев:

$$n_{сл} = W_1 / W_{сл}, \quad (11.27)$$

с округлением до большего целого значения.

4. Толщина катушки:

$$c_k = d_{ни} \cdot n_{сл} + \Delta_k + \Delta_{сл} \cdot (n_{сл} - 1). \quad (11.28)$$

Здесь  $\Delta_{сл}$  — толщина межслойной изоляции, в среднем — 0,1 мм.

5. Сечение катушки и коэффициент ее заполнения:

$$\begin{cases} S_k = h_k \cdot c_k, \\ \kappa_{зк} = S_n \cdot W_1 / S_k, \end{cases} \quad (11.29)$$

где  $S_n$  — сечение провода без изоляции.

Формулы для расчетов, приведенные выше, будут аналогичными и при наличии нескольких обмоток, для каждой из которых будут свои значения  $W_{cli}$ ,  $n_{cli}$ ,  $c_{ki}$ . Между обмотками и снаружи катушки выполняется дополнительный слой изоляции (кроме межслойной) с толщиной  $\Delta_{mo} \approx 0,2$  мм. Расчеты величин ведут, начиная с обмотки, располагаемой первой к магнитопроводу. Силовые обмотки, выполняемые более толстым проводом, располагают верхними слоями.

Примеры раскладок обмоток двухобмоточных *трансформаторов* СТ-НЗ и ТТ приведены в разделах 13.3, 13.4.

### 11.7 Расчет технических показателей МЭ

К техническим показателям относятся: активные и реактивные сопротивления обмоток, вес обмоточного материала и магнитопровода, общий вес МЭ, его стоимость, коэффициенты полезного действия и мощности, при необходимости — габаритный объем и проходная емкость, удельно-экономические показатели: вес, стоимость на единицу габаритной мощности,

До расчета указанных показателей должны быть определены все линейные размеры магнитопровода и обмоток в катушке.

#### Активное сопротивление обмоток

$$R_i = \rho_{\kappa_i} \cdot W_i \cdot L_{\kappa_i} / S_{n_i} \text{ [Ом]}, \quad (11.30)$$

где  $\rho_{\kappa_i}$  — удельное сопротивление Ом·мм<sup>2</sup>/м при заданном перегреве  $\tau$ ;

$W_i$ ,  $L_{\kappa_i}$  — число витков и средняя длина витка [м]  $i$ -й обмотки;

$S_{n_i}$  — сечение провода, мм<sup>2</sup> (без изоляции, чистое).

**Индуктивное сопротивление обмоток**, обусловленное потоками рассеяния

$$X_S = 2\pi f \cdot L_S, \quad (11.31)$$

где  $L_S$  — индуктивность рассеяния катушки.

$$L_S = \mu_0 \cdot L_k c_k \cdot W_1^2 / 3h_k \cdot n_k. \quad (11.32)$$

Здесь,  $L_k$ ,  $n_k$  — средняя длина катушки по периметру и число катушек на магнитопроводе;

$c_k$ ,  $h_k$  — толщина и высота катушки;

$W_1$  — число витков первичной обмотки;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м — магнитная проницаемость вакуума (почти одинакова с воздухом).

Все линейные размеры берутся в **метрах**.

Индуктивность рассеяния катушки  $L_S$  между обмотками в зависимости от числа катушек  $n_k$ :

$$L_{S1} = L'_{S2i} = L_S / n_k. \quad (11.33)$$

Значение величин по (11.30)÷(11.33) потребуются для электрической схемы замещения МЭ.

### **Вес магнитопровода**

$$G_c = V_c \cdot \kappa_{3c} \cdot g_c. \quad (11.34)$$

### **Вес проводников катушки**

$$G_k = \sum S_{n_i} \cdot L_{k_i} \cdot W_i \cdot g_k, \quad (11.35)$$

где  $L_{k_i}$ ,  $W_i$ ,  $S_{n_i}$  — средняя длина витка, число витков и сечение проводника без изоляции  $i$ -й обмотки.

### **Потери мощности в активных сопротивления обмотки**

$$\Delta P_k = \sum I_i^2 \cdot R_i, \quad (11.36)$$

где  $I_i$ ,  $R_i$  — ток и активное сопротивление  $i$ -й обмотки.

### **Потери мощности в магнитопроводе, см. формулу (3.4):**

$$\Delta P_c = \rho_{co} \cdot \kappa_p \cdot G_c \cdot \left( \frac{B}{B_0} \right)^{\gamma_1} \left( \frac{f_1}{f_{10}} \right)^{\gamma}.$$

**Потери в изоляции катушек**

$$\Delta P_{из} \approx 0,05 (\Delta P_{к} + \Delta P_{с}). \quad (11.37)$$

**Фактическое соотношение потерь**

$$v = \Delta P_{с} / (\Delta P_{к} + \Delta P_{из}), \quad (11.38)$$

отличается от среднерасчетного  $v = 1$ , так как  $v = 0,8 \div 1,2$ .

**Коэффициент мощности**

$$\cos \varphi = \sqrt{U_1^2 - U_x^2} / U_1, \quad (11.39)$$

где

$$U_x = \frac{P_1 \cdot X_S}{U_1}.$$

**Коэффициент потерь мощности  $\Delta\eta$  и КПД**

$$\Delta\eta = \frac{\Delta P_{к} + \Delta P_{с} + \Delta P_{из}}{P_1 \cdot \cos \varphi}, \quad (11.40)$$

$$\eta = 1 - \Delta\eta.$$

**Фактическое заполнение окна магнитопровода проводниками**

$$K_{ок} = \frac{\sum W_i S_{n_i}}{S_{ок}}, \quad (11.41)$$

где  $W_i$ ,  $S_{n_i}$  — число витков  $i$ -ой обмотки и сечение ее проводников без изоляции.

**Цена изготовленного МЭ**

$$Ц_{МЭ} = (G_c \cdot Ц_c + G_k \cdot Ц_k) \cdot K_d, \quad (11.42)$$

где  $G_c$ ,  $G_k$  — вес магнитопровода и катушек, соответственно;

$Ц_c$ ,  $Ц_k$  — цена изготовленных магнитопровода и катушек;

$K_d$  — коэффициент дополнительных работ: сборка-монтаж, пропитка, испытание и др. Средне расчетное  $K_d = 1,2$ .

### Удельно-экономические показатели

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{E}_g &= \frac{G_c + G_k}{P_1}, \\ \mathcal{E}_c &= \frac{C_{MЭ}}{P_1}, \\ \mathcal{E}_V &= \frac{V_{MЭ}}{P_1}. \end{aligned} \right\} \quad (11.43)$$

где  $\mathcal{E}_g$ ,  $\mathcal{E}_c$ ,  $\mathcal{E}_V$  — вес, цена и объем МЭ на единицу мощности.

Объем МЭ измеряется произведением габаритных размеров по ширине, толщине и высоте.

Определяется величина  $V_{MЭ}$  для конструкций на рис. 1.1 следующим образом:

броневая —  $V_{MЭ} = (2a + 2c)(b + 2c_k)(h + a)$ ,

стержневая —  $V_{MЭ} = (2a + c + 2c_k)(b + 2c_k)(h + 2a)$ ,

тороидальная —  $V_{MЭ} = (2a + c + 2c_{кн})^2 (b + 2c_{кв}) \cdot \pi/4$ ,

чашечная —  $V_{MЭ} = (1,2a + 2c)^2 (h + 0,2a) \cdot \pi/4$ .

В заключение отметим, что параметры и величины МЭ, рассчитанные по формулам раздела 11, будут отличаться от фактических значений для изготовленных элементов, однако погрешность составит не более  $\pm 15\%$ .

### 11.8 Вопросы для проверки усвоения материала по дисциплине МЭ ЭУ

1. Перечислите типовые конструкции МЭ ЭУ. какая из них имеет наилучшие удельно-экономические показатели (УЭП) и почему?

2. Отличительные особенности достоинства и недостатки типовых конструкций МЭ ЭУ (Б, С, Т, Ч — одной из них, указанной преподавателем).

3. Почему катушки тороидальных МЭ имеет разную толщину внутри и снаружиагнитопровода?  $C_{кв}/C_{кн} =$  сколько примерно?

4. По заданию преподавателя вывести формулы для  $L_c$  или  $L_k$ .

5. Что дает неполное заполнение окна магнитопровода катушкой, когда оно имеет смысл?

6. Уравнение габаритной мощности (3.1), проанализировать его.

7. Формула потерь мощности  $\Delta P_c$  (3.4) в магнитопроводе, пояснить ее состав, как определить  $\rho_{co}$ , что есть  $B_0$  и  $f_{10}$ .

8. Что есть плотность тока в проводниках обмоток (3.5), от чего она зависит.

9. Рабочая индукция МЭ (3.6), от чего она зависит, важность этого показателя на расчеты  $S_c$  и  $P_1$ .

10. Для чего нужен немагнитный зазор  $\delta$  в магнитопроводе, какой эффект от его введения?

11. Чем отличается дроссель (индуктивность) от дросселя насыщения?

12. По кривой намагничивания  $B = \mu_a \cdot H$ ; что есть поток  $\Phi$ , индуктивность  $B$ , магнитная проницаемость  $\mu_a$  и их дедуктивная связь с электрическими величинами.

13. От чего зависит параметр индуктивности  $L$ ? Пояснить по формуле (6.6) учебного пособия.

14. Принцип действия трансформатора напряжения, основные его показатели  $k_T$ ,  $L_s$ ,  $n_w$ . Чем отличается трансформатор напряжения от трансформатора тока?

15. Входная габаритная мощность МЭ (3.1), ее состав, важность составляющих  $j$ ,  $B$  и соотношения  $S_{ок} \cdot S_c$ .

16. Формула потери мощности в магнитопроводе для  $\Delta P_c$  (3.4). Что есть  $\rho_{co}$ ,  $B_{10}$ ,  $f_{10}$ ,  $\gamma_1$ ,  $\gamma$ .

17. Четыре группы ферромагнитных материалов для МЭ. Их отличительные особенности применения для области частот  $f_1$  (стр. 56–61, раздел 11.3).

18. В чем сущность коэффициентов заполнения сечениями проводников катушки  $k_{зк}$  и окна магнитопровода  $k_{ок}$ ? Их соотношения.

19. Что есть коэффициент заполнения сечения магнитопровода  $k_{зс}$ ? Почему он всегда  $\leq 1$ ?

20. Почему сечение магнитопровода  $S_c$  нужно шихтовать? От чего зависит толщина шихтовки  $\Delta_c$ ?

## 12 ПРИБЛИЖЕННЫЙ РАСЧЕТ МЭ ПО ГАБАРИТНОЙ МОЩНОСТИ

Методика такого расчета изложена в работах [1, 2, 8, 9 и др.]. Исходной позицией для расчетов параметров МЭ является габаритная мощность  $P_1$ :

$$P_1 = 4k_\phi \cdot n_0 \cdot k_{zc} \cdot k_{ок} \cdot jBf_1 S_{ок} \cdot S_c, \quad (12.1)$$

откуда

$$S_{ок} \cdot S_c = P_1 / (4k_\phi \cdot n_0 \cdot k_{zc} \cdot k_{ок} \cdot jBf_1). \quad (12.2)$$

По найденному из (12.2) произведению  $S_{ок} \cdot S_c$  в справочной литературе (см. табл. П.9, П.10, П.11) выбирается магнитопровод для заранее выбранной конструкции — броневая, стержневая, тороид и т.д., записываются его линейные размеры, вес, удельные потери мощности при базовых значениях  $f_{10}$  и  $B_0$  и другие показатели. По параметрам магнитопровода рассчитываются обмотки и конструктивы катушек с этими обмотками, все другие электрические и технические показатели МЭ.

Если результаты расчетов получились неудовлетворительными, например — катушка не помещается в окне магнитопровода или наоборот окно слабо заполнено катушкой; температура нагрева выше допустимой или наоборот — слишком занижена, плохое соотношение потерь мощности в стали и обмотках, неудовлетворительный КПД и другие слабые показатели, то выбирается магнитопровод с другими размерами и расчеты повторяются.

Здесь очевиден метод последовательного приближения к требуемым результатам. Причиной многовариантности получаемых результатов является необходимость предварительно задаться величиной плотности тока в обмотках  $j$  и индукцией магнитопровода  $B$ . Для меньшей ошибки выбора этих величин предла-

гаются находить их по усредненным кривым  $j = f(P_1/f_1)$  и  $B = \varphi(P_1/f_1)$ , однако это не всегда гарантирует одноразовый расчет. Более того, даже считающийся удачным расчет может дать удельно-экономические показатели для МЭ значительно хуже (иногда в 1,5 и более раз) оптимальных.

Учитывая указанные выше недостатки методика расчета магнитных элементов по сечениям окна и сердечника магнитопровода при известной габаритной мощности целесообразно считать устаревшей.

## 13 РАСЧЕТ ВОЗМОЖНОСТЕЙ МАГНИТОПРОВОДА

В инженерной практике, особенно в исследовательской работе, когда потребуется изготовить магнитный элемент на имеющемся в наличии магнитопроводе, возникает вопрос: какую габаритную мощность и какую индуктивность может обеспечить для МЭ магнитопровод.

Естественно, что для имеющегося магнитопровода все его параметры должны быть известны или определены по справочной литературе. Материал обмоток и его параметры также нужно заранее выбрать.

### 13.1 Расчет габаритной мощности магнитопровода МЭ

МЭ осуществляется по выражению (12.1):

$$P_1 = 4\kappa_\phi \cdot n_0 \cdot \kappa_{zc} \cdot \kappa_{ок} \cdot jBf_1 S_{ок} \cdot S_c.$$

Здесь  $n_0$  имеет значение:

0,5 — для трансформаторов и дросселей насыщения,

0,8 — для магнитных усилителей,

1 — для дросселей.

Неизвестными величинами в (12.1) являются значения усредненной плотности тока обмоток  $j$  и индукции  $B$  по условиям допустимого нагрева магнитного элемента. К расчету этих величин при известных параметрах магнитопровода, материала обмоток и частоты входного напряжения или тока  $f_1$  необходимо задаться температурой перегрева МЭ над окружающей средой  $\tau$  и условиями охлаждения, что определит значение  $\sigma$  (коэффициент теплоотдачи) и  $n_c$ ,  $n_h$  (коэффициенты заполнения катушкой обмоток окна магнитопровода).

Сопроводим расчеты искомой мощности  $m_1$  конкретными исходными данными.

**Пример.**

Имеется круглый магнитопровод (тороид) из пермаллоя марки 79НМ с толщиной ленты 0,05 мм. Его размеры:  $a = 25$  мм,  $c = 120$  мм,  $b = 60$  мм.

Магнитопровод будет использован для изготовления трансформатора низковольтного (до 1 кВ), работающего с частотой  $f_1 = 25$  кГц с алюминиевыми обмотками круглого сечения.

Магнитный элемент (трансформатор) будет работать с температурой перегрева над окружающей средой  $\tau = 50$  °С при естественном охлаждении.

Согласно справочной литературе и данным табл. П.1÷П.6 исходные показатели для материалов МЭ следующие:  $\kappa_{3c} = 0,75$ ,  $g_c = 8,5$  г/см<sup>3</sup>,  $\rho_{co} = 63$  Вт/кг при  $f_{10} = 10$  кГц,  $B_0 = 0,5$  Тл;  $\kappa_p = 3$ ,  $B_S = 1,2$  Тл,  $\gamma = 1,5$ ,  $\gamma_1 = 2$ .

Для обмотки:  $\rho_k = 3,4 \cdot 10^{-8}$  Ом·м,  $g_k = 2,7$  г/см<sup>3</sup>,  $\kappa_{3k} = 0,35$ ,  $\kappa_{ок} = 0,85 \cdot \kappa_{3k}$  (для тороида).

Расчет  $P_1$  выполняется в следующем порядке.

1. Записываются формулы для  $j$  и  $B$  из раздела 3.3:

$$j = \sqrt{\frac{\Delta P_k}{V_k \cdot \kappa_{3k} \cdot \rho_k}}, \quad (3.5)$$

$$B = B_0 \cdot \gamma_1 \cdot \sqrt{\frac{\Delta P_c}{G_c \cdot \rho_{co} \kappa_p \cdot \left(\frac{f_1}{f_{10}}\right)^\gamma}}. \quad (3.6)$$

2. Определяются величины для формул (3.5), (3.6) — см. разделы 2 и 3:

$$S_k = c_k L_k. \quad (2.14)$$

$$V_k = S_k \cdot L_k \cdot n_k, \quad (2.15)$$

$$G_c = S_c \cdot L_c \cdot \kappa_{zc} \cdot g_c. \quad (2.18)$$

Для тороида (см. таблицу 2.1) имеем:

$$\left. \begin{aligned} L_c &= (a + c)\pi, \\ L_k &= 2(a + b + \pi c_k/2). \end{aligned} \right\} \quad (13.1)$$

где  $c_k = 0,3c$ ,  $n_k = 1$ .

Решение совместно (2.14), (2.15) с учетом (13.1) дает

$$V_k = c_k L_k L_c = 0,3c \cdot 2(a + b + 0,3\pi c/2)(a + c)\pi. \quad (13.2)$$

Для размеров тороида в примере получим

$$\begin{aligned} V_k &= 0,3 \cdot 120 \cdot 2(25 + 60 + 0,3 \cdot \pi \cdot 120/2)(25 + 120)\pi = \\ &= 4,64 \cdot 10^6 \text{ мм}^3 = 4,64 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3. \end{aligned}$$

$$G_c = a \cdot b(a + c)\pi \cdot \kappa_{zc} \cdot g_c = 2,5 \cdot 6(2,5 + 12)\pi \cdot 0,75 \cdot 8,5 = 4,36 \text{ кг}.$$

Потери мощности в катушке по (3.2):

$$\Delta P_k = \tau \cdot \sigma \cdot P_{ок} \cdot \frac{B}{1 + \nu}.$$

Здесь для тороида по (3.3) имеем  $B = 1$ , так как  $\beta = \frac{P_{ос} = 0}{P_{ок}} = 0$ .

Формула для поверхности охлаждения тороидального МЭ дана в табл. 2.1:

$$\begin{aligned} P_{ок} &= \pi D_n \cdot H + 2\pi \cdot \frac{D_n^2}{4} = \pi D_n (H + 0,5D_n) = \\ &= 2\pi(a + 0,6c)[b + 0,6c + 0,5 \cdot 2(a + 0,6c)]. \end{aligned} \quad (13.3)$$

После подстановки значений  $a$ ,  $b$ ,  $c$ :

$$P_{ок} = 2\pi(25 + 0,6 \cdot 120)(25 + 60 + 1,2 \cdot 120) \square 0,2 \cdot 10^6 \text{ мм}^2 = 0,2 \text{ м}^2.$$

Значение  $\tau = 50$  °С дано,  $\sigma = 10$  Вт/м<sup>2</sup>·град. — среднерасчетное для естественного охлаждения;  $\nu = 1$ , среднерасчетное, так как не задано.

Получаем

$$\Delta P_{\kappa} = 50 \cdot 10 \cdot 0,2 \cdot \frac{1}{1+1} = 50 \text{ Вт.}$$

Потери мощности в магнитопроводе

$$\Delta P_c = \nu \Delta P_{\kappa} = 1 \cdot 50 = 50 \text{ Вт.} \quad (13.8)$$

3. Определяется плотность тока по (3.5):

$$j = \sqrt{\frac{\Delta P_{\kappa}}{V_{\kappa} \cdot \kappa_{3\kappa} \cdot \rho_{\kappa}}} = \sqrt{\frac{50}{4,64 \cdot 10^{-3} \cdot 0,25 \cdot 3,4 \cdot 10^{-8}}} =$$

$$= 1,19 \cdot 10^6 \text{ А/м}^2 \approx 1,2 \text{ А/мм}^2.$$

4. Определяется индукция по (3.6):

$$B = B_0 \cdot \sqrt{\frac{\Delta P_c}{G_c \cdot \rho_{co} \kappa_{\rho} \cdot \left(\frac{f_1}{f_{10}}\right)^{1,5}}} = 0,5 \cdot \sqrt{\frac{50}{4,36 \cdot 63 \cdot 3 \cdot (25/10)^{1,5}}} = 0,06 \text{ Тл.}$$

5. Определяется максимальная по номинальному нагреву входная (габаритная) мощность МЭ на используемом тороиде по (12.1):

$$P_1 = 4k_{\phi} \cdot n_0 \cdot \kappa_{3c} \cdot \kappa_{ок} \cdot S_{ок} \cdot S_c \cdot j \cdot B \cdot f_1.$$

$$\text{Здесь: } S_{ок} = \frac{\pi c^2}{4}, \quad \kappa_{ок} \approx 0,85 \kappa_{3\kappa}, \quad S_c = a \cdot b.$$

Для принятых и рассчитанных величин получим

$$P_1 = 4 \cdot 1,11 \cdot 0,5 \cdot 0,75 \cdot 0,85 \cdot 0,35 \cdot \frac{\pi}{4} \cdot 0,12^2 \cdot 0,025 \cdot 0,06 \cdot 1,2 \cdot 10^6 \cdot 0,06 \cdot 25 \cdot 10^3 =$$

$$= 15 \cdot 10^3 \text{ Вт} = 15 \text{ кВт.}$$

### 13.2 Расчет индуктивности дросселя по параметрам магнитопровода

Кроме параметров магнитопровода, должны быть известны: ток цепи, в которой планируется использовать дроссель, темпе-

ратура его перегрева над окружающей средой  $\tau$ , условия охлаждения (естественные, обдув воздухом), что позволит выбрать  $\sigma$  и вид заполнения окна: полное или неполное.

Индуктивность определяется по формуле (6.6)

$$L = \frac{S_c \cdot W^2}{L_c / \mu_a + 0,8 \cdot 10^6 \delta}.$$

Здесь  $S_c$ ,  $L_c$  находятся по известным размерам магнитопровода,  $\mu_a$  — по его марке из справочников. Зазором следует задаваться в пределах  $\delta = 1 \div 3$  мм на 2 «стыка» магнитопровода. При  $\delta < 2$  мм индуктивность будет нелинейной, при  $\delta > 3$  мм наблюдается «выпучивание» потока в зазоре, нагревающее сердечник.

В выражении (6.6) остается определить число витков  $W$ , так как  $S_c$ ,  $L_c$  — определяются размерами имеющегося магнитопровода,  $\delta$  — выбирается в пределах  $1 \div 3$  мм (см. выше). Максимальное число этих витков, помещающихся в катушке будет равно:

$$W = \frac{S_{ок} \cdot K_{ок}}{S_n}, \quad (13.4)$$

где

$$S_n = \frac{I_1}{j},$$

(13.5)

$I_1$  — ток обмотки дросселя (среднее значение);

$j$  — плотность тока этой обмотки.

Величину  $j$  можно взять среднерасчетно  $2 \text{ А/мм}^2$ , или рассчитать по формуле (3.5) с учетом (3.2):

$$j = \sqrt{\frac{\Delta P_k}{V_k \cdot K_{зк} \cdot \rho_k}} = \sqrt{\frac{\tau \cdot \sigma \cdot \Pi_{ок} \cdot B}{V_k \cdot K_{зк} \cdot \rho_k (1 + \nu)}}. \quad (13.6)$$

Величины  $\Pi_{ок}$ ,  $B$ ,  $V_k$  определяются так же как в разделе 13.1 при  $\nu = 1$ .

Покажем расчет индуктивности дросселя на примере конкретных данных магнитопровода.

**Исходные данные:** имеются в наличии сердечники типа ПЛ (П-образный, ленточный) с размерами:  $a = 20$  мм,  $b = 40$  мм,  $h = 50$  мм,  $c = 32$  мм. Сердечники разрезные (разъемные), выполнены из электротехнической ленточной стали 3425 (Э350) толщиной 0,08 мм,  $\kappa_{зс} = 0,85$ .

На имеющихся сердечниках нужно выполнить дроссель, работающий в электрической цепи с током 5 А, при *естественном* охлаждении и температуре перегрева над окружающей средой  $\tau = 50$  °С.

### Расчет

1. Выбирается исполнение дросселя на имеющихся сердечниках. Возможны броневое (рис. 1.1, а) или стержневое (рис. 1.1, б) исполнения при *полном* заполнении окна катушкой, соответственно *естественному* охлаждению (задано для расчетов).

Увеличивая число сердечников по толщине  $b$  магнитопровода, можно увеличивать его сечение у обоих исполнений.

Выбираем для расчетов *стержневую* конструкцию дросселя, выполненного на одном сердечнике ПЛ, рис. 1.1, б — С-ПЗ. ПЗ — потому, что охлаждение *естественное*.

2. Рассчитываются геометрические параметры выполняемого дросселя. При полном заполнении окна катушкой принимается  $c_k = 0,5c$ ,  $h_k = h$ .

По табл. 2.1 для С-ПЗ имеем:

$$L_k = 2a + 2b + 2\pi \frac{c_k}{2} = 40 + 80 + \pi \cdot 16 \cong 170 \text{ мм} = 0,17 \text{ м.}$$

$$L_c = 2c + 2h + 2\pi a/2 = 64 + 100 + \pi \cdot 10 = 195,4 \text{ мм} \cong 0,195 \text{ м.}$$

$$\begin{aligned} \Pi_{ок} &= (2 \cdot 0,5c + h)(L_k - 2b) \cdot 2 = (32 + 50)(170 - 80) \cdot 2 = 14760 \text{ мм}^2 \approx \\ &\approx 0,0148 \text{ м}^2. \end{aligned}$$

$$\Pi_{ос} = (2a + b)(L_c - 2h) = (2 \cdot 20 + 40)(195 - 2 \cdot 50) = 7600 \text{ мм}^2 =$$

$$= 0,0076 \text{ м}^2.$$

$$\beta = \frac{\Pi_{oc}}{\Pi_{ок}} = \frac{0,0076}{0,0148} = 0,51.$$

$$B = 1 + \beta \sqrt{\frac{1 + 0,6\nu}{1 + 0,2\beta\nu}} = 1 + 0,51 \sqrt{\frac{1 + 0,61}{1 + 0,2 \cdot 0,51 \cdot 1}} = 1 + 0,51 \cdot 1,21 \approx 1,6.$$

Здесь принято среднерасчетное  $\nu = 1$ .

$$V_k = n_k \cdot S_k \cdot L_k = 2c_k \cdot h_k \cdot L_k = 2 \cdot 0,5 \cdot 20 \cdot 50 \cdot 170 = 17000 \text{ мм}^3 = \\ = 0,017 \text{ м}^3.$$

**Примечание.** Выражения параметров  $L_c$ ,  $L_k$ ,  $\Pi_{oc}$ ,  $\Pi_{ок}$  неодинаковы для разных конструкций МЭ, но они легко записываются при наличии эскиза МЭ с обозначением геометрических размеров, как это сделано на рис. 1.1. Для типовых конструкций МЭ геометрические показатели даны в таблице 2.1.

3. Определяется коэффициент заполнения катушки  $\kappa_{зк}$  и удельное сопротивление ее проводников при выбранной температуре перегрева  $\tau$ .

Для этого нужно выбрать провод катушки по материалу и конфигурацию его сечения.

Допустим, выбран медный провод. Это позволяет принять его удельное сопротивление  $\rho_k = 2,1 \cdot 10^{-8}$  Ом·м при принятом  $\tau = 50$  °С. Для определения среднерасчетного сечения провода обмотки при известном ее токе  $I = 5$  А воспользуемся среднерасчетной плотностью тока при естественном охлаждении  $j_{cp} = 2$  А/мм<sup>2</sup>. Тогда сечение провода будет равно

$$S_n = \frac{I}{j_{cp}} = \frac{5}{2} = 2,5 \text{ мм}^2.$$

При сечениях до 5 мм<sup>2</sup> выбирают провод **круглым**. Такой провод с низковольтной изоляцией до 1 кВ имеет среднерасчетный коэффициент заполнения катушки  $\kappa_{зк} = 0,35$ .

4. Определяем фактическую, допустимую для заданного перегрева  $\tau$ , плотность тока обмотки рассчитываемого дросселя по формуле (13.6):

$$j = \sqrt{\frac{\tau \cdot \sigma \Pi_{ок} \cdot B}{V_{\kappa} \cdot \kappa_{зк} \cdot \rho_{\kappa} (1 + \nu)}} = \sqrt{\frac{50 \cdot 10 \cdot 0,0148 \cdot 1,6}{0,017 \cdot 0,35 \cdot 2,1 \cdot 10^{-8} \cdot (1+1)}} = 2,18 \cdot 10^6 \text{ А/м}^2 \\ == 2,18 \text{ А/мм}^2.$$

**Примечание.** В приближенных расчетах параметра  $L$  можно исключить определение величины  $j$ , приняв ее значения для естественного охлаждения  $2 \text{ А/мм}^2$  и для охлаждения с воздушным обдувом  $2\sqrt{3} \text{ А/мм}^2$ .

5. Сечение провода без изоляции:

$$S_n = \frac{I}{j} = \frac{5}{2,18} \cong 2,3 \text{ мм}^2.$$

6. Максимальное число витков обмотки дросселя

$$W = \frac{S_{\kappa} \kappa_{зк}}{S_n} = \frac{S_{ок} \cdot n_c \cdot n_h \cdot \kappa_{зк}}{S_n} = \frac{h \cdot c \cdot \kappa_{зк}}{S_n} = \frac{50 \cdot 32 \cdot 0,35}{2,3} = 243,5 \approx 244.$$

Здесь  $n_c = n_h = 1$ , так как заполнение окна полное.

7. Расчетная максимальная индуктивность дросселя по (6.6):

$$L = \frac{(S_c = \kappa_{зс} \cdot a \cdot b) \cdot W^2}{L_c / \mu_a + 0,8 \cdot 10^6 \cdot \delta} = \frac{0,85 \cdot 20 \cdot 40 \cdot 10^{-6} \cdot 244^2}{195 \cdot 10^{-3} / 0,45 \cdot 10^{-2} + 0,8 \cdot 10^6 \cdot 1,0 \cdot 10^{-3}} = \\ = \frac{40}{43,3 + 800} = 0,048 \text{ Гн.}$$

Здесь приняты: минимальная толщина зазора  $\delta = 1 \text{ мм}$  и усредненная магнитная проницаемость электростали  $3425$   $\mu_a = 0,45 \cdot 10^{-2} \text{ Гн/м}$ .

Если рассчитанная индуктивность дросселя окажется недостаточной для выполнения его функций в электрической схеме, то ее можно увеличить путем увеличения сечения  $S_c$  за счет использования нескольких сердечников.

Увеличение числа витков обмотки дросселя наиболее эффективно увеличивает индуктивность (квадратичная зависи-

мость), но для этого нужно уменьшить сечение провода (иначе не войдут новые витки в окно магнитопровода). Это возможно при использовании дросселя в цепях с меньшими токами, чем принято для расчетов индуктивности.

### 13.3 Пример раскладки проводников в окне тороидального сердечника

В результате расчетов для магнитного элемента — трансформатора получены показатели:

а. Размеры магнитопровода (тороида), в мм:

$$a = 20, b = 40, c = 50.$$

б. Для обмоток катушки:

$$W_1 = 84, W_2 = 28,$$

$$Sn_1 = 4 \text{ мм}^2, Sn_2 = 12,8 \text{ мм}^2, Snf = 2,1 \text{ мм}^2 \text{ (без изоляции!)}$$

Поскольку  $Sn_1$  больше  $Snf$  в 2 раза и больше  $Sn_2$  в 6 раз, предварительно решено: мотать обмотку  $W_1$  **двумя** параллельными проводниками стандартным проводом марки ПЭВ-2 с сечением  $Sn_1 = 1,91 \text{ мм}^2$  и диаметром  $d_{1u} = 1,61 \text{ мм}$  (табл. П.14).

Вторичную обмотку  $W_2$  мотать многожильным проводом или кабелем с числом жил  $n_{ж} \geq 5$ .

Диаметр многожильного провода вторичной обмотки с учетом изоляции  $d_{2u}$  определяется по формуле:

$$d_{2u} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{Sn_2}{\kappa_{зж}} + 2 \cdot \Delta_u}, \quad (13.7)$$

где  $Sn_2$  — расчетное сечение вторичной обмотки,  $\text{мм}^2$  (в нашем примере  $Sn_2 = 12,8 \text{ мм}^2$ );

$\kappa_{зж}$  — коэффициент заполнения сечения многожильного провода, при  $n_{ж} \geq 5$  нужно принимать  $\kappa_{зж} = 0,8$ .

$\Delta_u$  — толщина изоляции многожильного провода; для напряжений до 1 кВ  $\Delta_u = 1 \text{ мм}$ .

Для нашего примера получается:

$$d_{2u} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{12,8}{0,8}} + 2 \cdot 1 \cong 5,6 \text{ мм}.$$

Дальше ведется раскладка проводников в окне тороида. Для круглого окна длины слоев и числа витков в слоях будут уменьшаться по мере приближения к центру окна (рис. 13.1), чего не происходит для окон с прямоугольным сечением.

### Раскладка первичной обмотки

Длина первого слоя укладки  $W_1$ :

$$L_{C11} = \pi(c - 2 \cdot \Delta_k), \quad (13.8)$$

где  $\Delta_k$  — толщина изоляционного каркаса катушки.

Среднерасчетное значение  $\Delta_k = 1$  мм.

Получается:  $L_{C11} = \pi(50 - 2,1) = 150,7 \cong 151$  мм.

Число витков в первом слое:

$$W_{C11} = \frac{L_{C11} \cdot \kappa_{ук}}{n_{n1} \cdot d_{1u}}. \quad (13.9)$$

Здесь  $n_{n1}$  — число проводников в сечении  $Sn_1$ , выбрано выше  $n_{n1} = 2$  при  $d_{1u} = 1,61$  мм; намотка ведется **двумя** проводниками, укладываемыми **рядом**;

$\kappa_{ук}$  — коэффициент укладки проводников, его значения в табл. 11.4; при  $d_{1u} \geq 1$  мм,  $\kappa_{ук} = 0,85$ .

Получаем:

$$W_{C11} = \frac{151 \cdot 0,85}{2 \cdot 1,61} \cong 40 \text{ витков.}$$

Поскольку  $(W_{C11} = 40) < (W_1 = 84)$ , нужны последующие слои укладки первичной обмотки.

Для второго слоя  $W_1$ :

$$L_{C12} = \pi[c - 2(\Delta_k + d_{1u} + \Delta_c)]. \quad (13.10)$$

$$L_{C12} = \pi[50 - 2(1 + 1,61 + 0,1)] \cong 140 \text{ мм.}$$

Здесь  $\Delta_c = 0,1$  мм, межслойная изоляция, в среднем для всех конструкций до 1 кВ.

Число витков второго слоя  $W_1$ :

$$W_{C12} = \frac{L_{C12} \cdot \kappa_{ук}}{n_{n1} \cdot d_{1u}} = \frac{140 \cdot 0,85}{2 \cdot 1,61} \cong 37.$$

Число витков обмотки  $W_1$  для третьего слоя:

$$W_{C13} = W_1 - W_{C11} - W_{C12} = 84 - 40 - 37 = 7.$$

Чтобы не укладывать эти 7 витков в третий слой, целесообразно увеличить исходный размер окна на величину  $\Delta_c$ , обеспечивающую укладку всех витков  $W_1$  в 2 слоя.

Значение  $\Delta_c$  вычисляется по формуле:

$$\Delta_c = \frac{n_{n1} \cdot d_{1u} \cdot W_{C13}}{\kappa_{ук} \cdot \pi \cdot n_{c1}} = \frac{2 \cdot 1,61 \cdot 7}{0,85 \cdot \pi \cdot 2} \cong 4 \text{ мм.}$$

Далее будем считать, что принятая ранее ширина окна  $c = 50$  мм, будет равна 54 мм: увеличено на  $\Delta_c = 4$  мм.

### Раскладка вторичной обмотки

Для первичного слоя обмотки  $W_2$  диаметром  $d_{2u}$  остается длина  $L_{C21}$ :

$$L_{C21} = \pi(c - 2(\Delta_k + n_{c1} \cdot d_{1u} + \Delta_c(n_{c1} - 1) + \Delta_{mo})). \quad (13.11)$$

Здесь  $n_{c1}$  — число слоев первичной обмотки;

$\Delta_{mo}$  — толщина межобмоточной изоляции;

$$\Delta_{mo} \cong 0,2 \text{ мм (лакоткань и др.).}$$

Получаем:

$$L_{C21} = \pi(54 - 2(1 + 2 \cdot 1,61 + 0,1 \cdot 1 + 0,2)) \cong 141 \text{ мм.}$$

Число витков в первом слое  $W_2$ :

$$W_{C21} = \frac{L_{C21} \cdot \kappa_{ук}}{n_{n2} \cdot d_{2u}} = \frac{141 \cdot 0,85}{2 \cdot 5,6} \cong 21.$$

На второй слой обмотки остается витков:

$$W_{C22} = W_2 - W_{C21} = 28 - 21 = 7.$$

Это число витков уложится во втором слое  $W_2$  и даже не заполнит его полностью. Проверим сказанное.

Длина для второго слоя  $W_2$ :

$$L_{C22} = L_{C21} - 2(d_{2u} + \Delta_c) \cdot \pi = 141 - 2(5,6 + 0,1) \cdot \pi \cong 105 \text{ мм.}$$

Потребуется длина для укладки  $W_{C22}$ :

$$L_{C22\phi} = \frac{W_{C22} \cdot d_{2u}}{K_{yк}} = \frac{7 \cdot 5,6}{0,85} \cong 46,1 \text{ мм},$$

что составляет от  $L_{C22}$ :

$$\frac{L_{C22\phi}}{L_{C22}} \cdot 100\% = \frac{46,1}{105} \cdot 100\% = 44\%.$$

Эскиз раскладки приведен на рис. 13.1.

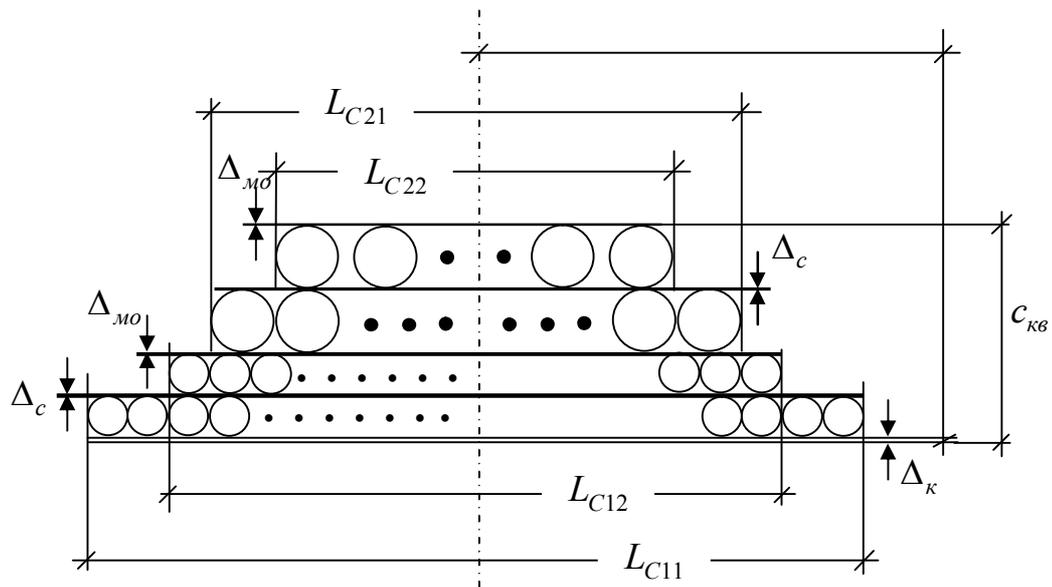


Рис. 13.1

**Фактическая внутренняя толщина катушки  $c_{кв}$ :**

Формула для ее определения по рис. 13.1:

$$c_{кв} = \Delta_{к} + n_{сл1} \cdot d_{1u} + \Delta_{с} (n_{сл1} - 1) + \Delta_{мо} + n_{сл2} \cdot d_{2u} + \Delta_{с} (n_{сл2} - 1) + \Delta_{мо}. \quad (3.12)$$

Получаем:

$$c_{кв} = 1 + 2 \cdot 1,61 + 0,1(2 - 1) + 0,2 + 2 \cdot 5,6 + 0,1(2 - 1) + 0,2 = 15,8 \cong 16 \text{ мм}.$$

Диаметр технологического окна  $d_0$ :

$$d_0 = c - 2 \cdot c_{кв} = 54 - 2 \cdot 16 = 22 \text{ мм}.$$

Результат удовлетворительный, так как стандартно требуется  $d_0 \geq 10$  мм.

**Заполнение окна сечениями проводников:**

$$\kappa_{ок} = \frac{W_1 \cdot S_{n1} \cdot n_{n1} + W_2 \cdot S_{n2} \cdot n_{n2}}{\pi \cdot c^2 / 4}.$$

Здесь  $S_{n1}$ ,  $S_{n2}$  — рассчитанные и выбранные сечения проводников без изоляции.

$$\kappa_{ок} = \frac{84 \cdot 1,91 \cdot 2 + 28 \cdot 12,8 \cdot 1}{\pi \cdot 54^2 / 4} = 0,297 \cong 0,3.$$

Среднерасчетный параметр:

$$\kappa_{ок} = \kappa_{зк} \cdot 0,85 = 0,35 \cdot 0,85 \cong 0,3.$$

### Заключение

Раскладка проводников катушки МЭ в окне магнитопровода выполнена успешно, так как среднерасчетный параметр  $\kappa_{ок} = 0,3$  подтвержден.

## 13.4 Пример раскладки проводников МЭ в окне с прямоугольным сечением

Отличительной особенностью конструкций Б, С, Ч является *постоянство* высоты раскладки  $h_{сл}$  для всех обмоток.

$$h_{сл} = h \cdot n_h - 2 \cdot \Delta_k. \quad (13.14)$$

Ниже приводится пример раскладки проводников  $W_1$  и  $W_2$  в *одной* катушке *стержневого* МЭ с неполным заполнением окна (С-НЗ). Исходными данными взяты показатели для тороидального МЭ в разделе 13.3. Это не случайно, так как можно сделать сравнительную оценку технико-экономических и других показателей МЭ тороидальной и стержневой конструкций при одинаковой входной мощности  $P_1$ .

### Исходные данные:

$$W_1 = 84, W_2 = 28;$$

$$S_{n1} = 4 \text{ мм}^2, \text{ без изоляции};$$

$$d_{1u} = 1,61 \text{ мм} \text{ — диаметр провода } W_1 \text{ с изоляцией};$$

$n_{n1} = 2$  — число проводников  $W_1$ , укладываемых параллельно;

$$S_{n2} = 12,8 \text{ мм}^2 \text{ — без изоляции};$$

$$d_{2u} = 5,6 \text{ мм}^2 \text{ — диаметр провода } W_2 \text{ с изоляцией};$$

$h = 110$ ,  $c = 20$ . Значения  $a$  и  $b$  на раскладку не влияют.  
Для С-НЗ имеем  $n_h = 0,8$ ,  $n_c = 0,4$ ,  $n_k = 2$  (см. табл. 2.1).

В одной катушке стержневого МЭ витков каждой обмотки в 2 раза меньше их общего числа, так как число катушек  $n_k = 2$ .

То есть  $W_{1k} = W_1/2$ ,  $W_{2k} = W_2/2$ .

Получаем  $W_{1k} = 84/2 = 42$ ,  $W_{2k} = 28/2 = 14$ .

Эти данные и будут использованы при раскладке.

### Расчеты показателей раскладки

1. Высота слоя укладки витков обмоток

$$h_{сл} = h \cdot n_h - 2 \cdot \Delta_k = 110 \cdot 0,8 - 2 \cdot 2 = 84 \text{ мм.}$$

Здесь  $\Delta_k$  (толщина изоляции каркаса) = 2 мм, в 2 раза больше чем для Т-МЭ. Это значение одинаково для Б, С, Ч конструкций.

2. Число витков в *первом* слое катушки первичной обмотки

$$W_{C11} = \frac{h_{сл} \cdot \kappa_{ук}}{n_{n1} \cdot d_{1u}} = \frac{84 \cdot 0,85}{2 \cdot 1,61} = \frac{84 \cdot 0,85}{2 \cdot 1,61} \approx 22 \text{ витка.}$$

Здесь  $\kappa_{ук} = 0,85$  при  $d_n > 1$  мм.

$n_{n1} = 2$  — задано, см. выше.

3. Остается витков от  $W_{1k}$  до второго слоя укладки:

$$W_{C12} = W_{1k} - W_{C11} = 42 - 22 = 20.$$

Получается, что третьего слоя для  $W_{1k}$  не требуется, так как  $W_{C12} < W_{C11}$ .

4. Число витков в *первом* слое катушки для *вторичной* обмотки  $W_{2k}$ .

$$W_{C21} = \frac{h_{сл} \cdot \kappa_{ук}}{n_{n2} \cdot d_{2u}} = \frac{84 \cdot 0,85}{1 \cdot 5,6} = 12,8 \approx 13.$$

Здесь  $n_{n2} = 1$ , так как нет параллельно укладываемых проводников.

5. Остается витков для второго слоя  $W_{2k}$ :

$$W_{C22} = W_{2к} - W_{C21} = 14 - 13 = 1 \text{ виток.}$$

Ради одного витка нецелесообразно выполнять 2-й слой  $W_{2к}$ . Технологически этот виток уложится в первый слой.

Итак, получается, что  $W_{1к}$  укладывается в 2 ряда ( $n_{c1} = 2$ ),  $W_{2к}$  — в 1 ряд ( $n_{c2} = 1$ ).

6. Расчет поперечного размера (толщины) первичной обмотки  $c_{к1}$ :

$$c_{к1} = \Delta_k + d_{1u} \cdot n_{c1} + \Delta_c (n_{c1} - 1) + \Delta_{mo}. \quad (13.15)$$

Напомним среднерасчетные толщины изоляции для низковольтных напряжений  $< 1$  кВ.

$$\Delta_k = 2 \text{ мм, } \Delta_c = 0,1 \text{ мм, } \Delta_{mo} = 0,2 \text{ мм.}$$

Получается,

$$c_{к1} = 2 + 1,61 \cdot 2 + 0,1(2 - 1) + 0,2 = 5,52 \text{ мм.}$$

7. Расчет толщины вторичной обмотки  $c_{к2}$ .

$$c_{к2} = d_{2u} \cdot n_{c2} + \Delta_c (n_{c2} - 1) + \Delta_{mo}. \quad (13.16)$$

Получается,

$$c_{к2} = 56 \cdot 1 + 0,1(1 - 1) + 0,2 = 5,8 \text{ мм.}$$

8. Проверка размещения  $c_{к1}$  и  $c_{к2}$  в окне магнитопровода.

Должно выполняться условие

$$c_k = c_{к1} + c_{к2} \leq c \cdot n_k \cdot n_c. \quad (13.17)$$

Получается,

$$c_k = (5,52 + 5,8 = 11,32) < (20 \cdot 2 \cdot 0,4 = 16).$$

То есть,  $c_k$  в окно входит с обеспечением зазора  $\Delta c \approx 4,7$  мм.

Фактическое значение  $n_c$ :

$$n_c = \frac{c_k}{c \cdot n_k} = \frac{11,3}{16 \cdot 2} = 0,35, \text{ нормально так как ориентировочное}$$

ное  $n_c$  для С-НЗ равно 0,4 (см. табл. 2.1).

Результаты раскладки проводников обмоток С-НЗ изображены на рис. 13.2.

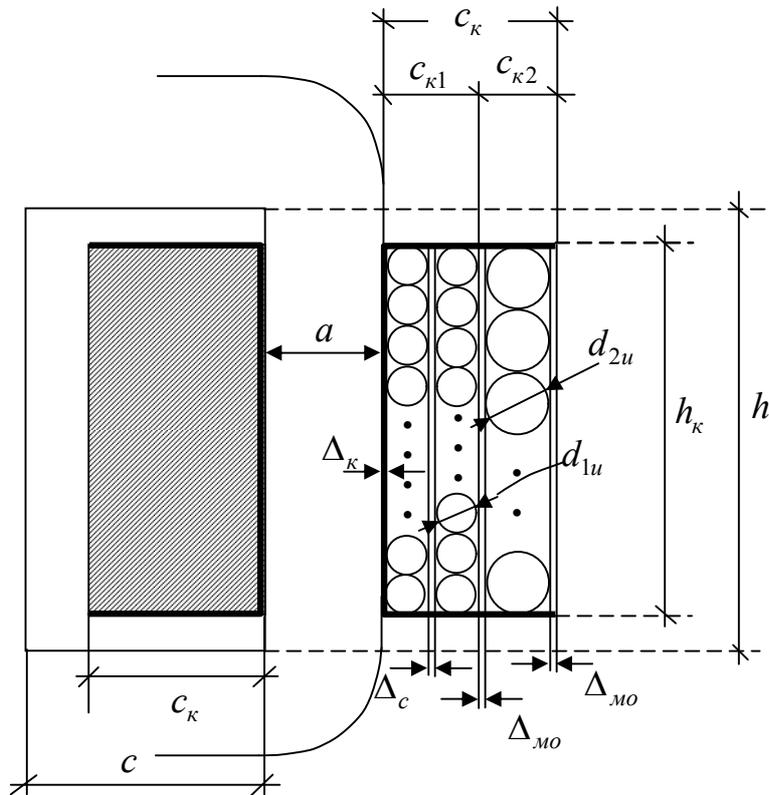


Рис. 13.2

**Примечание.** Значения  $c_{k1}$ ,  $c_{k2}$  полученные при раскладе очень важны при расчете технических показателей МЭ ( $R_1$ ,  $R_2$  и др., см. раздел 11.7).

## ЛИТЕРАТУРА

1. Бальян Р.Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. — М.: Советское радио, 1971. — 720 с.
2. Бальян Р.Х., Обрусник В.П. Оптимальное проектирование силовых высокочастотных ферромагнитных устройств. Изд-во Томского Госуниверситета, 1987. — 165 с.
3. Бамдас А.М., Савиновский Ю.А. Дроссели радиоаппаратуры. — М.: Советское радио, 1969. — 248 с.
4. Белополюский И.И., Каретникова Е.И., Пикалова Л.Г. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. — М.: Энергия, 1973. — 400 с.
5. Горский А.Н. и др. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания. — М.: Радио и связь, 1988. — 176 с.
6. Миловзоров В.П. Электромагнитные устройства автоматики. — М.: Высшая школа, 1983. — 408 с.
7. Михайлова М.М., Филиппов В.В., Муслаков В.П. Магнитомягкие ферриты для радиоэлектронной аппаратуры. Справочник. — М.: Радио и связь, 1983. — 198 с.
8. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоиздат, 1986. — 376 с.
9. Найвельт Г.С. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Справочник. — М.: Радио и связь, 1985. — 575 с.
10. Обрусник В.П. Дискретно-управляемые ферромагнитные элементы для преобразования параметров электроэнергии. — М.: Наука, 1978. — 320 с.
11. Русин Ю.С. Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты. — М.: Энергия, 1973. — 152 с.
12. Сидоров И.Н. и др. Малогабаритные магнитопроводы и сердечники. Справочник. — М.: Радио и связь, 1989. — 384 с.
13. Сидоров И.Н. и др. Малогабаритные трансформаторы и дроссели. Справочник. — М.: Радио и связь, 1985. — 416 с.

14. Бамдас А.М., Блинов И.В., Захаров И.В., Шапиро С.В. Ферромагнитные умножители частоты. — М.: Энергия, 1968. — 268 с.

## **ПРИЛОЖЕНИЯ**

### **ПАРАМЕТРЫ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ МАГНИТОПРОВОДОВ И ОБМОТОК МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ**

Таблица П.1 — Показатели материалов обмоток МЭ

Материал обмоток	Удельный вес $g_k$ , г/см <sup>2</sup>	$\rho_k$ , Ом·мм <sup>2</sup> /м при $t$ град			
		20°С	70°С	90°С	120°С
Медь	8,8	0,0175	0,021	0,0238	0,0245
Алюминий	2,7	0,028	0,034	0,038	0,0392

Таблица П.2 — Коэффициент заполнения сечением проводников без изоляции в катушке обмотки ( $\kappa_{3k}$ )

Напряжение обмоток, кВ	до 1	1÷5	5÷10	>10
Круглый провод, в т. ч. многожильный	0,35	0,25	0,2	0,15
Прямоугольное сечение	0,45	0,32	0,25	0,2
Ленточные сечения	0,7	0,5	—	—

Таблица П.3 — Коэффициент заполнения сечения магнитопровода активным материалом ( $\kappa_{3c}$ )

Толщина ленты или пластины, мм	0,5÷0,35	0,2÷0,15	0,1÷0,08	0,05	0,02
$\kappa_{3c}$	0,95	0,9	0,85	0,75	0,62

Таблица П.4 — Значения частотного коэффициента  $\gamma$ 

Диапазон частот кГц	$\gamma$ для материалов при их толщине									
	Электротехническая сталь 3421÷3425					Сплав 50Н		Пермаллой 80НХС, 73 НМ		Ферриты
	0,5÷0,3	0,2	0,15	0,08	0,05	0,15	0,05	0,1	0,02	—
0,4÷1,5	1,8	1,7	1,6	1,55	1,2	1,4	1,15	1,75	1,2	1,1
1,5÷5	1,75	1,7	1,6	1,55	1,4	1,5	1,2	1,75	1,3	1,1
Более 5	1,7	1,7	1,6	1,6	1,6	1,6	1,4	1,75	1,4	1,2

Таблица П.5 — Удельные потери мощности для типовых ферромагнитных материалов

$f_{10}$ кГц	Толщина материала мм	Значения $\rho_{co}$ (Вт/кг) при $B_0 = 0,5$ Тл для материалов			
		3411	3422	50Н	80НХ, 73НМ
0,05	0,5	1	—	—	—
0,4	0,35	0,8	0,7	—	—
1	0,1	—	8,5	5	2
	0,05		6,5	4	1,6
2,5	0,05	—	26	12	6,4
	0,02		25	—	4,3
10	0,05	—	190	85	42
50	0,05	—	2400	750	600
	0,02		1700	—	270

Примечание: ферриты, оксиферы применяются при частотах более 10 кГц. Усредненные их потери составляют 10 Вт/кг при  $B_0 = 0,2$  Тл,  $f_{10} = 10$  кГц, то есть в 5÷10 раз меньше чем у пермаллоя.

Таблица П.6 — Коэффициент увеличения удельных потерь мощности  $\kappa_p$ 

Материал	Удельный вес, $g_c$	Значения $\kappa_p$ при частоте, кГц
----------	---------------------	--------------------------------------

	г/см <sup>3</sup>	0,4	2	5	10	≥20
3421÷3423	7,65	1,5	1,6	1,65	1,7	1,9
50Н	8,2	1,7	1,8	1,85	1,9	2,1
80НХС÷79НМ	8,5	2,5	2,8	2,9	3	3,3
Ферриты	5	–	–	–	1	1,1

Таблица П.7, а — Геометрические показатели стержневых МЭ

Минимум УЭП для	За-полн. окна	$r_0$	$K_S$	$x$	$z$	$l_c$	$N_c$	$l_k$	$N_k$	$\beta$	$B$
Цены при мед-ных обмотках	НЗ	1,6	1	1	2	6,4	5,3	5,1	3,4	2	3,1
	ПЗ	2,5	0,6	0,8	1,6	5,6	1,7	5,1	2,4	0,8	1,9
Цены при алю-миниевых обмот.	НЗ	1	1,5	1,2	2,4	7,3	4,4	5,3	4,1	1,5	2,7
	ПЗ	1,6	1	1	1,6	6,4	1,6	5,3	3	0,64	1,8
Объема	НЗ	0,64	2,5	1,6	3,2	9	4,2	5,6	5,4	1,3	2,5
	ПЗ	1	1,5	1,2	2,4	7,3	1,5	5,6	3,8	0,5	1,6
Веса при мед-ных обмотках	НЗ	0,32	5	2,2	4,4	11,5	4	6,2	7,5	1	2,2
	ПЗ	0,5	2,5	1,6	3,2	9	1,4	6	5,1	0,4	1,5
Веса при алю-миниевых обмот.	НЗ	0,1	6,4	2,5	5	12,8	4	6,4	8,5	1	2,2
	ПЗ	0,16	6,4	2,5	5	12,8	1,3	7	8,5	0,3	1,4
Компромиссной геом. с медн. обм.	НЗ, ПЗ	–	2	1,4	2,8	8,1	4,3	5,5	4,8	1,3	2,5
Компромиссн. геом. с алюмин. обмот.	НЗ, ПЗ	–	4	2	4	10,7	4,1	6	6,8	1	2,2

Здесь везде  $y = 2$ .

Таблица П.7, б — Геометрические показатели броневых МЭ

Минимум УЭП для	За-полн. окна	$r_0$	$K_S$	$x$	$z$	$l_c$	$N_c$	$l_k$	$N_k$	$\beta$	$B$
Цены при мед-ных обмотках	НЗ	1,6	0,5	0,7	1,4	4,1	5,6	5,5	1,6	2,6	3,7
	ПЗ	2,5	0,28	0,5	1,1	3,3	3,4	5,4	1,1	3	4
Цены при алю-миниевых обмот.	НЗ	1	0,7	0,8	1,6	4,5	5,6	5,7	1,9	2,4	3,5
	ПЗ	1,6	0,5	0,7	1,4	4,1	3,2	5,8	2,6	0,9	2
Объема	НЗ	0,64	1,2	1,1	2,2	5,8	5,6	6,2	2,5	2,1	3,3
	ПЗ	1	0,7	0,8	1,6	4,5	3,2	6	1,2	2	3,1
Веса при мед-ных обмотках	НЗ	0,32	2,4	1,5	3,2	7,3	5,3	6,9	3,5	1,6	2,8
	ПЗ	0,5	1,4	1,2	2,3	6,0	3,0	6,9	3,3	0,8	1,9

Окончание табл. П.7, б

Минимум УЭП для	Заполн. окна	$r_0$	$K_S$	$x$	$z$	$l_c$	$N_c$	$l_k$	$N_k$	$\beta$	$B$
Веса при Алюминиевых обмот.	НЗ	0,1	8	2,8	5,7	31,1	5,3	9,2	6,4	1,2	2,4
	ПЗ	0,16	4,4	2	4,4	10,2	3	8,7	5,9	0,6	1,7
Компромиссной геом. с медн. обм.	НЗ, ПЗ	—	1	1	2	5,3	5,5	6	2,3	2,1	3,2
Компромиссн. геом. с алюмин. обмот.	НЗ, ПЗ	—	2	1,45	2,8	7,1	5,5	6,8	3,2	1,8	3

Здесь везде  $y = 2$ .

Таблица П.7, в — Геометрические показатели тороидальных МЭ

Минимум УЭП для	$K_S$	$x$	$y$	$N_k = N_c$	$l_c$	$l_k$
Цены	0,55	1,2	2	5,5	4,9	5,1
Объема	0,85	1,5		14,2	5,6	5,3
Веса при медных обмот.	2	2,3		21,5	7,4	5,9
Веса при алюмин. обмот.	7,6	4,5		70	12,2	7,4
Компромиссной геом. с медн. обмот.	1,25	1,8		7,3	6,2	5,5
Компромиссной геом. с алюмин. обмот.	2	2,3		21,5	7,4	5,9

Таблица П.7, г — Геометрические показатели чашечных МЭ

Минимум УЭП для	$K_S$	$x$	$z$	$N_c = N_k$	$l_c$	$l_k$
-----------------	-------	-----	-----	-------------	-------	-------

Цены	0,3	0,3	0,7	4,6	4,3	5,2
Объема	0,7	0,45	1	4,2	6,7	5,8
Веса	1,2	0,6	1,3	4	8	6,4
Компромиссной геометрии	0,9	0,5	1,2	4	8	6

$$\text{Здесь } x = 0,86 \cdot \sqrt{\frac{K_S}{\alpha + 1,4}}, \quad z = 0,66 \frac{K_S}{x}, \quad \alpha \approx 1,22.$$

Для медных и алюминиевых обмоток геометрические показатели брать одинаково.

**Примечание:** в таблице П.7 приведено одно значение  $y = 2$ . При необходимости его можно брать в пределах  $1,5 \div 2,5$ , корректируя  $K_S$  для тороидов. При этом УЭП изменяется несущественно, на  $\pm 10\%$ .

Таблица П.8

Исполнение МЭ	$l_c$	$N_c$	$l_k$	$N_k$	$\varepsilon_c$	$\varepsilon_k$
Б-НЗ	$\frac{2}{\sqrt{y}} \left( x + z + \frac{\pi}{4} \right)$	$\frac{2}{\sqrt{y}} (1 + 2y)(1 - \varepsilon_c)$	$\frac{2}{\sqrt{y}} (1 + y + 0,4\pi x)$	$\frac{1,6}{\sqrt{y}} (x + 0,5z)$	$\frac{0,8z}{l_c \sqrt{y}}$	–
Б-ПЗ	$\frac{2}{\sqrt{y}} \left( x + z + \frac{\pi}{4} \right)$	$\frac{2}{\sqrt{y}} (1 + y)(1 - \varepsilon_c)$	$\frac{2}{\sqrt{y}} (1 + y + 0,5\pi x)$	$\frac{2}{\sqrt{y}} (x + 0,5z)(1 - \varepsilon_k)$	$\frac{z}{l_c \sqrt{y}}$	$\frac{2\sqrt{y}}{l_k}$
С-НЗ	$\frac{2}{\sqrt{y}} \left( x + z + \frac{\pi}{2} \right)$	$\frac{2}{\sqrt{y}} (1 + 2y)(1 - \varepsilon_c)$	$\frac{2}{\sqrt{y}} (1 + y + 0,2\pi x)$	$\frac{1,6}{\sqrt{y}} (x + z)$	$\frac{1,6z}{l_c \sqrt{y}}$	–
С-ПЗ	$\frac{2}{\sqrt{y}} \left( x + z + \frac{\pi}{2} \right)$	$\frac{2}{\sqrt{y}} (1 + 0,5y)(1 - \varepsilon_c)$	$\frac{2}{\sqrt{y}} (1 + y + 0,25\pi x)$	$\frac{2}{\sqrt{y}} (x + z)(1 - \varepsilon_k)$	$\frac{2z}{l_c \sqrt{y}}$	$\frac{\sqrt{y}}{l_k}$
Т	$\frac{\pi}{\sqrt{y}} (1 + x)$	$N_c = N_k$	$\frac{2}{\sqrt{y}} (1 + y + 0,1\pi x)$	$\frac{\pi}{\sqrt{y}} (1 + 0,7x)(1 + \varepsilon_k)$	–	$\frac{x \cdot 1,6}{l_k \sqrt{y}}$
Ч	$2,5(0,8 + x + z)$	$4(x + 0,7)(1 + \varepsilon_c)$	$4(1 + x)$	$N_k = N_c$	$\frac{0,7}{l_c}$	–

**Примечание:** для шихтованных и прессованных магнитопроводов, не имеющих закруглений углов, в формуле для  $l_c$  величина  $\pi$  заменяется на число 4.

Таблица П.9 — Основные данные магнитопроводов типа ШЛ

№	Типоразмер магнитопровода ШЛ $a \times b$ , мм	Размеры окна, мм		Средняя длина силовой линии $L_c$ , см	Сечение сердечника $S_c$ , см <sup>2</sup>	Площадь окна $S_{ок}$ , см <sup>2</sup>	Произведение $S_{ок} \cdot S_c$ , см <sup>4</sup>
		$c$	$h$				
1	6×6,5	6	15	5,1	0,4	0,9	0,35
2	6×8				0,5		0,43
3	6×10				0,6		0,54
4	6×12,5				0,75		0,675
5	8×8	8	20	6,8	0,64	1,6	1,02
6	8×10				0,8		1,28
7	8×12,5				1		1,6
8	8×16				1,3		2,05
9	10×10	10	25	8,5	1	2,5	2,5
10	10×12,5				1,25		3,12
11	10×16				1,6		4,0
12	10×20				2		5,0
13	12×12,5	12	30	10,2	1,5	3,6	5,4
14	12×16				1,9		6,9
15	12×20				2,4		8,65
16	12×25				3		10,8
17	16×16	16	40	13,6	2,6	6,4	16,6
18	16×20				3,2		20,5
19	16×25				4		25,6
20	16×32				5,1		32,6
21	20×20	20	50	17,1	4	10	40
22	20×25				5		50
23	20×32				6,4		64
24	20×40				8		80
25	25×25	25	62,5	21,3	6,25	16	98
26	25×32				8		125
27	25×40				10		156
28	25×50				12,5		195
29	32×32	32	80	27,7	10,24	26	261
30	32×40				12,8		328
	32×50						
	32×64						

Продолжение табл. П.9

№	Типоразмер магнито-провода ШЛ $a \times b$ , мм	Размеры окна, мм		Средняя длина силовой линии $L_c$ , см	Сечение сердечника $S_c$ , см <sup>2</sup>	Площадь окна $S_{ок}$ , см <sup>2</sup>	Произведение $S_{ок} \cdot S_c$ , см <sup>4</sup>
		$c$	$h$				
31					16		410
32					20,5		523
33	40×40	40	100	34,2	16	40	640
34	40×50				20		800
35	40×64				25,6		1025
36	40×80				32		1280

**Примечание:** шихтованные и прессованные сердечники типа Ш не имеют закруглений.

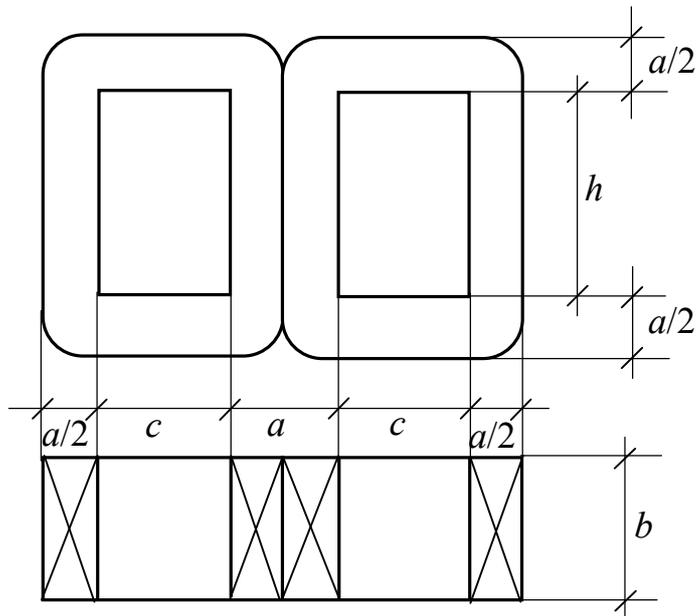
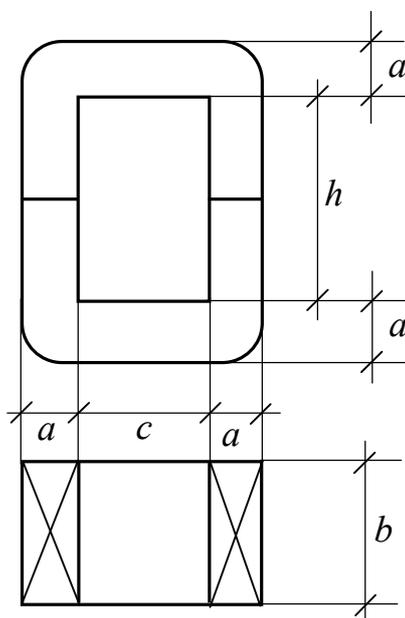


Таблица П.10 — Основные данные ленточных магнитопроводов типа ПЛ

№	Типоразмер ПЛ $a \times b$ , мм	$h$ , мм	$c$ , мм	$L_c$ , см	$S_c$ , см <sup>2</sup>	$S_{ок}$ , см <sup>2</sup>	$S_c \cdot S_{ок}$ , см <sup>4</sup>
1	6,5×12,5	8		5		0,65	0,52
2	6,5×12,5	10		6		0,8	0,64
3	6,5×12,5	12,5	8	6	0,8	1,0	0,8
4	6,5×12,5	16		7		1,3	1,04
5	8×12,5	12,5		7		1,3	1,3
6	8×12,5	16		8		1,6	1,6
7	8×12,5	20	10	9	1,0	2,0	2,0
8	8×12,5	25		10		2,5	2,5
9	10×12,5	20		10		2,5	3,12
10	10×12,5	25		11		3,1	3,9
11	10×12,5	32	12,5	12	1,25	4	5
12	10×12,5	40		14		5	6,3
13	12,5×16	25		12		4	8
14	12,5×16	32		13		5,1	10,2
15	12,5×16	40	16	15	2,0	6,4	12,8
16	12,5×16	50		17		8	16
17	12,5×25	32		14		6	18,6
18	12,5×25	40		16		8	24,8
19	12,5×25	50	20	18	3,1	10	31
20	12,5×25	60		20		12	37,2
21	16×32	40		18		10	51
22	16×32	50		20		12,5	63,8
23	16×32	65	25	23	5,1	16	81,6
24	16×32	80		26		20	102
25	20×40	50		23		16	128
26	20×40	60		25		19	152
27	20×40	80	32	29	8	26	208
28	20×40	100		33		32	256

Продолжение табл. П.10

№	Типоразмер ПЛ $a \times b$ , мм	$h$ , мм	$c$ , мм	$L_c$ , см	$S_c$ , см <sup>2</sup>	$S_{ок}$ , см <sup>2</sup>	$S_c \cdot S_{ок}$ , см <sup>4</sup>
29	25×50	65		29		26	325
30	25×50	80	40	32	12,5	32	400
31	25×50	100		36		40	500
32	25×50	120		40		48	600
33	32×64	80	50	36	20,5	40	820
34	32×64	100		40		50	1025
35	32×64	130		46		65	1332
36	32×64	160		52		80	1640
37	40×80	100	64	45	32	64	2048
38	40×80	120		49		80	2560
39	40×80	160		57		100	3200
40	40×80	200		65		130	4160



**Примечания:** у шихтованных или прессованных сердечников типа П нет закруглений на углах.

Таблица П.11, а — Данные магнитопроводов типа ОЛ (тороидальные)

№	Типоразмер $d(c) \times D \times b$ , мм	$a$ , мм	$L_c$ , см	$S_c$ , см <sup>2</sup>	$S_{ок}$ , см <sup>2</sup>	$S_c \cdot S_{ок}$ , см <sup>4</sup>
1	10×16×4	3	4	0,12	0,8	0,096
2	10×16×5			0,15		0,12
3	10×16×6,5			0,2		0,16
4	10×16×8			0,24		0,192
5	12×20×5	4	5	0,2	1,1	0,22
6	12×20×6,5			0,26		0,29
7	12×20×8			0,32		0,35
8	12×20×10			0,4		0,44
9	16×26×6,5	5	7	0,33	2	0,66
10	16×26×8			0,4		0,8
11	16×26×10			0,5		1,0
12	16×26×12,5			0,63		1,26
13	20×32×8	6	8	0,48	3	1,44
14	20×32×10			0,6		1,8
15	20×32×12,5			0,75		2,25
16	20×32×16			0,95		2,85
17	25×40×10	7,5	10	0,75	5	3,75
18	25×40×12,5			0,95		4,75
19	25×40×16			1,2		6,0
20	25×40×20			1,5		7,5
21	32×50×16	9	13	1,45	8	11,6
22	32×50×20			1,8		14,4
23	32×50×25			2,25		18
24	32×50×32			2,9		23,2
25	40×64×20	12	16	2,4	13	31,2
26	40×64×25			3,0		39
27	40×64×32			3,8		10,4
28	40×64×40			4,8		62,4

Продолжение табл. П.11, а

№	Типоразмер $d(c) \times D \times b$ , мм	$a$ , мм	$L_c$ , см	$S_c$ , см <sup>2</sup>	$S_{ок}$ , см <sup>2</sup>	$S_c \cdot S_{ок}$ , см <sup>4</sup>
29	50×80×25	15	20	3,8	20	76
30	50×80×32			4,8		96
31	50×80×40			6,0		120
32	50×80×50			7,5		150
33	64×100×32	18	26	5,8	32	186
34	64×100×40			7,2		224
35	64×100×50			9,0		258
36	64×100×64			11,5		368
37	80×128×40	24	33	9,6	50	480
38	80×128×50			12,0		600
39	80×128×64			15,4		770
40	80×128×80			19,2		960

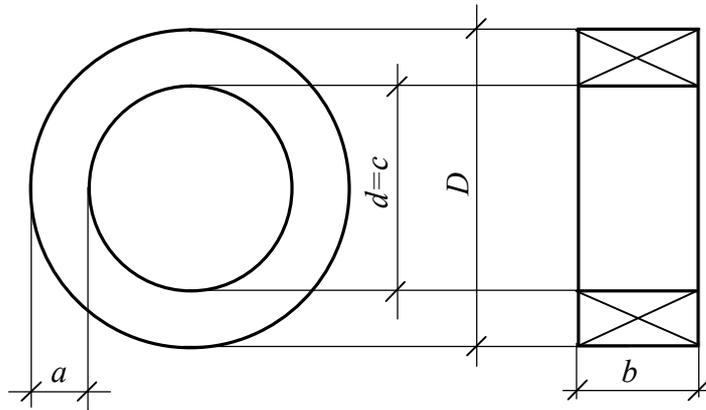


Таблица П.11, б — Основные данные магнитопроводов типа К из ферритов

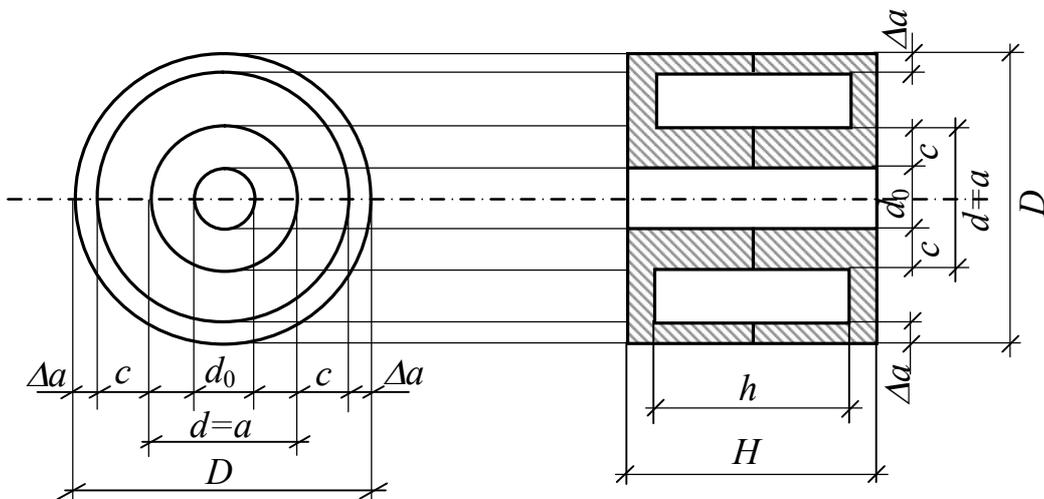
Типоразмер магнитопровода $K.D \times d \times b$	$S_c$ , см	$L_c$ , см	$S_{ок}$ , см <sup>2</sup>	$G_c$ , Г	$S_{ок}S_c$ , см <sup>4</sup>
K4×2,5×2	0,015	1,02	0,049	0,06	0,0007
K5×2,0×1,5	0,0225	1,1	0,031	0,14	0,0007
K5×3×1,5	0,015	1,26	0,07	0,12	0,001
K7×4×1,5	0,0225	1,73	0,125	0,24	0,0028
K7×4×2	0,03	1,73	0,125	0,32	0,0038
K10×6×2	0,04	2,51	0,282	0,59	0,0112
K10×6×3	0,06	2,51	0,282	0,86	0,017
K10×6×4,5	0,09	2,51	0,282	1,3	0,025
K12×5×5,5	0,192	2,67	0,196	2,83	0,038
K12×8×3	0,06	3,14	0,502	1,12	0,03
K16×8×6	0,24	3,77	0,502	4,9	0,12
K16×10×4,5	0,135	4,08	0,785	3,1	0,106
K17,5×8,2×5	0,232	4,04	0,528	5,1	0,122
K20×10×5	0,25	4,71	0,785	6,4	0,196
K20×12×6	0,24	5,03	1,13	6,7	0,271
K28×16×9	0,54	6,91	2,01	20	1,085
K31×18,5×7	0,438	7,78	2,69	19	1,178
K32×16×8	0,64	7,54	2,01	26	1,286
K32×20×6	0,36	8,17	3,14	17	1,130
K32×20×9	0,54	8,17	3,14	25	1,696
K38×24×7	0,49	9,74	4,52	27	2,215
K40×25×7,5	0,562	10,2	4,91	32	2,759
K40×25×11	0,825	10,2	4,91	46	4,05
K45×28×8	0,68	11,47	6,15	43	4,182
K45×28×12	1,02	11,47	6,15	62	6,273

Здесь:  $D = c + 2a$ ,  $d = c$ , см. рис. к табл. П.11, а.

Таблица П.12 — Параметры чашечных ферритовых сердечников

Обозначение	66	69	611	614	618	622	626	630	636	648	
Разме- ры, мм	$D$	6,5	9	11	14	18	22	26	30	36	48
	$d=a$	2,7	3,5	3,7	6	7,4	9,2	11,3	12,3	16	20
	$\Delta a$	0,7	0,7	0,7	1,3	1,3	2	2	2	3	4
	$c$	1,2	2	3	2,7	4	4,5	5,5	6,5	7	10
	$d_0$	1,1	1,9	1,9	3,1	3,1	4,5	5,5	5,5	5,5	7,5
	$h$	4	4	4,4	5,8	7,4	9,4	11,2	13,2	14,8	20,8
	$H$	5,6	5,6	6,4	8,4	10,6	13,6	16,4	19	22	31,4
$V_c, \text{ см}^3$	0,07	0,11	0,15	0,5	1	2	3,6	5,3	11	24	

**Примечание:**  $H$  — полная высота,  $h$  — высота окна,  $D$  — внешний диаметр:  $D = (a = d) + 2c + 2\Delta a$ ,  $d = a$  — диаметр внутреннего стержня,  $\Delta a$  — толщина наружного стержня ( $\Delta a = 0,2a$ ),  $d_0$  — диаметр технологического окна,  $c$  — ширина окна:  $c = (D - 2 \cdot \Delta a - d) \cdot 0,5$ .



$$c = \frac{D - 2\Delta a - d}{2}, \quad \Delta a = 0,2a.$$

Таблица П.13 — Провода прямоугольного сечения (сортамент)

Большая сторона, мм	Сечение (чистое без изоляции) мм <sup>2</sup> при ширине меньшей стороны в мм										
	1	1,08	1,16	1,25	1,35	1,45	1,65	2,1	2,44	3,53	5,5
2,1	1,89	2,07	2,24	2,42	2,64	2,85	3,33	2,92	—	—	—
2,26	2,05	2,23	2,41	2,62	2,84	3,07	3,59	4,35	—	—	—
2,44	2,23	2,43	2,62	2,84	3,08	3,33	3,89	4,64	5,37	—	—
2,63	2,42	2,63	2,84	3,08	3,34	3,6	4,21	5,04	5,94	—	—
2,83	2,62	2,85	3,07	3,33	3,61	3,89	4,54	5,46	6,43	—	—
3,05	2,84	3,08	3,33	3,6	3,9	4,21	4,9	5,93	6,91	—	—
3,28	3,07	3,33	3,6	3,9	4,2	4,55	5,3	6,4	7,52	—	—
3,53	3,32	3,6	3,9	4,2	4,56	4,9	5,7	6,9	8,13	12	—
3,8	3,59	3,9	4,2	4,54	4,92	5,3	6,2	7,5	8,8	—	—
4,1	3,9	4,2	4,6	4,9	5,3	5,7	6,7	8,1	9,5	14	—
4,4	4,2	4,5	4,9	5,3	5,7	6,2	7,2	8,8	10,2	15	—
4,7	4,44	4,9	5,24	5,7	6,14	6,6	7,8	9,4	11	16,1	—
5,1	4,9	5,3	5,7	6,2	6,9	7,2	8,4	10,2	11,9	17,5	—
5,5	5,3	5,7	6,2	6,7	7,2	7,8	9,0	11,1	12,9	18,9	—
5,9	5,7	6,2	6,6	7,2	7,8	8,4	9,7	11,9	13,9	20,3	—
6,4	6,2	6,7	7,2	7,8	8,4	9,1	10,6	12,9	15,1	22,1	34,3
6,9	6,7	7,2	7,8	8,4	9,1	9,8	11,4	14	16,3	23,9	37,1
7,4	7,2	7,8	8,4	9,0	9,8	10,5	12,6	15	17,6	25,6	39,8
8,0	7,8	8,4	9,1	9,8	10,6	11,4	13,2	16,3	19	27,7	43,1
8,6	8,4	9,1	9,8	10,6	11,4	12,3	14,2	17,6	20,5	30	46,4
9,3	—	—	—	—	12,4	13,3	15,4	19	22,3	32,3	50,5
10,0	—	—	—	—	—	—	16,6	20,5	24	34,8	54,1
11,6	—	—	—	—	—	—	—	23,9	27,8	40,5	62,9
12,5	—	—	—	—	—	—	—	25,8	30	43,6	67,9
14,5	—	—	—	—	—	—	—	—	34,9	50,6	78,9

Таблица П.14 — Основные данные обмоточных проводов круглого сечения

Диаметр провода, мм	Сечение провода, мм <sup>2</sup>	Диаметр провода с изоляцией, мм				
		ПЭВ-2	ПЭТВ	ПНЭТ- имид	ПСК, ПСДК	ПЭЛШО
0,05	0,00196	0,08	–	–	–	0,14
0,06	0,00283	0,09	0,09	–	–	0,15
0,07	0,00385	0,10	0,10	–	–	0,16
0,08	0,00503	0,11	0,11	–	–	0,17
0,09	0,00636	0,12	0,12	–	–	0,18
0,10	0,00785	0,13	0,13	0,125	–	0,19
0,11	0,00950	0,14	0,14	0,135	–	0,20
0,12	0,01131	0,15	0,15	0,145	–	0,21
0,13	0,01327	0,16	0,16	0,155	–	0,22
0,14	0,01539	0,17	0,17	0,165	–	0,23
0,15	0,01767	0,19	0,19	0,180	–	0,24
0,16	0,02011	0,20	0,20	0,190	–	0,25
0,17	0,02270	0,21	0,21	0,20	–	0,26
0,18	0,02545	0,22	0,22	0,21	–	0,27
0,19	0,02835	0,23	0,22	0,22	–	0,28
0,20	0,03142	0,24	0,24	0,23	–	0,30
0,21	0,03464	0,25	0,25	0,24	–	0,31
0,23	0,04155	0,28	0,28	0,27	–	0,33
0,25	0,04909	0,30	0,30	0,29	–	0,35
0,27	0,05726	0,32	0,32	0,31	–	0,39
0,29	0,06605	0,34	0,34	0,33	–	0,41
0,31	0,07548	0,36	0,36	0,35	0,55	0,43
0,33	0,08553	0,38	0,38	0,37	0,57	0,45
0,35	0,09621	0,41	0,41	0,39	0,59	0,47
0,38	0,1134	0,44	0,44	0,42	0,62	0,50
0,41	0,1320	0,47	0,47	0,45	0,65	0,53
0,44	0,1521	0,50	0,50	0,48	0,68	0,57
0,47	0,1735	0,53	0,53	0,51	0,71	0,60
0,49	0,1886	0,55	0,55	0,53	0,73	0,62
0,51	0,2043	0,58	0,58	0,56	0,77	0,64
0,53	0,2206	0,60	0,60	0,58	0,79	0,66
0,55	0,2376	0,62	0,62	0,60	0,81	0,68
0,57	0,2552	0,64	0,64	0,62	0,83	0,70
0,59	0,2734	0,66	0,66	0,64	0,85	0,72

Продолжение табл. П.14

Диаметр провода, мм	Сечение провода, мм <sup>2</sup>	Диаметр провода с изоляцией, мм				
		ПЭВ-2	ПЭТВ	ПНЭТ- имид	ПСК, ПСДК	ПЭЛШО
0,62	0,3019	0,69	0,69	0,67	0,88	0,75
0,64	0,3217	0,72	0,72	0,69	0,90	0,77
0,67	0,3526	0,75	0,75	0,72	0,93	0,80
0,69	0,3739	0,77	0,77	0,74	0,95	0,82
0,72	0,4072	0,80	0,80	0,77	0,99	0,87
0,74	0,4301	0,83	0,83	0,80	1,01	0,89
0,77	0,4657	0,86	0,86	0,83	1,04	0,92
0,80	0,5027	0,89	0,89	0,86	1,07	0,95
0,83	0,5411	0,92	0,92	0,89	1,10	0,98
0,86	0,5809	0,95	0,95	0,92	1,13	1,01
0,90	0,6362	0,99	0,99	0,96	1,17	1,05
0,93	0,6793	1,02	1,02	0,99	1,20	1,08
0,96	0,7238	1,05	1,05	1,02	1,23	1,11
1,00	0,7854	1,11	1,11	1,06	1,29	1,16
1,04	0,8495	1,15	1,15	1,12	1,33	1,20
1,08	0,9161	1,19	1,19	1,16	1,37	1,24
1,12	0,9852	1,23	1,23	1,20	1,41	1,28
1,16	1,0568	1,27	1,27	1,24	1,45	1,32
1,20	1,1310	1,31	1,31	1,28	1,49	1,36
1,25	1,2272	1,36	1,36	1,33	1,54	1,41
1,30	1,3270	1,41	1,41	1,38	1,59	1,46
1,35	1,4314	1,46	1,46	–	1,64	1,51
1,40	1,5394	1,51	1,51	–	1,69	1,56
1,45	1,6513	1,56	1,56	–	1,74	1,61
1,50	1,7672	1,61	1,61	–	1,79	1,68
1,56	1,9113	1,67	1,67	–	1,85	1,74
1,62	2,0612	1,73	1,73	–	1,91	–
1,68	2,217	1,79	1,79	–	1,98	–
1,74	2,378	1,85	1,85	–	2,04	–
1,81	2,573	1,93	1,93	–	2,11	–
1,88	2,776	2,00	2,00	–	2,18	–
1,95	2,987	2,07	2,07	–	2,25	–
2,02	3,205	2,14	2,14	–	2,32	–
2,10	3,464	2,23	2,23	–	2,40	–
2,26	4,012	2,39	2,39	–	2,62	–
2,44	4,676	2,57	2,57	–	2,80	–

Таблица П.15 — Удельные потери в магнитно-мягких материалах при нормированных значениях магнитной индукции и частоты и значения эмпирических коэффициентов  $\gamma$  и  $\gamma_1$

Марка материала	Толщина ленты, мм	Удельные потери $\rho_{oc}$ Вт/кг		$\gamma$	$\gamma_1$
		Форма кривой напряжения			
		синусои- дальная	прямоу- гольная		
34НКМП	0,1	2,7	2,2	1,65	1,7
	0,05	2,2	2	1,4	1,65
	0,02	3,8	3,4	1,15	1,3
	0,01	—	—	—	—
40НКМП	0,1	5,2	4,6	1,45	1,3
	0,05	2,8	2,4	1,5	1,3
	0,02	3,0	2,8	1,4	1,4
	0,01	6,9	6,1	1,3	1,3
50НП	0,1	5	4,5	1,4	1,5
	0,05	4,5	4,0	1,3	1,4
	0,02	2,8	2,6	1,3	1,4
	0,01	3,6	3,3	1,2	1,3
79НМ	0,1	1,4	1,2	1,65	2,0
	0,05	1,0	0,9	1,5	2,0
	0,02	0,85	0,8	1,4	2,0
	0,01	0,7	0,65	1,26	1,9
68НМП	0,05	2,2	1,9	1,55	1,7
80НХС	0,1	1,4	1,25	1,7	2,0
	0,05	1,2	1,0	1,5	2,0
Электротехниче- ская сталь 3423	0,08	28	22	1,5	1,8
2000НМ1	—	23	21	1,25	2,6
2000НМ3	—	25	23	1,1	2,4
2500НМС1	—	27	24	1,05	1,45

**Примечание:**

Значения  $\rho_{oc}$  приведены для сплавов 34НКМП, 40НКМП, 50НП, 79НМ, 68НМП и 80НХС при  $B_0 = 0,5$  Тл,  $f_{10} = 1$  кГц, для электротехниче-

ской стали при  $B_0 = 1$  Тл,  $f_{10} = 1$  кГц, для ферритов 2000НМ1, 2000НМ3 и 2500НМС1 при  $B_0 = 0,2$  Т,  $f_{10} = 20$  кГц.

Таблица П.16 — Рекомендуемые толщины магнитных материалов  $\Delta_c$  на повышенные частоты (мм), приведенные в [9]

Материал	Значения $\Delta_c$ при частотах $f_l$ , кГц			
	1–2	2–6	6–10	10–20
34НКМП	0,1	0,05	0,05–0,02	0,02
40НКМП	0,1–0,05	0,05	0,05–0,02	–
50НП	0,1	0,05–0,02	0,02	–
68НМП	0,1–0,05	0,05	0,02	–
79НМ	0,1	0,05	0,05	0,02
47НК	0,1	0,02	0,02	0,02
40НКМ	0,1	0,02	0,02	0,02
3422 (Э350)	0,08–0,05	0,05	–	–
3423 (Э360)	0,08	0,05	0,05	–
1500НМ3	–	–	+	+
2000НМ1	–	–	+	+
2000НМ3	–	–	–	+

Примечание:

Знаком «+» обозначен рекомендуемый диапазон частот для применения ферритов различных марок; магнитопроводы у них сплошные, из пресованных порошковых материалов. Знак «–» означает, что на этих частотах ферроматериал не применяется.