

В.К.КУЗНЕЦОВ, Б.Г.ОРКИН, Ю.С.РУСИН

БИБЛИОТЕКА

по РАДИО

ЛЕКТРОНИКЕ

ТРАНСФОРМАТОРЫ УСИЛИТЕЛЬНОЙ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ



«ЭНЕРГИЯ»

БИБЛИОТЕКА ПО РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

Выпуск 19

В. К. КУЗНЕЦОВ, Б. Г. ОРКИН, Ю. С. РУСИН

ТРАНСФОРМАТОРЫ УСИЛИТЕЛЬНОЙ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

(ТЕОРИЯ, РАСЧЕТ И КОНСТРУИРОВАНИЕ)



«ЭНЕРГИЯ»

**Ленинградское отделение
1969**



УДК 621.314.21:621.317.7.029.5+621.314.21:621.375.029.5

6Ф2.1

К 89

В. К. Кузнецов, Б. Г. Оркин, Ю. С. Русин
К89 Трансформаторы усилительной и измерительной аппаратуры. Л., «Энергия», 1969.

152 с. с илл. (Библиотека по радиоэлектронике. Вып. 19).

В книге излагаются вопросы расчета и конструирования трансформаторов для усилительной и измерительной аппаратуры, работающих в звуковом и ультразвуковом диапазоне частот. Рассматриваются и анализируются различные случаи работы трансформаторов, а также особенности проектирования, связанные с их назначением. Освещаются методы аналитического определения паразитных параметров обмоток трансформаторов (собственная емкость и индуктивность рассеяния).

Основной текст иллюстрирован примерами расчетов и снабжен необходимым справочным материалом.

Книга предназначена для работников научно-исследовательских организаций, конструкторских бюро и специалистов, связанных с производством радиоэлектронной аппаратуры широкого применения. Книга будет также полезна студентам вузов и техникумов соответствующих специальностей.

3-3-12

312-69

6Ф 2.1

ПРЕДИСЛОВИЕ

Бурное развитие радиоэлектронной техники потребовало широкого применения трансформаторов в аппаратуре самого различного назначения. Большой класс трансформаторов составляют трансформаторы малой мощности с выходной мощностью не выше нескольких тысяч ватт. Сюда относятся силовые, импульсные, усилительные и измерительные трансформаторы звуковых, ультразвуковых и высоких частот.

Вопросу проектирования силовых трансформаторов посвящено большое число работ отечественных авторов: Г. Н. Петрова, Н. И. Булгакова, Р. Х. Бальяна и др. Поэтому здесь эти трансформаторы не рассматриваются. Теория, расчет и конструкции трансформаторов звуковых частот даны в работах Г. С. Цыкина, С. Н. Кризе и Г. В. Войшвилло.

Однако, если известные теоретические положения и удовлетворяют современной практике, то конструктивный расчет рассматриваемых трансформаторов освещен недостаточно полно. Сказанное относится, прежде всего, к определению паразитных параметров трансформаторов и омических сопротивлений обмоток току повышенных частот.

Если расчет индуктивности рассеяния трансформатора производится по широко известной приближенной формуле, то оценка собственной емкости трансформатора и частотной зависимости сопротивлений обмоток велась сугубо ориентировочно путем сравнения с подобными конструкциями. Последнее требует определенного практического навыка и накопления значительных экспериментальных данных.

Однако разнообразие технических требований, предъявляемых к трансформаторам, обуславливает многообразие конструктивных решений и делает весьма затруднительным или невозможным подбор соответствующего аналога.

Поэтому проектирование трансформаторов звуковых и более высоких частот в настоящее время немыслимо без непосредственного определения их основных параметров расчетным путем.

В последнее время появилось несколько печатных работ, посвященных расчету указанных параметров и тем самым в известной степени устраняющих пробелы в прежней методике проектирования трансформаторов. Основные положения этих работ использованы при написании книги.

В первой главе анализируются обобщенные эквивалентные схемы трансформаторной ступени и их частные случаи для различного характера сопротивлений источника и нагрузки. Электрический расчет трансформаторов иллюстрируется числовыми примерами.

Во второй главе рассмотрен ряд специфических требований, предъявляемых к трансформаторам, и указаны конструктивные и технологические меры, необходимые для удовлетворения этих требований. Там же описаны некоторые новые конструкции трансформаторов — микроомдульные (ММО) и с объемным витком (ТОВ).

Третья глава посвящена вопросам расчета паразитных параметров трансформатора и рассмотрению вопросов помехоустойчивости и помехозащищенности. Там же приводится анализ полей рассеяния трансформаторов.

В четвертой главе дается методика конструктивного расчета трансформаторов.

В заключение авторы приносят благодарность проф. Г. В. Войшвилло за ряд ценных замечаний и указаний, сделанных им при рецензировании рукописи.

Все пожелания и замечания просьба присылать по адресу: Ленинград, Д-41, Марсово поле, д.1, Ленинградское отделение издательства «Энергия».

Авторы

ГЛАВА ПЕРВАЯ

АНАЛИЗ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ ТРАНСФОРМАТОРНОГО КАСКАДА

§ 1. Обобщенные схемы

Электрический расчет трансформаторов усилительных и измерительных схем представляет собой довольно сложную задачу. Расчет должен учитывать влияние распределенных паразитных параметров трансформатора на ход частотной и фазовой характеристики каскада, а также частотную зависимость других параметров. Строгое решение этой задачи и невозможно, и непригодно для технических целей. Поэтому при анализе работы трансформатора неизбежны известная идеализация и упрощения задачи путем раздельного рассмотрения влияния отдельных факторов и пренебрежения второстепенными факторами. Так, например, распределенные паразитные параметры трансформатора заменяются сосредоточенными; причем в эквивалентную собственную емкость трансформатора входят как емкости собственно обмоток, так и междуобмоточные емкости, соответствующим образом приведенные к одной из обмоток.

Упрощенная эквивалентная схема трансформаторного каскада, подлежащая дальнейшему анализу, изображена на рис. 1.

На рис. 1: Z_i — комплексное внутреннее сопротивление источника э. д. с.; R_n — сопротивление потерь в сердечнике; L_{s1} — индуктивность рассеяния первичной обмотки; L_1 , r_1 — индуктивность и активное сопротивление первичной обмотки; $r_2' = r_2/k^2$; $L_{s2}' = L_{s2}/k^2$; $C_0' = C_0 k^2$;

$Z'_H = Z_H/k^2$; $U'_2 = U_2/k$ — параметры вторичной цепи, приведенные к первичной обмотке через коэффициент трансформации $k = \omega_2/\omega_1$; Z'_H — приведенное сопротивление нагрузки, представленное в общем виде наличием трех составляющих. C_H — емкость нагрузки (понимается сумма емкостей монтажа C_M и внешней цепи $C_{вх}$); C'_0 — приведенная собственная емкость трансформатора.

Так как емкости C'_0 и C'_H включены параллельно, то удобно ввести обозначение $C' = C'_0 + C'_H$.

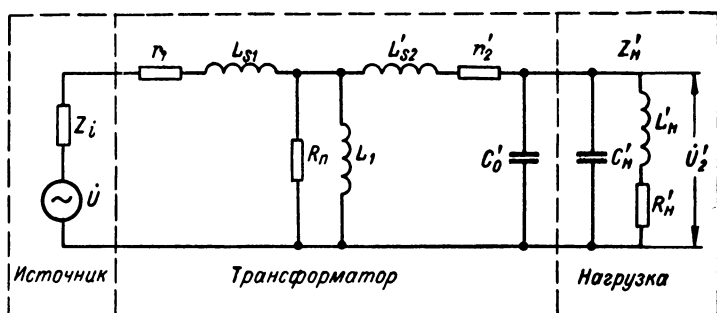


Рис. 1. Полная эквивалентная схема трансформаторного каскада

В зависимости от характера внутреннего сопротивления источника различают схемы с преимущественно активным, индуктивным или емкостным внутренним сопротивлением.

В зависимости от характера сопротивления нагрузки различают схемы с преимущественно активным, индуктивным или емкостным сопротивлением нагрузки.

Встречающиеся на практике условия работы трансформатора приведены в табл. 1.

Дальнейшее рассмотрение трансформаторов, работающих в указанных условиях, ведется при установившемся режиме в предположении, что гармоническая э. д. с. источника не зависит от частоты ($U' = \text{const}$). Поэтому определение переходных характеристик трансформаторного каскада не входит в задачу данного анализа.

Анализ эквивалентной схемы цепи с трансформатором позволяет определить ее частотную и фазовую характеристики и величины, необходимые для конструктивного расчета трансформатора: а) индуктивность первичной обмотки; б) активные сопротивления обмоток; в) индуктивность

рассеяния; г) собственную емкость трансформатора; д) коэффициент трансформации; е) постоянную времени первичной обмотки.

Таблица 1

Условия работы трансформатора	
Характер сопротивления источника	Характер сопротивления нагрузки
Активный	Активный
»	Емкостный
»	Индуктивный
Индуктивный	Активный
»	Емкостный
Емкостный	Активный
»	Емкостный
»	Индуктивный

Проводить анализ схемы (рис. 1) затруднительно из-за громоздкости получающихся результатов. Поэтому принято исследовать эту схему по отдельным частотным участкам (участки нижних, средних и верхних частот рабочего диапазона). Если отношение высшей рабочей частоты к низшей не менее 10, то такое упрощение схемы не вносит заметной погрешности. В области нижних частот можно пренебречь влиянием паразитных параметров трансформатора и реактивных составляющих нагрузки, и схема упрощается, принимая вид, показанный на рис. 2.

Полагая $Z_l = R_l + jX_l$ и $X_1 = \omega L_1$, найдем коэффициент передачи

$$\begin{aligned}
 K &= \frac{\dot{U}_2'}{\dot{U}} = \frac{\dot{U}_{аб} R'_H}{\dot{U} (r'_2 + R'_H)} = \\
 &= \frac{(r'_2 + R'_H) R_{\Pi} jX_1}{(r'_2 + R'_H + R_{\Pi}) jX_1 + (r'_2 + R'_H) R_{\Pi}} \cdot \frac{R'_H}{r'_2 + R'_H} = \\
 &= \frac{(r'_2 + R'_H) R_{\Pi} jX_1}{(r'_2 + R'_H + R_{\Pi}) jX_1 + (r'_2 + R'_H) R_{\Pi}} + R_l + jX_l + r_1 \\
 &= \frac{jR'_H R_{\Pi} X_1}{j[(R_1 + R_2) R_{\Pi} X_1 + R_1 R_2 X_1 + R_2 R_{\Pi} X_l] + [R_1 R_2 R_{\Pi} - (R_2 + R_{\Pi}) X_1 X_l]}, \quad (1)
 \end{aligned}$$

где

$$R_1 = R_l + r_1; \quad R_2 = r_2' + R_n'. \quad (2)$$

В области средних частот (вблизи частоты резонанса токов между элементами L_1 и C') пренебрегают влиянием

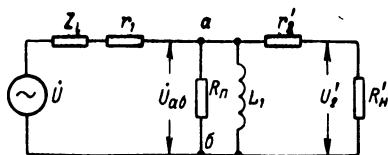


Рис. 2. Обобщенная эквивалентная схема трансформаторного каскада для нижних частот

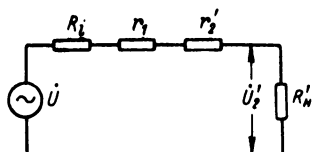


Рис. 3. Обобщенная эквивалентная схема трансформаторного каскада для средних частот

всех реактивных сопротивлений и сопротивления R_n . В этом случае обобщенная эквивалентная схема каскада принимает вид, показанный на рис. 3.

Коэффициент передачи схемы (рис. 3)

$$K = \frac{R_n'}{R_l + r_1 + r_2' + R_n'} = \frac{R_n'}{R_1 + R_2}. \quad (3)$$

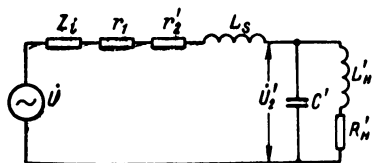


Рис. 4. Обобщенная эквивалентная схема трансформаторного каскада для верхних частот

В области верхних частот учитывают влияние паразитных параметров трансформатора и реактивных составляющих нагрузки. Обобщенная эквивалентная схема каскада для этой области изображена на рис. 4.

Полагая $Z_l = R_l + jX_l$, $X_s = \omega L_s$, $X_L = \omega L_n'$, $X_C = -1/\omega C'$, находим коэффициент передачи схемы, приведенной на рис. 4,

$$K = \frac{U_2'}{U} = \frac{(R_n' + jX_L) jX_C}{R_n' + j(X_L + X_C)} \cdot \frac{R_n' + jX_L}{\frac{(R_n' + jX_L) jX_C}{R_n' + j(X_L + X_C)} + R_l + jX_l + r_1 + r_2' + jX_s} =$$

$$= \frac{jR'_H X_C - X_L X_C}{j[(R_1 + R_2)(X_L + X_C) + R'_H X_2] - X_L X_C - (X_L + X_C)(X_L + X_2) + R'_H(R_1 + r'_2)}, \quad (4)$$

где по-прежнему

$$R_1 = R_l + r_1; \quad R_2 = r'_2 + R'_H,$$

а индуктивность рассеяния трансформатора

$$L_s = L_{s1} + L_{s2}. \quad (5)$$

Частотную характеристику трансформаторного каскада выражают через коэффициенты частотных искажений для нижних и верхних рабочих частот.

Разделив (3) на (1), получим формулу для обобщенного коэффициента частотных искажений в области нижних частот

$$\dot{M} = 1 + \frac{R_{\Sigma. H}}{R_n} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{X_l}{X_1} - j \left[\frac{R_{\Sigma. H}}{X_1} - \frac{R_2 + R_n}{(R_1 + R_2) R_n} X_l \right], \quad (6)$$

где

$$R_{\Sigma. H} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (7)$$

Разделив (3) на (4), получим формулу для обобщенного коэффициента частотных искажений в области верхних частот

$$\dot{M} = \frac{R'_H}{R_1 + R_2} \times \frac{(R_1 + R_2) \left(1 + \frac{X_L}{X_C} \right) + R'_H \frac{X_2}{X_C} + j \left[X_L + \left(1 + \frac{X_L}{X_C} \right) (X_l + X_2) - \frac{R'_H (R_1 + r'_2)}{X_C} \right]}{R'_H + jX_L}. \quad (8)$$

Выражения (6) и (8) справедливы для любого рода нагрузок и сопротивлений источника э. д. с.

Для частных случаев нагрузки трансформатора из (8) получаем:

при активной нагрузке ($X_L = 0$, $X_C = \infty$)

$$\dot{M} = 1 + \frac{j(X_L + X_S)}{R_1 + R_2}; \quad (9)$$

при емкостной нагрузке ($X_L = 0$)

$$\dot{M} = 1 + \frac{R'_H \frac{X_S}{X_C} + j \left[X_L + X_S - \frac{R'_H(R_1 + r'_2)}{X_C} \right]}{R_1 + R_2}; \quad (10)$$

при индуктивной нагрузке ($X_C = \infty$)

$$\dot{M} = \frac{R'_H}{R_1 + R_2} \frac{R_1 + R_2 + j(X_L + X_L + X_S)}{R'_H + jX_L}. \quad (11)$$

Тангенс угла сдвига фазы между напряжением на нагрузке и э. д. с. источника находится из соответствующих выражений для коэффициентов передачи как отношение мнимой составляющей к действительной.

Выражения для коэффициентов передачи (1) и (4) имеют общий вид

$$\dot{K} = \frac{A_1 + jB_1}{A_2^2 + B_2^2},$$

откуда

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{B_1}{A_1}. \quad (12)$$

Так как коэффициент передачи на средних частотах не имеет мнимой части, то нетрудно установить, что для нахождения интересующего тангенса угла сдвига фазы достаточно воспользоваться соответствующим выражением для коэффициента частотных искажений, взяв отношение его мнимой составляющей к действительной с обратным знаком.

§ 2. Трансформаторы с активной нагрузкой, работающие от источника с активным внутренним сопротивлением

Частотная и фазовая характеристики. К этим трансформаторам относятся все выходные трансформаторы ламповых и полупроводниковых схем, работающие на активную на-

грузку, большинство согласующих промежуточных трансформаторов, а также входные трансформаторы, для которых выполняется условие активности нагрузки.

Следует заметить, что, несмотря на активный характер нагрузки, емкость C' , шунтирующая нагрузку, остается. Но если выполняется условие

$$R'_n \leq \frac{1}{3\omega_n C'}, \quad (13)$$

то влиянием емкости в большинстве случаев можно пренебречь. Такой случай и рассматривается в настоящем параграфе.

В соответствии с рис. 2 и выражением (6) для области нижних частот имеем:

$$X_i = 0, \quad \dot{M} = 1 + \frac{R_{э.н}}{R_n} - j \frac{R_{э.н}}{\omega L_1}, \quad (14)$$

где

$$R_{э.н} = \frac{(R_i + r_1)(r'_2 + R'_n)}{R_i + r_1 + r'_2 + R'_n}. \quad (15)$$

Из (14) находим модуль коэффициента частотных искажений для нижних рабочих частот:

$$\begin{aligned} M &= \sqrt{\left(1 + \frac{R_{э.н}}{R_n}\right)^2 + \left(\frac{R_{э.н}}{\omega L_1}\right)^2} = \\ &= \sqrt{\left(1 + \frac{R_{э.н}}{\omega L_1 Q_c}\right)^2 + \left(\frac{R_{э.н}}{\omega L_1}\right)^2}, \end{aligned} \quad (16)$$

где Q_c — добротность сердечника,

$$Q_c = \frac{R_n}{\omega L_1}. \quad (17)$$

Решая (16) относительно $R_{э.н}/\omega_n L_1$, получим

$$\frac{R_{э.н}}{\omega_n L_1} = \frac{Q_c}{1 + Q_c^2} \left[\sqrt{1 + (M_n^2 - 1)(1 + Q_c^2)} - 1 \right], \quad (18)$$

где ω_n — нижняя рабочая частота.

Из (18) по известным M_n и Q_c находится минимально необходимая величина индуктивности первичной обмотки.

Отношение индуктивности L_1 к активному сопротивлению первичной обмотки называется постоянной времени обмотки

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1}. \quad (19)$$

Величина τ_1 , найденная из электрического расчета, позволяет определить геометрические размеры трансформатора.

Фазовый сдвиг, вносимый трансформаторной схемой в области нижних рабочих частот, определяется из выражения:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{R_{э. н}}{\omega L_1 + \frac{R_{э. н}}{Q_c}}. \quad (20)$$

Связь между частотными и фазовыми искажениями устанавливается из (16) и (20):

$$M = \left(1 + \frac{R_{э. н}}{R_n}\right) \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi} = \left(1 + \frac{R_{э. н}}{\omega L_1 Q_c}\right) \frac{1}{\cos \varphi}. \quad (21)$$

При малых индукциях (примерно $10^{-4} - 10^{-3}$ мГ) и низких частотах (несколько сотен герц) величина Q_c для применяемых магнитных материалов значительно больше единицы и $R_n \gg R_{э. н}$. Учитывая это, упрощаем расчетные формулы:

$$M = \sqrt{1 + \left(\frac{R_{э. н}}{\omega L_1}\right)^2}; \quad (22)$$

$$L_1 = \frac{R_{э. н}}{\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}}; \quad (23)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{R_{э. н}}{\omega L_1}; \quad (24)$$

$$M = \frac{1}{\cos \varphi}. \quad (25)$$

При расчете трансформаторов, к. п. д. которых выше 92—95%, можно пренебречь активными сопротивлениями обмоток. Тогда выражение (15) упростится и примет вид:

$$R_{\Sigma \text{ н}} = \frac{R_l R'_n}{R_l + R'_n} \quad (26)$$

Коэффициент частотных искажений в области верхних рабочих частот находится из (9) при $X_l = 0$

$$\dot{M} = 1 + \frac{j\omega L_s}{R_l + r_1 + r'_2 + R'_n} \quad (27)$$

Модуль коэффициента частотных искажений

$$M = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_s}{R_l + R_a}\right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_s}{R_l (1 + \alpha)}\right)^2}, \quad (28)$$

где

$$R_a = R'_n + r_1 + r'_2, \quad (29)$$

$$\alpha = \frac{R_a}{R_l} \quad (30)$$

Из (28) определяем максимально допустимую величину индуктивности рассеяния трансформатора

$$L_s \leq \frac{(R_l + R_a) \sqrt{M_b^2 - 1}}{\omega_n} \quad (31)$$

где M_b — допустимый коэффициент частотных искажений на высшей частоте ω_b .

Тангенс угла сдвига фазы находим из (27):

$$\operatorname{tg} \varphi = - \frac{\omega L_s}{R_l + r_1 + r'_2 + R'_n} = - \frac{\omega L_s}{R_l (1 + \alpha)} \quad (32)$$

Сопоставляя (28) и (32), устанавливаем связь между M и φ в области верхних частот:

$$M = \frac{1}{\cos \varphi} \quad (33)$$

Для оценки степени сложности конструктивного выполнения трансформатора служит коэффициент рассеяния

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} \quad (34)$$

Практика показывает, что конструкция трансформатора получается наиболее простой, если $\sigma > 0,005$. Меньшие значения σ приводят к существенному усложнению и удорожанию конструкции.

Остальные электрические данные. К. п. д. трансформатора представляет собой отношение отдаваемой им мощности P_n в нагрузку к мощности P , подводимой к нему от источника сигнала,

$$\eta = \frac{P_n}{P}. \quad (35)$$

Разность между этими мощностями представляет собой потери в трансформаторе (потери в обмотках и в материале сердечника). Определение к. п. д. рассматриваемых трансформаторов производится на средних рабочих частотах, где вследствие значительного снижения индукции потери в сердечнике пренебрежимо малы. Это позволяет при подсчете к. п. д. учитывать лишь потери в обмотках трансформатора. При проектировании трансформатора следует выбирать компромиссное значение к. п. д., удовлетворяющее противоречивым требованиям минимальных габаритов трансформатора при высоком к. п. д. Ориентировочные значения η , обычно выбираемые при проектировании трансформаторов, указаны в табл. 2.

Таблица 2

Ориентировочные значения к. п. д. трансформаторов

P_n , <i>вт</i>	<5	5—100	100—1000	>1000
η	0,7—0,8	0,8—0,9	0,90—0,95	0,95—0,98

Указанные в табл. 2 значения η справедливы лишь для средних, нормальных условий работы и требований. Меньшие значения η (в указанных пределах) выбирают в случаях, когда стремятся, насколько возможно, уменьшить размеры и стоимость трансформатора (в специальной и переносной аппаратуре). При особых условиях или требованиях значения к. п. д. могут сильно отличаться от указанных и должны определяться по заданным условиям.

При проектировании трансформатора стремятся получить максимально возможный к. п. д. при данном расходе

меди на обмотки. Этому условию удовлетворяют определенные соотношения между приведенным сопротивлением вторичной и сопротивлением первичной обмоток трансформатора [23]:

а) для трансформатора, предназначенного для каскада, работающего в режиме *A*,

$$r'_2 = r_1, \quad (36)$$

б) для трансформатора, предназначенного для каскада, работающего в режиме *B*,

$$r'_2 = \sqrt{2} r_1. \quad (37)$$

В режиме *A* обе обмотки трансформатора работают в течение всего периода, и из обобщенной эквивалентной схемы для средних частот (рис. 3) следует

$$\frac{P}{P_H} = \frac{1}{\eta} = \frac{R_a}{R'_H} = 1 + \frac{r_1 + r'_2}{R'_H}. \quad (38)$$

Из (38) с учетом (36) получаем

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= R'_H \frac{1-\eta}{2\eta} = R_a \frac{1-\eta}{2}; \\ r_2 &= R'_H \frac{1-\eta}{2\eta}. \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

В режиме *B* в любой момент времени работает только одна половина первичной обмотки, активное сопротивление которой, приведенное к концам всей обмотки, будет равно $2r_1$. Выражение (38) примет вид

$$\frac{P}{P_H} = \frac{1}{\eta} = \frac{R'_H + r'_2 + 2r_1}{R'_H} = 1 + \frac{r'_2 + 2r_1}{R'_H}. \quad (40)$$

Из (40) с учетом (37) получаем

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= 0,293 R'_H \frac{1-\eta}{\eta} \approx 0,293 R_a (1-\eta); \\ r_2 &= 0,414 R'_H \frac{1-\eta}{\eta}. \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

Коэффициент трансформации k определяется исходя из требований, предъявляемых к трансформатору.

Если требуется обеспечить заданное приведенное сопротивление нагрузки R_a , заданный коэффициент анодной нагрузки α или заданное входное сопротивление $R_{вх}$ трансформатора, то, определяя из эквивалентной схемы рис. 3

$$R_{вх} = R_a = \alpha R_l = \frac{R'_H}{\eta} = \frac{R_H}{k^2 \eta}, \quad (42)$$

находим необходимый коэффициент трансформации

$$k = \sqrt{\frac{R_H}{\eta R_a}} = \sqrt{\frac{R_H}{\alpha \eta R_l}} = \sqrt{\frac{R_H}{\eta R_{вх}}}. \quad (43)$$

Если требуется обеспечить заданное выходное сопротивление трансформатора, то, определяя из эквивалентной схемы рис. 3

$$R_{вых} = (R_l + r_1 + r'_2) k^2 \quad (44)$$

и подставляя сюда значения r_1 и r'_2 из (39), получим необходимый коэффициент трансформации

$$k = \sqrt{\frac{(R_{вых} + R_H) \eta - R_H}{\eta R_l}}. \quad (45)$$

В этом случае сопротивление $R_{вх} = R_a$ получается строго определенным

$$R_{вх} = \frac{R_H}{k^2 \eta} = \frac{R_l}{\left(1 + \frac{R_{вых}}{R_H}\right) \eta - 1}. \quad (46)$$

При выполнении равенства $R_{вых} = R_H$ выражения (45) и (46) упрощаются:

$$k = \sqrt{\frac{(2\eta - 1) R_H}{\eta R_l}}; \quad (47)$$

$$R_a = \frac{R_l}{2\eta - 1}. \quad (48)$$

Коэффициент трансформации входного трансформатора усилительного устройства определяется из условия обеспечения им необходимого коэффициента передачи K .

Коэффициент передачи трансформатора находим из (3) с учетом (42) как отношение напряжения на нагрузке к э. д. с. источника

$$K = \frac{U_2}{U} = k \frac{U'_2}{U} = k \frac{R'_H}{R_t + r_1 + r'_2 + R'_H} =$$

$$= k \frac{R'_H}{R_a} \cdot \frac{R_a}{R_t + R_a} = k\eta \frac{\alpha}{1 + \alpha}. \quad (49)$$

Нетрудно показать, что наибольший коэффициент передачи получается при $\alpha = 1$, т. е.

$$K_{\text{макс}} = \frac{1}{2} k\eta. \quad (50)$$

Подставляя в (43) значение $\alpha = 1$, находим коэффициент трансформации, соответствующий наибольшему коэффициенту передачи при заданном R_H ,

$$k = \sqrt{\frac{R_H}{\eta R_t}}. \quad (51)$$

Если задан коэффициент передачи K , то коэффициент трансформации и сопротивление шунта находят из выражений:

$$k = \frac{2K}{\eta}; \quad (52)$$

$$R_H = k^2 \eta R_t. \quad (53)$$

Пример 1. Произвести электрический расчет выходного трансформатора лампового каскада, работающего в режиме *B*, по следующим данным: $P_H = 100$ вт, $R_H = 15$ ом, $f_H = 50$ гц, $f_B = 10\,000$ гц, $M_H = M_B \leq 1$ дб, $R_a = 6000$ ом (между анодами), $R_t = 12\,000$ ом (между анодами), $Q_c \geq 20$.

1 Согласно табл. 2 задаемся к. п. д. трансформатора $\eta = 0,9$. Найдем коэффициент трансформации по (43):

$$k = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{\frac{R_H}{\eta R_t}} = \sqrt{\frac{15}{0,9 \cdot 6000}} = 0,053.$$

2. Определим активные сопротивления обмоток по (41):

$$r_1 = 0,293 R_a (1 - \eta) = 0,293 \cdot 6000 \cdot (1 - 0,9) = 176 \text{ ом.}$$

$$r_2 = 0,414 R_H \frac{1 - \eta}{\eta} = 0,414 \cdot 15 \cdot \frac{1 - 0,9}{0,9} = 0,69 \text{ ом.}$$

3. Определим величину сопротивления $R_{э. н}$, пренебрегая активными сопротивлениями обмоток,

$$R_{э. н} = \frac{R_l R_a}{R_l + R_a} = \frac{12\,000 \cdot 6000}{12\,000 + 6000} = 4000 \text{ ом.}$$

4. Определим необходимую индуктивность первичной обмотки по (18):

$$M_H = M_B = 10^{1/\infty} = 1,122;$$

$$\begin{aligned} \frac{R_{э. н}}{\omega_H L_1} &= \frac{Q_c}{1 + Q_c^2} \left[\sqrt{1 + (M_H^2 - 1)(1 + Q_c^2)} - 1 \right] = \\ &= \frac{20}{1 + 20^2} \left[\sqrt{1 + (1,122^2 - 1)(1 + 20^2)} - 1 \right] = 0,46; \\ L_1 &= \frac{R_{э. н}}{0,46 \omega_H} = \frac{4000}{0,46 \cdot 314} = 27,7 \text{ гн.} \end{aligned}$$

5. Определим индуктивность рассеяния по (31):

$$L_s \leq \frac{R_l + R_a}{\omega_B} \sqrt{M_B^2 - 1} = \frac{12\,000 + 6000}{6,28 \cdot 10\,000} \sqrt{1,122^2 - 1} = 0,146 \text{ гн.}$$

6. Определим коэффициент рассеяния и постоянную времени первичной обмотки по (34) и (19):

$$\begin{aligned} \sigma &= \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,146}{27,7} = 0,0053; \\ \tau_1 &= \frac{L_1}{r_1} = \frac{27,7}{176} = 0,157 \text{ сек.} \end{aligned}$$

Коэффициент рассеяния трансформатора имеет допустимую величину с точки зрения простоты конструкции.

7. Определим допустимую собственную емкость трансформатора, приведенную к первичной обмотке, из (13):

$$C'_0 < \frac{k^2}{3\omega_B R_H} = \frac{0,053^2 \cdot 10^{12}}{3 \cdot 6,28 \cdot 10^4 \cdot 15} = 990 \text{ пф.}$$

Следует заметить, что при электрическом расчете устанавливаются лишь пределы допустимых значений параметров трансформатора. Конкретные значения этих параметров (r_1 , r_2 , L_1 , L_s , C_0) устанавливаются только после конструктивного расчета трансформатора.

Пример 2. Рассчитать электрические данные входного трансформатора, если известно: $R_l = 1000 \text{ ом}$, $f_H = 100 \text{ гц}$, $f_B = 8000 \text{ гц}$, $M_H = 0,5 \text{ дб}$, $M_B = 0,8 \text{ дб}$, $K = 3$, входная емкость следующей ступени и емкость монтажа $C_H = 30 \text{ пф}$.

1. В соответствии с табл. 2 задаемся к. п. д. трансформатора $\eta = 0,7$. Найдем коэффициент трансформации по (52):

$$k = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{2K}{\eta} = \frac{2 \cdot 3}{0,7} = 8,6.$$

2. Определим сопротивление шунта на вторичной обмотке, считая $\alpha = 1$, по (53):

$$R_H = k^2 r_l = 8,6^2 \cdot 0,7 \cdot 1000 = 51\,500 \text{ ом}.$$

3. Определим допустимую собственную емкость трансформатора из (13):

$$(C_0 + C_H) < \frac{1}{3\omega_B R_H} = \frac{10^{12}}{3 \cdot 6,28 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 51,5 \cdot 10^3} = 130 \text{ пф};$$

$$C_0 < 130 - 30 = 100 \text{ пф}.$$

4. Определим сопротивления обмоток трансформатора, работающего в режиме А, по (39):

$$r_2 = R_H \frac{1 - \eta}{2\eta} = 51\,500 \frac{1 - 0,7}{2 \cdot 0,7} = 11\,000 \text{ ом};$$

$$r_1 = r'_2 = \frac{r_2}{k^2} = \frac{11\,000}{8,6^2} = 150 \text{ ом}.$$

5. Определим величину сопротивления шунта, приведенную к первичной обмотке,

$$R'_H = \frac{R_H}{k^2} = \frac{51\,500}{8,6^2} = 700 \text{ ом}.$$

6. Определим величину сопротивления $R_{\Sigma, H}$ по (15):

$$R_{\Sigma, H} = \frac{(R_l + r_1)(R'_H + r'_2)}{R_l + r_1 + R'_H + r'_2} = \frac{(1000 + 150)(700 + 150)}{1000 + 150 + 700 + 150} = 490 \text{ ом}.$$

7. Найдем величину требуемой индуктивности первичной обмотки по (23):

$$M_H = 10^{\frac{0,5}{20}} = 1,06;$$

$$L_1 \geq \frac{R_{\Sigma, H}}{\omega_H \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{490}{6,28 \cdot 100 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 2,25 \text{ зк}.$$

8. Найдем допустимую величину индуктивности рассеяния трансформатора по (31):

$$M_B = 10^{\frac{0,8}{20}} = 1,097;$$

$$L_B < \frac{R_l(1 + \alpha) \sqrt{M_B^2 - 1}}{\omega_B} = \frac{1000(1 + 1) \sqrt{1,097^2 - 1}}{6,28 \cdot 8000} = 0,0178 \text{ зк}.$$

9. Найдем коэффициент рассеяния и постоянную времени первичной обмотки:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,0178}{2,25} = 0,0079;$$

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{2,25}{150} = 0,015 \text{ сек.}$$

Построение частотной и фазовой характеристик трансформатора следует производить после уточнения величин L_1 и L_s при конструктивном расчете трансформатора

§ 3. Трансформаторы с емкостной нагрузкой, работающие от источника с активным внутренним сопротивлением

Частотная и фазовая характеристики. К этим трансформаторам относятся такие, для которых в области верхних рабочих частот не выполняется соотношение (13); на этих частотах емкостная составляющая нагрузки существенно влияет на частотную и фазовую характеристики трансформатора.

Ниже рассматривается наиболее общий случай — трансформатор с шунтом на вторичной обмотке. При желании получить расчетные формулы для нешунтированного трансформатора следует положить $R'_n = \infty$.

Эквивалентные схемы трансформатора для нижних и средних частот рабочего диапазона не отличаются от аналогичных схем трансформатора с активной нагрузкой, рассмотренных выше. Поэтому все расчетные формулы, выведенные для области нижних частот, применимы и для шунтированного трансформатора с емкостной нагрузкой. При отсутствии шунта на вторичной обмотке трансформатора вид расчетных формул не изменится, но под сопротивлением $R_{э. н}$ следует понимать величину

$$R_{э. н} = R_l + r_1. \quad (54)$$

Согласно (10) коэффициент частотных искажений при $X_l = 0$ для верхних частот

$$\dot{M} = 1 + \frac{-\omega^2 L_s C' R'_n + j [(R_l + r_1 + r'_2) \omega C' R'_n + \omega L_s]}{R_l + r_1 + r'_2 + R'_n}. \quad (55)$$

Для упрощения записи введем обозначения:

$$\left. \begin{aligned} R_B &= R_l + r_1 + r_2'; \\ \alpha_B &= \frac{R_H'}{R_B}; \\ q_B &= \frac{R_H'}{R_B + R_H'} = \frac{\alpha_B}{1 + \alpha_B}; \\ x_B &= \omega \sqrt{L_s C' q_B} = \omega k \sqrt{L_s C q_B} = \frac{\omega}{\omega_{02}}; \\ \rho_B &= \sqrt{\frac{L_s}{C'}}; \\ \delta_B &= \sqrt{q_B} \left(\frac{R_B}{\rho_B} + \frac{\rho_B}{\alpha_B R_B} \right). \end{aligned} \right\} \quad (56)$$

Подставляя (56) в (55), получим

$$\dot{M} = 1 - x_B^2 + j x_B \delta_B. \quad (57)$$

Модуль коэффициента частотных искажений

$$M = \sqrt{(1 - x_B^2)^2 + (x_B \delta_B)^2}. \quad (58)$$

Величина x_B называется нормированной частотой. Величина δ_B характеризует затухание цепи на верхних частотах.

Ниже будет показано, что частотная характеристика может быть с подъемом или без подъема на верхних частотах. Подъем характеристики объясняется резонансом последовательной цепи из L_s и C' .

Исследование (58) на экстремум дает

$$\frac{dM}{dx_B} = -4x_B(1 - x_B^2) + 2x_B\delta_B^2 = 0;$$

$$x_{B, \text{ макс}} = \sqrt{1 - \frac{\delta_B^2}{2}}. \quad (59)$$

При выполнении условия (59) достигается минимум M и максимум усиления. Подставляя (59) в (58), получаем

$$M_{\text{мин}} = \delta_B \sqrt{1 - \frac{\delta_B^2}{4}}. \quad (60)$$

Условие отсутствия пика на частотной характеристике получаем из (60), полагая $M_{\text{мин}} = 1$,

$$1 = \delta_{\text{в}} \sqrt{1 - \frac{\delta_{\text{в}}^2}{4}}; \quad \delta_{\text{в}} = \sqrt{2}. \quad (61)$$

При $\delta_{\text{в}} = 0$ $M_{\text{мин}} = 0$, что соответствует бесконечно большому подъему на частотной характеристике. Таким образом, характеристика с любым подъемом может быть получена при $0 < \delta_{\text{в}} < \sqrt{2}$.

Решая (60) относительно $\delta_{\text{в}}$, найдем затухание, при котором характеристика имеет заданный подъем,

$$\delta_{\text{в}} = \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - M_{\text{в}}^2})}. \quad (62)$$

Подстановка (62) в (59) дает выражение нормированной частоты максимального усиления $x_{\text{в. макс}}$ через коэффициент частотных искажений $M_{\text{в}}$

$$x_{\text{в. макс}} = \sqrt[4]{1 - M_{\text{в}}^2}. \quad (63)$$

Частота наибольшего усиления $\omega_{\text{в. макс}}$ всегда ниже резонансной частоты контура ω_{02} .

Поскольку коэффициент частотных искажений $M_{\text{в}}$ задается для верхней рабочей частоты, то значение $x_{\text{в. макс}}$ должно соответствовать $\omega_{\text{в}}$.

Зная величины $\delta_{\text{в}}$ и $x_{\text{в. макс}}$, можно найти индуктивность рассеяния трансформатора и коэффициент трансформации.

Из уравнений (56) находим

$$\rho_{\text{в}} = \frac{\alpha_{\text{в}} \delta_{\text{в}} R_{\text{в}}}{2 \sqrt{q_{\text{в}}}} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4}{\delta_{\text{в}}^2 (1 + \alpha_{\text{в}})}} \right]; \quad (64)$$

$$L_{\text{с}} = \frac{x_{\text{в. макс}} \rho_{\text{в}}}{\omega_{\text{в}} \sqrt{q_{\text{в}}}} = \frac{\rho_{\text{в}} \sqrt{1 - \frac{\delta_{\text{в}}^2}{2}}}{\omega_{\text{в}} \sqrt{\frac{\alpha_{\text{в}}}{1 + \alpha_{\text{в}}}}} = \frac{\rho_{\text{в}} \sqrt[4]{1 - M_{\text{в}}^2}}{\omega_{\text{в}} \sqrt{q_{\text{в}}}}; \quad (65)$$

$$k = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\sqrt{1 - \frac{\delta_{\text{в}}^2}{2}}}{\omega_{\text{в}} \sqrt{L_{\text{с}} C q_{\text{в}}}} = \frac{\sqrt[4]{1 - M_{\text{в}}^2}}{\omega_{\text{в}} \sqrt{L_{\text{с}} C q_{\text{в}}}}. \quad (66)$$

Для реализации заданного подъема характеристики величина α_B должна отвечать определенному условию. Из (64) следует, что подкоренное выражение должно быть положительным или равняться нулю; в противном случае выражение теряет смысл. Тогда находим

$$\alpha_B \geq \frac{4}{\delta_B^2} - 1. \quad (67)$$

Наименьшему значению α_B , при котором обеспечивается заданный подъем частотный характеристики, соответствует единственное значение индуктивности рассеяния. При других значениях α_B , удовлетворяющих неравенству (67), требование определенного подъема характеристики выполняется при двух различных значениях L_s . Всегда желательно иметь наименьшую индуктивность рассеяния, так как в этом случае получаем больший коэффициент трансформации (66), а следовательно, и коэффициент передачи. Поэтому знак плюс перед корнем выражения (64) следует брать лишь в том случае, когда индуктивность рассеяния, получаемая при знаке минус, слишком мала и конструктивно трудно осуществима.

Подставив (62) в (67), получим выражение, связывающее α_B с коэффициентом частотных искажений,

$$\alpha_B \geq \frac{1 + \sqrt{1 - M_B^2}}{1 - \sqrt{1 - M_F^2}}. \quad (68)$$

При конструктивном расчете иногда нежелательно подгонять индуктивность рассеяния под величину, полученную из электрического расчета. Для получения заданной частотной характеристики при желаемой величине индуктивности рассеяния нужно взять определенное значение α_B , которое находится из совместного решения уравнений (64) и (65),

$$\alpha_B = \frac{\left(\frac{\omega_B L_s}{R_B}\right)^2}{\frac{\delta_B^2}{2} - 1 + \frac{\omega_B L_s}{R_B} \delta_B \sqrt{1 - \frac{\delta_B^2}{2}}} - 1. \quad (69)$$

Для трансформатора без шунта на вторичной обмотке расчетные формулы имеют вид:

$$\rho_B = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_s}{C}} = \frac{R_B}{\delta_B}; \quad (70)$$

$$L_s = \frac{R_B}{\omega_B} \sqrt{\frac{1}{\delta_B^2} - \frac{1}{2}}; \quad (71)$$

$$k = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\delta_B}{R_B} \sqrt{\frac{L_s}{C}}. \quad (72)$$

Частотная характеристика не будет иметь подъема в области верхних частот, если $\delta_B \geq \sqrt{2}$. Это утверждение вытекает из выражения (58), так как в этом случае $M > 1$. Однако для получения наибольшего коэффициента передачи при заданной верхней частоте рабочего диапазона (наибольшей полосы пропускания при заданном усилении) следует брать $\delta_B = \sqrt{2}$.

Подставляя в (58) значение $\delta_B = \sqrt{2}$ и решая его относительно x_B , получим

$$x_B = \sqrt[4]{M_B^2 - 1}. \quad (73)$$

Тогда для шунтированного трансформатора без подъема характеристики на верхних частотах имеем:

$$\rho_B = \frac{\alpha_B R_B}{\sqrt{2q_B}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1 + \alpha_B}} \right); \quad (74)$$

$$L_s = \frac{\rho_B \sqrt[4]{M_B^2 - 1}}{\omega_B \sqrt{q_B}}; \quad (75)$$

$$k = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\sqrt[4]{M_B^2 - 1}}{\omega_B \sqrt{L_s C q_B}}. \quad (76)$$

Формула для определения α_B по величине индуктивности рассеяния, выбранной из конструктивных соображений, имеет вид:

$$\alpha_B = \frac{\left(\frac{\omega_B L_s}{R_B} \right)^2}{\sqrt[4]{M_B^2 - 1} \left(\sqrt{2} \frac{\omega_B L_s}{R_B} - \sqrt[4]{M_B^2 - 1} \right)} - 1. \quad (77)$$

Индуктивность рассеяния трансформатора без шунта ($\delta_B = \sqrt{2}$) определяется по формуле

$$L_s = \frac{R_B}{\sqrt{2} \omega_B} \sqrt[4]{M_B^2 - 1}. \quad (78)$$

Для определения фазовой характеристики ступени с трансформатором, имеющим емкостную нагрузку, воспользуемся выражениями (55) и (57), откуда находим:

$$\operatorname{tg} \varphi = - \frac{(R_l + r_1 + r'_2) \omega C' R'_H + \omega L_s}{R_l + r_1 + r'_2 + R'_H - \omega^2 L_s C' R'_H}; \quad (79)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = - \frac{x_B \delta_B}{1 - x_B^2}. \quad (80)$$

Фазовые сдвиги в области верхних частот отрицательны (выходное напряжение отстает по фазе от э. д. с. источника). При малых значениях x угол сдвига фаз близок к нулю (средние частоты), при $x = 1$ он равен -90° , стремясь к -180° на очень высоких частотах (за пределами рабочего диапазона).

Остальные электрические данные. Коэффициент передачи трансформатора с емкостной нагрузкой находим из обобщенной эквивалентной схемы для средних частот (рис. 3)

$$K = k \frac{U'_2}{U} = k \frac{R'_H}{R_l + r_1 + r'_2 + R'_H} = k \frac{\alpha_B}{1 + \alpha_B} = k q_B. \quad (81)$$

Для трансформатора без шунта на вторичной обмотке ($R'_H = \infty$) коэффициент передачи

$$K = k. \quad (82)$$

Подставляя (72) с учетом (71) в (82), получим

$$K = \frac{\delta_B}{\sqrt{R_B}} \sqrt[4]{\frac{1}{\omega_B C}} \sqrt[4]{\frac{1}{\delta_B^2} - \frac{1}{2}}. \quad (83)$$

Теоретически достижимый коэффициент передачи нешунтированного трансформатора находится из (83), если считать сопротивления обмоток равными нулю,

$$K_T = \frac{\delta_B}{\sqrt{R_l}} \sqrt[4]{\frac{1}{\omega_B C}} \sqrt[4]{\frac{1}{\delta_B^2} - \frac{1}{2}}. \quad (84)$$

Коэффициент использования возможного усиления

$$\xi = \frac{K}{K_T} = \sqrt{\frac{R_l}{R_B}} = \sqrt{\frac{R_l}{R_l + r_1 + r_2}}, \quad (85)$$

откуда

$$r_1 + r_2' = R_l \left(\frac{1}{\xi^2} - 1 \right). \quad (86)$$

При работе трансформатора в режиме А

$$\left. \begin{aligned} r_1 = r_2' &= \frac{R_l}{2} \left(\frac{1}{\xi^2} - 1 \right); \\ r_2 &= r_2' k^2. \end{aligned} \right\} \quad (87)$$

Коэффициент использования обычно выбирается в пределах $\xi = 0,7 - 0,8$; при необходимости обеспечения минимальных габаритов трансформатора берут $\xi = 0,6 - 0,7$; при необходимости получения максимального усиления задаются $\xi = 0,8 - 0,9$. При заданном предельно-допустимом значении r_1 коэффициент использования определяется по формуле:

$$\xi = \sqrt{\frac{R_l}{R_l + 2r_1}}. \quad (88)$$

Величины сопротивлений обмоток, найденные по (87), уточняются в дальнейшем при конструктивном расчете с учетом роста сопротивлений на переменном токе и технологических возможностей выполнения обмоток.

Шунтирование трансформатора со стороны вторичной обмотки применяемое для повышения устойчивости работы ступени, снижает коэффициент передачи, что нетрудно видеть из (81). Чтобы сильно не снижать усиление на средних частотах, величину α_B следует выбирать не менее 3—5.

Пример 3. Рассчитать электрические данные входного трансформатора, если известно: $R_l = 1000 \text{ ом}$, $f_H = 100 \text{ гц}$, $f_B = 12\,000 \text{ гц}$, $M_B = M_B - 0,5 \text{ дб}$, $C_B = 30 \text{ пф}$; шунт для повышения устойчивости работы каскада необязателен.

1. Задаемся коэффициентом использования усиления $\xi = 0,75$ и определяем сопротивления обмоток по (87):

$$r_1 = r_2' = \frac{R_l}{2} \left(\frac{1}{\xi^2} - 1 \right) = \frac{1000}{2} \left(\frac{1}{0,75^2} - 1 \right) = 395 \text{ ом}.$$

2. Определяем индуктивность первичной обмотки трансформатора без шунта ($M_H = 1,06$) по (23) с учетом (54):

$$L_1 = \frac{R_l + r_1}{\omega_H \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{1000 + 395}{6,28 \cdot 100 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 6,4 \text{ мк.}$$

3. Определяем сопротивление R_B по (56):

$$R_B = R_l + r_1 + r_2' = 1000 + 395 + 395 = 1790 \text{ ом.}$$

4. Так как подъем характеристики на верхних частотах не требуется, то берем $\delta_B = \sqrt{2}$. Находим индуктивность рассеяния трансформатора ($M_B = 1,06$) по (78):

$$L_s = \frac{R_B}{\sqrt{2} \omega_H} \sqrt[4]{M_B^2 - 1} = \frac{1790}{1,41 \cdot 6,28 \cdot 12000} \sqrt[4]{1,06^2 - 1} = 9,9 \cdot 10^{-3} \text{ мк.}$$

5. Определяем коэффициент рассеяния трансформатора

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{9,9 \cdot 10^{-3}}{6,4} = 1,55 \cdot 10^{-3}.$$

Чтобы обеспечить требуемую величину σ при применении сердечника из обычных сортов трансформаторной стали, потребуется усложнение конструкции (секционирование обмоток). Если усложнять конструкцию нежелательно, то следует использовать сердечник из пермаллоя (в этом случае допустимая величина $\sigma = 10^{-3}$ и ниже).

6. Постоянная времени первичной обмотки

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{6,4}{395} = 0,016 \text{ сек.}$$

7. Определяем суммарную емкость нагрузки, полагая собственную емкость трансформатора равной $C_0 = 100 \text{ пф}$,

$$C = C_0 + C_H = 100 + 30 = 130 \text{ пф.}$$

8. Определяем коэффициент трансформации по (72):

$$k = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\delta_r}{R_B} \sqrt{\frac{L_s}{C}} = \frac{1,41}{1790} \sqrt{\frac{9,9 \cdot 10^{-3}}{130 \cdot 10^{-12}}} = 6,85.$$

9. Определяем сопротивление вторичной обмотки

$$r_2 = r_2' k^2 = 395 \cdot 6,85^2 = 18500 \text{ ом.}$$

Величина r_2 получилась очень большой. Это значит, что можно использовать очень тонкий провод для намотки; но он не может быть применен ввиду его малой механической прочности. Выбор провода производится при конструктивном расчете, после чего, при необходимости, корректируется электрический расчет.

10. Определяем коэффициент передачи трансформатора

$$K = k = 6,85.$$

Пример 4. Рассчитать электрические данные трансформатора по условиям примера 3, но с использованием шунта.

1. Величины r_1 , r'_2 и R_B определяются так же, как в примере 3.

2. Определяем минимально допустимое значение α_B , полагая $\delta_B = \sqrt{2}$, по (67):

$$\alpha_B \geq \frac{4}{\delta_B^2} - 1 = \frac{4}{2} - 1 = 1.$$

Чтобы не снижать заметно усиление на средних частотах, берем $\alpha_B = 4$.

3. Определяем приведенное значение сопротивления шунта

$$R'_H = \alpha_B R_B = 4 \cdot 1790 = 7160 \text{ ом}$$

4. Определяем по (15) сопротивление

$$R_{\Sigma. H} = \frac{(R_I + r_1)(R'_H + r'_2)}{R_I + r_1 + r'_2 + R'_H} = \frac{(1000 + 395)(7160 + 395)}{1000 + 395 + 395 + 7160} = 1180 \text{ ом}.$$

5. Находим по (23) требуемую величину индуктивности

$$L_1 = \frac{R_{\Sigma. H}}{\omega_H \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{1180}{6,28 \cdot 100 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 5,4 \text{ мк}.$$

6. Определяем величины q_B и ρ_B по (56) и (74):

$$q_B = \frac{\alpha_B}{1 + \alpha_B} = \frac{4}{1 + 4} = 0,8;$$

$$\begin{aligned} \rho_B &= \frac{\alpha_B R_B}{\sqrt{2q_B}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1 + \alpha_B}} \right) = \\ &= \frac{4 \cdot 1790}{\sqrt{2 \cdot 0,8}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1 + 4}} \right) = 10\,000 \text{ ом (1270 ом)}. \end{aligned}$$

В скобках указано второе значение ρ_B ; соответствующие ему величины ниже также заключены в скобки.

7. Находим индуктивность рассеяния по (75):

$$L_s = \frac{\rho_B \sqrt[4]{M_B^2 - 1}}{\omega_B \sqrt{q_B}} = \frac{10^4 \sqrt[4]{1,06^2 - 1}}{6,28 \cdot 1,2 \cdot 10^4 \sqrt{0,8}} = 10,2 \cdot 10^{-3} \text{ гн} \quad (1,3 \cdot 10^{-3} \text{ гн})$$

8. Определяем коэффициент рассеяния

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{10,2 \cdot 10^{-3}}{5,4} = 1,9 \cdot 10^{-3} \quad (0,24 \cdot 10^{-3}).$$

Второе значение σ затруднительно обеспечить даже при использовании сердечника из пермаллоя. Поэтому остановимся на первом значении ρ_B .

9. Определяем коэффициент трансформации по (76):

$$k = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\sqrt[4]{M_B^2 - 1}}{\omega_B \sqrt{L_s C q_B}} = \frac{\sqrt[4]{1,06^2 - 1}}{6,28 \cdot 1,2 \cdot 10^4 \sqrt{10,2 \cdot 10^{-3} \cdot 130 \cdot 10^{-12} \cdot 0,8}} = 7,6.$$

10. Находим коэффициент передачи по (81):

$$K = k q_B = 7,6 \cdot 0,8 = 6,08.$$

11. Определяем сопротивление шунта и вторичной обмотки

$$R_H = R'_H k^2 = 7160 \cdot 7,6^2 = 412\,000 \text{ ом},$$

$$r_2 = r'_2 k^2 = 395 \cdot 7,6^2 = 22\,700 \text{ ом}.$$

Замечания, относившиеся к r_2 в примере 3, остаются в силе и для этого случая.

Пример 5. Рассчитать трансформатор по данным примера 3, но с шунтом и подъемом характеристики $M_B = -1$ об

1. Величины r_1 , r'_2 и R_B остаются прежними.

2. Определяем величину δ_B по (62):

$$M_B = 10^{-\frac{1}{20}} = 0,89;$$

$$\delta_B = \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - M_B^2})} = \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - 0,89^2})} = 1,04.$$

3. Находим величину коэффициента нагрузки по (67):

$$\alpha_B > \frac{4}{\delta_B^2} - 1 = \frac{4}{1,04^2} - 1 = 2,85.$$

4. Определяем суммарную емкость нагрузки, предусматривая подключение подстроечного конденсатора со средним значением емкости $C_k = 25 \text{ пф}$,

$$C = C_0 + C_B + C_k = 100 + 30 + 25 = 155 \text{ пф}.$$

5. Дальнейший расчет можно вести задаваясь значением α_B или L_s . Проведем расчет при $\alpha_B = 4$.

Определяем величину q_B :

$$q_B = \frac{\alpha_B}{1 + \alpha_B} = \frac{4}{1 + 4} = 0,8.$$

6. Определяем волновое сопротивление по (64):

$$\begin{aligned} \rho_B &= \frac{\alpha_B \delta_B R_B}{2 \sqrt{q_B}} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4}{\delta_B^2 (1 + \alpha_B)}} \right] = \\ &= \frac{4 \cdot 1,04 \cdot 1790}{2 \sqrt{0,8}} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4}{1,04^2 (1 + 4)}} \right] = 2120 \text{ ом}. \end{aligned}$$

7. Определяем величину индуктивности рассеяния трансформатора по (65):

$$L_s = \frac{\rho_B \sqrt{1 - \frac{\delta_B^2}{2}}}{\omega_B \sqrt{q_B}} = \frac{2120 \sqrt{1 - \frac{1,04^2}{2}}}{6,28 \cdot 1,2 \cdot 10^4 \sqrt{0,8}} = 21,3 \cdot 10^{-3} \text{ гн}.$$

8. Находим коэффициент трансформации по (66):

$$\begin{aligned} k &= \frac{\sqrt{1 - \frac{\delta_B^2}{2}}}{\omega_B \sqrt{L_s C q_B}} = \\ &= \frac{\sqrt{1 - \frac{1,04^2}{2}}}{6,28 \cdot 1,2 \cdot 10^4 \sqrt{21,3 \cdot 10^{-3} \cdot 155 \cdot 10^{-12} \cdot 0,8}} = 5,55. \end{aligned}$$

9. Находим приведенное сопротивление шунта:

$$R'_H = \alpha_B R_B = 4 \cdot 1790 = 7160 \text{ ом}.$$

10. Определяем по (15) сопротивление $R_{э.н}$:

$$R_{э.н} = \frac{(R_l + r_1)(r'_2 + R'_H)}{R_l + r_1 + r'_2 + R'_H} = \frac{(1000 + 395)(395 + 7160)}{1000 + 395 + 395 + 7160} = 1180 \text{ ом}.$$

11. Находим индуктивность первичной обмотки по (23):

$$L_1 = \frac{R_{\Sigma. H}}{\omega_H \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{1180}{6,28 \cdot 100 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 5,4 \text{ гн.}$$

12. Находим сопротивление шунта:

$$R_H = R'_H k^2 = 7160 \cdot 5,55^2 = 220\,000 \text{ ом.}$$

13. Определяем сопротивление вторичной обмотки:

$$r_2 = r'_2 k^2 = 395 \cdot 5,55^2 = 12\,200 \text{ ом.}$$

14. Определяем коэффициент передачи трансформатора по (81)

$$K = k q_B = 5,55 \cdot 0,8 = 4,44.$$

Пример 6. Рассчитать трансформатор по условиям примера 5, если коэффициент рассеяния равен $\sigma = 0,01$.

1. Находим все величины по пп. 1—4 примера 5.

2. Находим ориентировочное значение индуктивности первичной обмотки при $R_H = \infty$:

$$L_1 = \frac{R_l + r_1}{\omega_H \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{1000 + 395}{6,28 \cdot 100 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 6,4 \text{ гн.}$$

3. Определяем индуктивность рассеяния трансформатора:

$$L_s = L_1 \sigma = 6,4 \cdot 0,01 = 64 \cdot 10^{-3} \text{ гн.}$$

4. Определяем значение коэффициента α_B по (69):

$$\begin{aligned} \alpha_B &= \frac{\left(\frac{\omega_B L_s}{R_B} \right)^2}{\frac{\delta_B^2}{2} - 1 + \frac{\omega_B L_s}{R_B} \delta_B \sqrt{1 - \frac{\delta_B^2}{2}}} - 1 = \\ &= \frac{\left(\frac{6,28 \cdot 1,2 \cdot 10^4 \cdot 64 \cdot 10^{-3}}{1790} \right)^2}{\frac{1,04^2}{2} - 1 + \frac{6,28 \cdot 1,2 \cdot 10^4 \cdot 64 \cdot 10^{-3}}{1790} \cdot 1,04 \sqrt{1 - \frac{1,04^2}{2}}} - 1 = 4,04. \end{aligned}$$

5. Находим значение коэффициента:

$$q_B = \frac{\alpha_B}{1 + \alpha_B} = \frac{4,04}{1 + 4,04} = 0,803.$$

6. Находим приведенное сопротивление шунта:

$$R'_H = \alpha_B R_B = 4,04 \cdot 1790 = 7240 \text{ ом.}$$

7. Определяем по (15) сопротивление:

$$R_{\text{э. н}} = \frac{(R_l + r_1)(R'_n + r'_2)}{R_l + r_1 + R'_n + r'_2} = \frac{(1000 + 395)(7240 + 395)}{1000 + 395 + 7240 + 395} = 1180 \text{ ом.}$$

8. Находим индуктивность первичной обмотки по (23):

$$L_1 = \frac{R_{\text{э. н}}}{\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}} = \frac{1180}{628 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 5,4 \text{ мк.}$$

9. Находим коэффициент трансформации по (66):

$$k = \frac{\sqrt{1 - \frac{\delta_B^2}{2}}}{\omega_B \sqrt{L_s C q_B}} = \frac{\sqrt{1 - \frac{1,04^2}{2}}}{6,28 \cdot 1,2 \cdot 10^4 \sqrt{64 \cdot 10^{-3} \cdot 155 \cdot 10^{-12} \cdot 0,803}} = 3,2.$$

10. Определяем сопротивления шунта и вторичной обмотки:

$$R_n = R'_n k^2 = 7240 \cdot 3,2^2 = 74\,000 \text{ ом;}$$

$$r_2 = r'_2 k^2 = 395 \cdot 3,2^2 = 4050 \text{ ом.}$$

11. Находим коэффициент передачи трансформатора:

$$K = k q_B = 3,2 \cdot 0,803 = 2,57.$$

§ 4. Трансформаторы с индуктивной нагрузкой, работающие от источника с активным внутренним сопротивлением

Частотная и фазовая характеристики. К трансформаторам этой группы относятся такие, для которых нагрузка, наряду с активной составляющей, в области верхних рабочих частот имеет значительную индуктивную составляющую (например трансформатор, работающий на электродинамический громкоговоритель).

В области нижних частот сопротивление нагрузки можно считать чисто активным. В этом случае справедливы все расчетные формулы, выведенные для трансформатора с активной нагрузкой.

Коэффициент частотных искажений в области верхних частот при $X_i = 0$ в соответствии с выражением (11)

$$\dot{M} = \frac{R'_H}{R_i + r_1 + r'_2 + R'_H} \cdot \frac{R_i + r_1 + r'_2 + R'_H + j\omega(L_s + L'_H)}{R'_H + j\omega L'_H} =$$

$$= \frac{1 + j\omega \frac{L_s + L'_H}{R_B + R'_H}}{1 + j\omega \frac{L'_H}{R'_H}}, \quad (89)$$

где $R_B = R_i + r_1 + r'_2$.

Из (89) нетрудно видеть, что частотных искажений в области верхних частот не будет при равенстве мнимых частей числителя и знаменателя, т. е.

$$\frac{L_s + L'_H}{R_B + R'_H} = \frac{L'_H}{R'_H}; \quad \frac{L_s}{L'_H} + 1 = \frac{R_B}{R'_H} + 1; \quad L_s = L'_H \frac{R_B}{R'_H}. \quad (90)$$

Модуль коэффициента частотных искажений

$$M = \sqrt{\frac{1 + \left[\frac{\omega(L_s + L'_H)}{R_B + R'_H} \right]^2}{1 + \left(\frac{\omega L'_H}{R'_H} \right)^2}}. \quad (91)$$

Чем больше индуктивность рассеяния по сравнению с величиной L_s , найденной из условия отсутствия частотных искажений (90), тем больше коэффициент M , тем больше завал характеристики на верхних частотах, и, наоборот, чем меньше индуктивность рассеяния, тем больше подъем частотной характеристики.

Величина требуемой индуктивности рассеяния, удовлетворяющая равенству (90), может оказаться столь значительной, особенно при малых коэффициентах нагрузки, что встретит непреодолимые конструктивные затруднения в ее реализации. В этом случае параллельно первичной обмотке трансформатора включают корректирующую цепочку из последовательно соединенных сопротивления R_k и конденсатора C_k . Чтобы входное сопротивление

трансформатора было чисто активным и не зависело от частоты, необходимо выполнить равенства:

$$\left. \begin{aligned} R_{\kappa} &= R_a = R'_H + r_1 + r'_2, \\ C_{\kappa} &= \frac{L_s + L'_H}{R_{\kappa}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (92)$$

Для трансформатора с корректирующей цепочкой коэффициент частотных искажений определяется выражением

$$M = \sqrt{\frac{1 + \left[\frac{\omega (L_s + L'_H)}{r_1 + r'_2 + R'_H} \right]^2}{1 + \left(\frac{\omega L'_H}{R'_H} \right)^2}}, \quad (93)$$

а величина необходимой индуктивности рассеяния при условии отсутствия частотных искажений

$$L_s = L'_H \frac{r_1 + r'_2}{R'_H} = L'_H \frac{1 - \eta}{\eta}. \quad (94)$$

Выражение для фазовой характеристики в области верхних частот нетрудно найти из (89). Избавляясь от мнимости в знаменателе и взяв отношение мнимой части выражения к действительной с обратным знаком, получаем

$$\operatorname{tg} \varphi = - \frac{\frac{\omega (L_s + L'_H)}{R_B + R'_H} - \frac{\omega L'_H}{R'_H}}{1 + \frac{\omega (L_s + L'_H)}{R_B + R'_H} \cdot \frac{\omega L'_H}{R'_H}}. \quad (95)$$

По аналогии для трансформатора с корректирующей цепочкой имеем

$$\operatorname{tg} \varphi = - \frac{\frac{\omega (L_s + L'_H)}{R_a} - \frac{\omega L'_H}{R'_H}}{1 + \frac{\omega (L_s + L'_H)}{R_a} \cdot \frac{\omega L'_H}{R'_H}}. \quad (96)$$

Если индуктивность рассеяния трансформатора равна величине, найденной по (90) или (94), то фазовые сдвиги в области верхних частот отсутствуют.

Остальные электрические данные. Как отмечалось ранее, индуктивная составляющая нагрузки рассматриваемого трансформатора сказывается только в области верхних рабочих частот; в области нижних и средних частот поведение каскада ничем не отличается от поведения трансформаторной схемы с активной нагрузкой. Поэтому расчетные формулы для определения активного сопротивления обмоток, индуктивности первичной обмотки, коэффициента трансформации, коэффициента передачи трансформатора не отличаются от формул, приведенных в § 2. В этом случае под сопротивлением нагрузки трансформатора следует понимать активную составляющую нагрузки.

Коэффициент трансформации определяется по заданной величине анодной нагрузки.

Пример 7. Рассчитать электрические данные выходного трансформатора, работающего в режиме А, если известно: $P_H = 1$ вт, $R_H = 5,5$ ом, $L_H = 0,5 \cdot 10^{-3}$ гн, $R_L = 30 \cdot 10^3$ ом, $R_a = 3000$ ом, $f_H = 100$ гц, $f_H = 7000$ гц, $M_H = 0,5$ дб, $M_H = 0$ дб.

1. Задаемся величиной к. п. д. трансформатора в соответствии с табл. 2 и определяем коэффициент трансформации по (43):

$$\eta = 0,75; \quad k = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{\frac{R_H}{\eta R_a}} = \sqrt{\frac{5,5}{0,75 \cdot 3000}} = 0,0495.$$

2. Определяем активные сопротивления обмоток:

$$r_1 = r'_2 = R_a \frac{1 - \eta}{2} = 3000 \frac{1 - 0,75}{2} = 375 \text{ ом};$$

$$r_2 = r'_2 k^2 = 375 \cdot 0,0495^2 = 0,915 \text{ ом}.$$

3. Определяем сопротивление:

$$R_{\Sigma. H} = \frac{(R_L + r_1)(R_a - r_1)}{R_L + R_a} = \frac{(30 \cdot 10^3 + 375)(3000 - 375)}{30 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^3} = 2410 \text{ ом}.$$

4. Определяем требуемую индуктивность первичной обмотки ($M_H = 1,06$):

$$L_1 = \frac{R_{\Sigma. H}}{\omega_H \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{2410}{6,28 \cdot 100 \sqrt{1,06^2 - 1}} = 11,1 \text{ гн}.$$

5. Определяем составляющие нагрузки, приведенные к первичной обмотке,

$$R'_H = \frac{R_H}{k^2} = \frac{5,5}{0,0495^2} = 2240 \text{ ом};$$

$$L'_H = \frac{L_H}{k^2} = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{0,0495^2} = 0,204 \text{ гн.}$$

6. Находим индуктивность рассеяния трансформатора, при которой $M_B = 1$, по (90):

$$L_s = L'_H \frac{R_l + r_1 + r'_2}{R'_H} = 0,204 \cdot \frac{30 \cdot 10^3 + 375 + 375}{2240} = 2,8 \text{ гн.}$$

7. Определяем коэффициент рассеяния трансформатора:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{2,8}{11,1} = 0,25.$$

Коэффициент σ велик и получить прямолинейную частотную характеристику при требуемой величине L_s не удастся. Параллельно первичной обмотке придется включить корректирующую цепочку.

8. Найдём требуемую индуктивность рассеяния трансформатора, обеспечивающую $M_B = 1$ при включенной корректирующей цепочке, по (94):

$$L_s = L'_H \frac{r_1 + r'_2}{R'_H} = 0,204 \cdot \frac{375 + 375}{2240} = 0,068 \text{ гн.}$$

при этом коэффициент рассеяния трансформатора

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,068}{1,11} = 0,0062.$$

Он выполнен без особых конструктивных трудностей при наличии сердечника из пермаллоя.

9. Определяем величины элементов корректирующей цепочки по (92):

$$R_K = R_a = 3000 \text{ ом};$$

$$C_K = \frac{L_s + L'_H}{R_K^2} = \frac{0,068 + 0,204}{3000^2} = 0,03 \cdot 10^{-6} \text{ ф.}$$

10. Находим коэффициент передачи трансформатора по (49):

$$K = k\eta \frac{R_a}{R_a + R_l} = 0,0495 \cdot 0,75 \cdot \frac{3000}{3 \cdot 10^3 + 30 \cdot 10^3} = 3,37 \cdot 10^{-3}.$$

§ 5. Трансформаторы, работающие от источника с индуктивным внутренним сопротивлением

Частотная и фазовая характеристики. К рассматриваемым трансформаторам относятся входные трансформаторы, работающие от электромагнитных и электродинамических датчиков, звукоусилителей и т. п.

Нагрузка таких трансформаторов может иметь либо активный, либо емкостный характер; индуктивная нагрузка практически не встречается.

В области нижних и средних рабочих частот индуктивная составляющая сопротивления источника обычно невелика по сравнению с активной и ею можно пренебречь. Поэтому расчетные формулы для определения частотной и фазовой характеристик каскада, необходимой индуктивности обмотки не отличаются от ранее выведенных формул для трансформаторов с активной или емкостной нагрузкой. При наличии шунта на вторичной обмотке расчет ведется по формулам § 2, при отсутствии шунта — по тем же формулам, но с учетом соотношения (54).

В области верхних рабочих частот необходимо учитывать индуктивную составляющую X_i внутреннего сопротивления источника. Из выражений (9) и (10) видно, что если индуктивность источника L_i и индуктивность рассеяния трансформатора L_s объединить в одну индуктивность

$$L'_s = L_i + L_s, \quad (97)$$

то формулы для построения частотной (и фазовой) характеристики не будут отличаться от аналогичных формул для трансформаторов с активной и емкостной нагрузкой, работающих от источника э. д. с. с активным внутренним сопротивлением (§ 2 и 3).

Величиной индуктивности рассеяния трансформатора, работающего от источника с индуктивным сопротивлением, задаются по соображениям простоты конструктивного выполнения. Во все расчетные формулы подставляют значение L'_s , найденное по формуле (97).

Остальные электрические данные. Коэффициент трансформации трансформатора, работающего от источника с индуктивным сопротивлением, находится из следующих соображений.

Для трансформатора с активной нагрузкой величина приведенного сопротивления R'_n должна удовлетворять,

с одной стороны, выражению (13), а с другой стороны, — заданному коэффициенту частотных искажений M_n .

Решая (31) относительно R'_n , получаем

$$R'_n \geq \eta \left(\frac{\omega_B L'_s}{\sqrt{M_B^2 - 1}} - R_l \right). \quad (98)$$

Тогда максимально достижимый коэффициент трансформации при условии обеспечения заданных частотных искажений будет равен

$$k = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{\frac{R_n}{R'_n}} \leq \sqrt{\frac{R_n}{\eta \left(\frac{\omega_B L'_s}{\sqrt{M_B^2 - 1}} - R_l \right)}}. \quad (99)$$

Величину η выбирают согласно табл. 2.

Для трансформатора с емкостной нагрузкой находят значение α_n по формулам (69) или (77), подставляя вместо L_s полную индуктивность L'_s ; затем по (66) или (76) определяют коэффициент трансформации.

Определение сопротивления обмоток трансформатора, коэффициента передачи производится для трансформатора с активной нагрузкой по формулам § 2, а для трансформатора с емкостной нагрузкой — по формулам § 3.

Пример 8. Рассчитать электрические данные входного трансформатора, если известно: $R_l = 500$ ом, $L_l = 50 \cdot 10^{-3}$ гн, $f_n = 150$ гц, $f_B = 7000$ гц, $M_n = 0,5$ дб $= 1,06$, $M_B = -1$ дб $= 0,89$, $C_n = 30$ пф, $r_1 < 100$ ом, $K = 5$.

1. Находим коэффициент использования возможного усиления по (88):

$$\xi = \sqrt{\frac{R_l}{R_l + 2r_1}} = \sqrt{\frac{500}{500 + 2 \cdot 100}} = 0,85.$$

2. Находим по (56) сопротивление:

$$R_B = R_l + 2r_1 = 500 + 2 \cdot 100 = 700 \text{ ом}.$$

3. Определяем ориентировочное значение индуктивности первичной обмотки по (23) с учетом (54):

$$L_1 = \frac{R_l + r_1}{\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}} = \frac{500 + 100}{6,28 \cdot 150 \cdot \sqrt{1,06^2 - 1}} = 1,8 \text{ гн}.$$

4. Задаемся величиной σ и определяем полную индуктивность схемы в области верхних частот по (97):

$$\sigma = 0,01; \quad L_s = L_1 \sigma = 1,8 \cdot 0,01 = 18 \cdot 10^{-3} \text{ гн};$$

$$L'_s = L_l + L_s = (50 + 18) \cdot 10^{-3} = 68 \cdot 10^{-3} \text{ гн}.$$

5. Для обеспечения заданного подъема частотной характеристики по (62) находим

$$\delta_B = \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - M_B^2})} = \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - 0,89^2})} = 1,04.$$

6. Находим по (69) требуемую величину

$$\begin{aligned} \alpha_B &= \frac{\left(\frac{\omega_B L'_s}{R_B}\right)^2}{\frac{\delta_B^2}{2} - 1 + \frac{\omega_B L'_s}{R_B} \delta_B \sqrt{1 - \frac{\delta_B^2}{2}}} - 1 = \\ &= \frac{\left(\frac{6,28 \cdot 7 \cdot 10^3 \cdot 68 \cdot 10^{-3}}{700}\right)^2}{\frac{1,04^2}{2} - 1 + \frac{6,28 \cdot 7 \cdot 10^3 \cdot 68 \cdot 10^{-3}}{700} \cdot 1,04 \sqrt{1 - \frac{1,04^2}{2}}} - 1 = 6,25. \end{aligned}$$

7. Находим по (56) значение

$$q_B = \frac{\alpha_B}{1 + \alpha_B} = \frac{6,25}{1 + 6,25} = 0,863.$$

8. Для обеспечения заданного коэффициента передачи K коэффициент трансформации должен быть равен из (81):

$$k = \frac{K}{q_B} = \frac{5}{0,863} = 5,8.$$

9. Определяем допустимую величину суммарной емкости нагрузки из выражения для коэффициента трансформации (66):

$$C = \frac{1 - \frac{\delta_B^2}{2}}{\omega^2 k^2 L'_s q_B} = \frac{\left(1 - \frac{1,04^2}{2}\right) \cdot 10^{12}}{(6,28 \cdot 7000)^2 \cdot 5,8^2 \cdot 68 \cdot 10^{-3} \cdot 0,863} = 120 \text{ пф},$$

откуда находим допустимую собственную емкость трансформатора

$$C_0 = C - C_H = 120 - 30 = 90 \text{ пф}.$$

10. Находим приведенное сопротивление шунта:

$$R'_H = \alpha_B R_B = 6,25 \cdot 700 = 4380 \text{ ом}.$$

11. Определяем по (15) сопротивление:

$$R_{э. н} = \frac{(R_i + r_1)(r_2' + R_n')}{R_i + r_1 + r_2' + R_n'} = \frac{(500 + 100)(100 + 4380)}{500 + 100 + 100 + 4380} = 540 \text{ ом.}$$

12. Находим по (23) требуемую величину индуктивности первичной обмотки:

$$L_1 = \frac{R_{э. н}}{\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}} = \frac{540}{6,28 \cdot 150 \cdot \sqrt{1,06^2 - 1}} = 1,65 \text{ гн.}$$

13. Определяем сопротивление шунта и вторичной обмотки:

$$R_n = R_n' k^2 = 4380 \cdot 5,8^2 = 147\,000 \text{ ом;}$$

$$r_2 = r_2' k^2 = 100 \cdot 5,8^2 = 3360 \text{ ом.}$$

14. Находим постоянную времени первичной обмотки:

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{1,65}{100} = 0,0165 \text{ сек.}$$

§ 6. Трансформаторы, работающие от источника с емкостным внутренним сопротивлением

Частотная и фазовая характеристики. К рассматриваемым трансформаторам относятся входные трансформаторы, работающие от пьезоэлектрических датчиков и трансформаторы, работающие в резисторно-трансформаторной схеме.

Нагрузка таких трансформаторов в области верхних рабочих частот может иметь активный, емкостный или индуктивный характер. В области нижних и средних частот нагрузка либо активна, либо отсутствует.

В области средних и верхних рабочих частот емкостная составляющая сопротивления источника (сопротивление разделительного конденсатора резисторно-трансформаторной схемы) невелика по сравнению с другими элементами схемы и ею можно пренебречь. Поэтому расчет частотной и фазовой характеристик на верхних частотах, индуктивности рассеяния производится по соответствующим формулам для трансформаторов, работающих от источника э. д. с. с активным сопротивлением (§ 2—4).

В области нижних рабочих частот необходимо учитывать емкостную составляющую X_i внутреннего сопротивления источника. Подставляя в формулу (6) значения $X_i =$

$= -1/\omega C_i$ и $X_1 = \omega L_1$, получим выражение для коэффициента частотных искажений в области нижних частот

$$\dot{M} = 1 + \frac{R_{э.н}}{R_n} - \frac{R_2}{(R_1 + R_2)\omega^2 L_1 C_i} - j \left[\frac{R_{э.н}}{\omega L_1} + \frac{R_2 + R_n}{(R_1 + R_2) R_n \omega C_i} \right]. \quad (100)$$

Из обобщенной эквивалентной схемы (рис. 2) следует, что при наличии емкостной составляющей сопротивления источника схема может обладать резонансными свойствами, поскольку образуется колебательный контур из конденсатора C_i и индуктивности L_1 . Величина же подъема частотной характеристики определяется затуханием этого контура. Тем самым создается возможность осуществить коррекцию частотных искажений на нижних частотах. Однако использовать резонансные свойства схемы можно лишь при условии относительного постоянства величины индуктивности обмотки, т. е. при небольших амплитудах усиливаемого сигнала. Поэтому, как правило, трансформаторы с емкостным сопротивлением источника работают при небольших индукциях в сердечнике (порядка 10^{-3} тл). При таких индукциях потери в сердечнике настолько малы, что можно положить $R_n = \infty$.

С учетом сказанного упростим выражение (100):

$$\dot{M} = 1 - \frac{R_2}{(R_1 + R_2)\omega^2 L_1 C_i} - j \left[\frac{R_{э.н}}{\omega L_1} + \frac{1}{(R_1 + R_2)\omega C_i} \right]. \quad (101)$$

Для сокращения записи введем обозначения:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_n &= \frac{R_2}{R_1} = \frac{r'_2 + R'_n}{R_i + r_1}; \\ q_n &= \frac{\alpha_n}{1 + \alpha_n}; \\ x_n &= \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{q_n}{L_1 C_i}} = \frac{\omega_{01}}{\omega}; \\ \rho_n &= \sqrt{\frac{L_1}{C_i}}; \\ \delta_n &= \sqrt{q_n \left(\frac{R_1}{\rho_n} + \frac{\rho_n}{\alpha_n R_1} \right)}. \end{aligned} \right\} \quad (102)$$

Подставляя (102) в (101), получим

$$M = 1 - x_n^2 - jx_n \delta_n. \quad (103)$$

Модуль коэффициента частотных искажений

$$M = \sqrt{(1 - x_n^2)^2 + (x_n \delta_n)^2}. \quad (104)$$

Сравнивая выражения (104) и (58), устанавливаем их полную аналогию. Поэтому, не повторяя выводов, воспользуемся результатами, полученными в § 3.

Безразмерная величина x_n , обратно пропорциональная текущей частоте, удобна при построении обобщенной частотной характеристики каскада. Величина δ_n характеризует затухание цепи на нижних частотах. Частотная характеристика каскада может быть с подъемом ($\delta_n < \sqrt{2}$) или без подъема ($\delta_n > \sqrt{2}$) на нижних частотах.

Нормированная частота, соответствующая максимуму усиления,

$$x_{n, \text{ макс}} = \sqrt{1 - \frac{\delta_n^2}{2}}. \quad (105)$$

Частота наибольшего усиления $x_{n, \text{ макс}}$ всегда выше резонансной частоты контура ω_{01} .

Минимальное значение коэффициента частотных искажений, отвечающее условию (105),

$$M_{\text{мин}} = \delta_n \sqrt{1 - \frac{\delta_n^2}{4}}. \quad (106)$$

Коэффициент затухания цепи, необходимый для обеспечения заданного подъема характеристики в области нижних частот.

$$\delta_n = \sqrt{2 \left(1 - \sqrt{1 - M_n^2}\right)}. \quad (107)$$

Выражая обобщенную частоту $x_{n, \text{ макс}}$ через коэффициент M_n , получим

$$x_{n, \text{ макс}} = \sqrt[4]{1 - M_n^2}. \quad (108)$$

Поскольку коэффициент частотных искажений M_n задается для нижней рабочей частоты, то значение $x_{n, \text{ макс}}$ должно соответствовать ω_n .

Для обеспечения заданного подъема характеристики величина α_n должна быть не меньше определенного значения:

$$\alpha_n \geq \frac{4}{\delta_n^2} - 1 = \frac{1 + \sqrt{1 - M_n^2}}{1 - \sqrt{1 - M_n^2}}, \quad (109)$$

а волновое сопротивление при наличии шунта на вторичной обмотке трансформатора

$$\rho_n = \frac{\alpha_n \delta_n R_1}{2 \sqrt{q_n}} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4}{\delta_n^2 (1 + \alpha_n)}} \right]. \quad (110)$$

Наименьшему значению α_n , при котором обеспечивается заданный подъем характеристики, соответствует единственное значение индуктивности первичной обмотки. При других значениях α_n , удовлетворяющих неравенству (109), требование определенного подъема характеристики выполняется при двух различных значениях ρ_n , а значит, и L_1 . Из экономических соображений выгоднее брать меньшее значение L_1 и соответственно большее значение емкости C_l разделительного конденсатора резисторно-трансформаторной схемы, так как в этом случае общая стоимость трансформатора и конденсатора получается меньше. Поэтому перед корнем выражения (110) следует брать знак минус.

Для шунтированного трансформатора резисторно-трансформаторной схемы с подъемом характеристики на нижних частотах расчетные формулы имеют вид:

$$L_1 = \frac{\rho_n \sqrt{q_n}}{\omega_n \sqrt{1 - \frac{\delta_n^2}{2}}} = \frac{\rho_n \sqrt{q_n}}{\omega_n \sqrt[4]{1 - M_n^2}}; \quad (111)$$

$$C_l = \frac{L_1}{\rho_n^2} = \frac{\sqrt{q_n}}{\omega_n \rho_n \sqrt{1 - \frac{\delta_n^2}{2}}} = \frac{\sqrt{q_n}}{\omega_n \rho_n \sqrt[4]{1 - M_n^2}}. \quad (112)$$

Если емкость источника задана, то для получения требуемого подъема частотной характеристики нужно взять определенное значение

$$\alpha_n = \frac{\left(\frac{1}{\omega_n C_l R_1} \right)^2}{\frac{\delta_n^2}{2} - 1 + \frac{\delta_n}{\omega_n C_l R_1} \sqrt{1 - \frac{\delta_n^2}{2}}} - 1. \quad (113)$$

Для трансформатора без шунта на вторичной обмотке расчетные формулы имеют однозначный вид:

$$\rho_n = \frac{R_1}{\delta_n}; \quad (114)$$

$$L_1 = \frac{R_1}{\omega_n \delta_n \sqrt{1 - \frac{\delta_n^2}{2}}}; \quad (115)$$

$$C_t = \frac{1}{\omega_n R_1 \sqrt{\frac{1}{\delta_n^2} - \frac{1}{2}}}. \quad (116)$$

Частотная характеристика не будет иметь подъема в области нижних частот, если $\delta_n \geq \sqrt{2}$. С экономической точки зрения выгоднее брать $\delta_n = \sqrt{2}$, так как в этом случае произведение $L_1 C_t$ получается меньше.

Подставляя в (104) значение $\delta_n = \sqrt{2}$ и решая относительно x_n , получим

$$x_n = \sqrt[4]{M_n^2 - 1}. \quad (117)$$

Тогда для шунтированного трансформатора без подъема характеристики на нижних частотах имеем:

$$\rho_n = \frac{\alpha_n R_1}{\sqrt{2q_n}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1 + \alpha_n}} \right); \quad (118)$$

$$L_1 = \frac{\rho_n \sqrt{q_n}}{\omega_n \sqrt[4]{M_n^2 - 1}}; \quad (119)$$

$$C_t = \frac{\sqrt{q_n}}{\omega_n \rho_n \sqrt[4]{M_n^2 - 1}}. \quad (120)$$

Формула для определения α_n по заданной величине емкости источника имеет вид:

$$\alpha_n = \frac{\left(\frac{1}{\omega_1 C_t R_1} \right)^2}{\sqrt[4]{M_n^2 - 1} \left(\frac{\sqrt{2}}{\omega_n C_t R_1} - \sqrt[4]{M_n^2 - 1} \right)} - 1. \quad (121)$$

Для нешунтированного трансформатора без подъема характеристики получаем

$$L_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{R_1}{\omega_H \sqrt[4]{M_H^2 - 1}}; \quad (122)$$

$$C_t = \frac{\sqrt{2}}{\omega_H R_1 \sqrt[4]{M_H^2 - 1}}. \quad (123)$$

Формула, определяющая фазовую характеристику в области нижних частот для трансформатора, работающего от

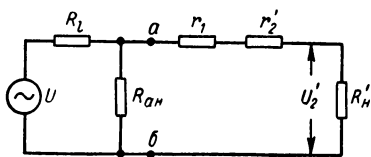


Рис. 5. Эквивалентная схема резисторно-трансформаторного каскада для средних частот

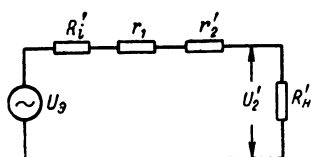


Рис. 6. Упрощенная эквивалентная схема резисторно-трансформаторного каскада для средних частот

источника с емкостным сопротивлением, находится из выражения (103)

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{x_H \delta_H}{1 - x_H^2}. \quad (124)$$

Фазовые сдвиги в области нижних частот положительны (выходное напряжение опережает по фазе входное напряжение). С уменьшением частоты угол сдвига фазы увеличивается, стремясь к 180° .

Остальные электрические данные. Так как емкостная составляющая сопротивления источника э. д. с. на средних частотах пренебрежимо мала, то расчет коэффициента трансформации, сопротивления обмоток производится как для трансформатора, работающего от источника с активным внутренним сопротивлением, т. е. по формулам § 2—4.

Для трансформатора резисторно-трансформаторной схемы вместо сопротивления R_i во все расчетные формулы следует подставлять величину

$$R'_i = \frac{R_i R_{ан}}{R_i + R_{ан}}, \quad (125)$$

где $R_{ан}$ — сопротивление анодной нагрузки каскада.

Преобразовав эквивалентную схему рис. 5 относительно точек *a* и *b* на основании теоремы эквивалентного генератора, найдем коэффициент передачи трансформатора.

На схеме рис. 6 R'_i — внутреннее сопротивление эквивалентного генератора, определяется по (125), U_\varnothing — э. д. с. эквивалентного генератора,

$$U_\varnothing = U \frac{R_{aH}}{R_i + R_{aH}}. \quad (126)$$

Коэффициент передачи трансформатора при активной или индуктивной нагрузке

$$\begin{aligned} K &= k \frac{U'_2}{U} = k \frac{U_\varnothing}{U} \frac{R'_H}{R'_i + r_1 + r'_2 + R'_H} = \\ &= k \frac{R_{aH} R'_H}{(R_i + R_{aH})(R'_i + R_a)} = k \eta \frac{R_{aH} R_a}{(R_i + R_{aH})(R'_i + R_a)}. \end{aligned} \quad (127)$$

Для трансформатора с емкостной нагрузкой коэффициент передачи равен:

при наличии шунта на вторичной обмотке

$$K = k q_B \frac{R_{aH}}{R_i + R_{aH}}; \quad (128)$$

при отсутствии шунта

$$K = k \frac{R_{aH}}{R_i + R_{aH}}. \quad (129)$$

Пример 9. Рассчитать электрические данные входного шунтированного трансформатора резисторно-трансформаторной схемы, если известно: $R_i = 500$ ом, $R_{aH} = 3000$ ом, $f_H = 100$ гц, $f_B = 12\,000$ гц, $M_H = -2$ дб = 0,794, $M_B = 0,5$ дб = 1,06, $C_H = 50$ пф, $k = 6$.

1. Находим внутреннее сопротивление эквивалентного генератора по (125):

$$R'_i = \frac{R_i R_{aH}}{R_i + R_{aH}} = \frac{500 \cdot 3000}{500 + 3000} = 430 \text{ ом.}$$

2. Задаемся коэффициентом ξ для трансформатора с емкостной нагрузкой и находим активные сопротивления обмоток по (87):

$$\xi = 0,7; \quad r_1 = r'_2 = \frac{R'_i}{2} \left(\frac{1}{\xi^2} - 1 \right) = \frac{430}{2} \left(\frac{1}{0,7^2} - 1 \right) = 224 \text{ ом.}$$

3. Определяем сопротивление:

$$R_1 = R'_l + r_1 = 430 + 224 = 654 \text{ ом.}$$

4. Находим по (109) значение коэффициента:

$$\alpha_n > \frac{1 + \sqrt{1 - M_n^2}}{1 - \sqrt{1 - M_n^2}} = \frac{1 + \sqrt{1 - 0,794^2}}{1 - \sqrt{1 - 0,794^2}} = 4,1.$$

Принимаем $\alpha_n = 5$.

5. Определяем по (102) значение коэффициента:

$$q_n = \frac{\alpha_n}{1 + \alpha_n} = \frac{5}{1 + 5} = 0,835.$$

6. Определяем по (107) коэффициент затухания:

$$\delta_n = \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - M_n^2})} = \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - 0,794^2})} = 0,885.$$

7. Находим по (110) волновое сопротивление:

$$\begin{aligned} \rho_n &= \frac{\alpha_n \delta_n R_1}{2 \sqrt{q_n}} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4}{\delta_n^2 (1 + \alpha_n)}} \right] = \\ &= \frac{5 \cdot 0,885 \cdot 654}{2 \sqrt{0,835}} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4}{0,885^2 (1 + 5)}} \right] = 982 \text{ ом.} \end{aligned}$$

8. Определяем требуемую индуктивность первичной обмотки и ее постоянную времени по (111) и (19):

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{\rho_n \sqrt{q_n}}{\omega_n \sqrt{1 - M_n^2}} = \frac{982 \sqrt{0,835}}{6,28 \cdot 100 \sqrt{1 - 0,794^2}} = 1,83 \text{ зН,} \\ \tau_1 &= \frac{L_1}{r_1} = \frac{1,83}{224} = 8,15 \cdot 10^{-3} \text{ сек.} \end{aligned}$$

9. Находим по (112) емкость разделительного конденсатора:

$$C_l = \frac{L_1}{\rho_n^2} = \frac{1,83}{982^2} = 1,9 \cdot 10^{-6} \text{ ф.}$$

10. Определяем приведенное значение сопротивления шунта из (102):

$$\alpha_n = \frac{R_2}{R_1} = \frac{r'_2 + R'_n}{R_1};$$

$$R'_n = R_1 \alpha_n - r'_2 = 654 \cdot 5 - 224 = 3046 \text{ ом.}$$

11. Находим сопротивление:

$$R_n = R'_l + r_1 + r'_2 = 430 + 224 + 224 = 878 \text{ ом.}$$

12. Определяем коэффициенты α_B и q_B по (56):

$$\alpha_B = \frac{R'_H}{R_B} = \frac{3046}{878} = 3,47;$$

$$q_B = \frac{\alpha_B}{1 + \alpha_B} = \frac{3,47}{1 + 3,47} = 0,777.$$

13. Берем $\delta_B = \sqrt{2}$, так как подъем характеристики на верхних частотах не требуется. Определяем по (74) волновое сопротивление:

$$\begin{aligned} \rho_B &= \frac{\alpha_B R_B}{1 + 2q_B} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1 + \alpha_B}} \right) = \\ &= \frac{3,47 \cdot 878}{\sqrt{2 \cdot 0,777}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1 + 3,47}} \right) = 4260 \text{ ом} \quad (626 \text{ ом}). \end{aligned}$$

14. Находим по (75) допустимую величину индуктивности рассеяния (два возможных значения):

$$\begin{aligned} L_s &= \frac{\rho_B \sqrt[4]{M_B^2 - 1}}{\omega_B \sqrt{q_B}} = \frac{4260 \sqrt[4]{1,06^2 - 1}}{6,28 \cdot 12 \cdot 10^3 \sqrt[3]{0,777}} = \\ &= 37,8 \cdot 10^{-3} \text{ эН} \quad (5,55 \cdot 10^{-3} \text{ эН}). \end{aligned}$$

Коэффициент рассеяния при этом

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{37,8 \cdot 10^{-3}}{1,83} = 0,0206 \quad (0,003).$$

15. Определяем по (76) допустимую полную емкость, нагружающую трансформатор, из условия обеспечения заданного коэффициента трансформации:

$$\begin{aligned} k &= \frac{\sqrt[4]{M_B^2 - 1}}{\omega_B \sqrt{L_s C q_B}}; \quad C = \frac{\sqrt{M_B^2 - 1}}{\omega_B^2 L_s q_B k^2} = \\ &= \frac{\sqrt{1,06^2 - 1} \cdot 10^{12}}{(6,28 \cdot 12 \cdot 000)^2 \cdot 37,8 \cdot 10^{-3} \cdot 0,777 \cdot 6^2} = 58 \text{ пФ} \quad (392 \text{ пФ}). \end{aligned}$$

При этом допустимая собственная емкость трансформатора

$$C_0 = C - C_H = 58 - 50 = 8 \text{ пФ} \quad (342 \text{ пФ}).$$

Первое значение C_0 конструктивно невыполнимо. Окончательно устанавливаем пределы допустимых значений паразитных параметров:

$$L_s = 5,55 \text{ мЭН}, \quad C_0 = 342 \text{ пФ}.$$

При этом требуемый коэффициент рассеяния $\sigma = 0,003$ (см. п. 14) можно получить, если взять сердечник из пермаллоя.

16. Находим коэффициент передачи трансформатора по (128):

$$K = kq_{\text{в}} \frac{R_{\text{ан}}}{R_{\text{г}} + R_{\text{ан}}} = 6,0,777 \frac{3000}{500 + 3000} = 4.$$

17. Находим величины сопротивлений шунта и вторичной обмотки:

$$R_{\text{н}} = R'_{\text{н}} k^2 = 3046 \cdot 6^2 = 110\,000 \text{ ом};$$

$$r_2 = r'_2 k^2 = 224 \cdot 6^2 = 8050 \text{ ом}.$$

Пример 10. Произвести электрический расчет трансформатора по следующим данным:

$R_{\text{г}} = 10^5 \text{ ом}$, $C_{\text{г}} = 0,33 \cdot 10^{-6} \text{ ф}$, $R_{\text{ан}} = 10^4 \text{ ом}$, $f_{\text{н}} = 100 \text{ гц}$, $f_{\text{в}} = 12\,000 \text{ гц}$, $M_{\text{н}} = 0,5 \text{ дб}$, $M_{\text{в}} = -2 \text{ дб}$, $C_{\text{н}} = 50 \text{ нф}$, шунт не требуется.

1. Определяем внутреннее сопротивление эквивалентного генератора по (125):

$$R'_g = \frac{R_{\text{г}} R_{\text{ан}}}{R_{\text{г}} + R_{\text{ан}}} = \frac{10^5 \cdot 10^4}{10^5 + 10^4} = 9100 \text{ ом}.$$

2. Находим из (123) величину сопротивления:

$$\begin{aligned} R_1 = R'_g + r_1 &= \frac{\sqrt{2}}{\omega_{\text{н}} C_{\text{г}} \sqrt[4]{M_{\text{н}}^2 - 1}} = \\ &= \frac{1,41}{628 \cdot 0,33 \cdot 10^{-6} \sqrt[4]{1,06^2 - 1}} = 11\,500 \text{ ом}. \end{aligned}$$

3. Определяем активные сопротивления обмоток:

$$r_1 = r'_2 = R_1 - R'_g = 11\,500 - 9100 = 2400 \text{ ом}.$$

4. Находим индуктивность первичной обмотки по (122):

$$L_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{R_1}{\omega_{\text{н}} \sqrt[4]{M_{\text{н}}^2 - 1}} = \frac{11\,500}{1,41 \cdot 628 \sqrt[4]{1,06^2 - 1}} = 22 \text{ гн}.$$

5. Постоянная времени первичной обмотки

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{22}{2400} = 9,15 \cdot 10^{-3} \text{ сек}.$$

6. Определяем по (62) коэффициент затухания:

$$\delta_{\text{в}} = \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - M_{\text{в}}^2})} = \sqrt{2(1 - \sqrt{1 - 0,794^2})} = 0,885.$$

7. Находим по (56) сопротивление:

$$R_{\text{в}} = R'_g + r_1 + r'_2 = R_1 + r'_2 = 11\,500 + 2400 = 13\,900 \text{ ом}.$$

8. Определяем по (71) индуктивность рассеяния:

$$L_s = \frac{R_p}{\omega_B} \sqrt{\frac{1}{\xi_B^2} - \frac{1}{2}} = \frac{13900}{6,28 \cdot 12 \cdot 10^3} \sqrt{\frac{1}{0,885^2} - \frac{1}{2}} = 0,163 \text{ гн.}$$

9. Коэффициент рассеяния

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,163}{22} = 0,0074.$$

10. Задаемся приемлемой величиной собственной емкости трансформатора $C_o = 250 \text{ пф}$ и выбираем подстроечный конденсатор со средним значением емкости $C_k = 50 \text{ пф}$. Находим величину суммарной емкости, нагружающей трансформатор,

$$C = C_o + C_k + C_H = 250 + 50 + 50 = 350 \text{ пф.}$$

11. Находим по (72) коэффициент трансформации:

$$k = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\delta_B}{R_B} \sqrt{\frac{L_s}{C}} = \frac{0,885}{13900} \sqrt{\frac{0,163}{350 \cdot 10^{-12}}} = 1,37.$$

12. Определяем по (129) коэффициент передачи трансформатора:

$$K = k \frac{R_{ан}}{R_l + R_{ан}} = 1,37 \frac{10^4}{10^5 + 10^4} = 0,125.$$

13. Находим сопротивление вторичной обмотки:

$$r_2 = r_2' k^2 = 2400 \cdot 1,37^2 = 4500 \text{ ом.}$$

Пример 11. Рассчитать трансформатор по данным примера 10, но с применением шунта.

1. Величина сопротивления R_l' остается прежней.

Задаемся коэффициентом использования $\xi = 0,85$ и определяем активные сопротивления обмоток по (87):

$$r_1 = r_2' = \frac{R_l'}{2} \left(\frac{1}{\xi^2} - 1 \right) = \frac{9100}{2} \left(\frac{1}{0,85^2} - 1 \right) = 1750 \text{ ом.}$$

2. Находим величину сопротивления:

$$R_1 = R_l' + r_1 = 9100 + 1750 = 10850 \text{ ом.}$$

3. Выбираем $\delta_H = \sqrt{2}$ и определяем коэффициенты

$$\begin{aligned} \alpha_H &= \frac{\left(\frac{1}{\omega_H C_l R_1} \right)^2}{\sqrt[4]{M_H^2 - 1} \left(\frac{\sqrt{2}}{\omega_H C_l R_1} - \sqrt[4]{M_H^2 - 1} \right)} - 1 = \\ &= \frac{\left(\frac{1}{6,28 \cdot 100 \cdot 0,33 \cdot 10^{-6} \cdot 1,085 \cdot 10^4} \right)^2}{\sqrt[4]{1,06^2 - 1} \left(\frac{1,41}{628 \cdot 0,33 \cdot 10^{-6} \cdot 1,085 \cdot 10^4} - \sqrt[4]{1,06^2 - 1} \right)} - \\ &- 1 = 7,65. \end{aligned}$$

4. Находим коэффициент q_H и волновое сопротивление ρ_H из (120)

$$q_H = \frac{\alpha_H}{1 + \alpha_H} = \frac{7,65}{1 + 7,65} = 0,885;$$

$$\rho_H = \frac{\sqrt{q_H}}{\omega_H C_i \sqrt[4]{M_H^2 - 1}} = \frac{\sqrt{0,885}}{628 \cdot 0,33 \cdot 10^{-6} \sqrt[4]{1,06^2 - 1}} = 7700 \text{ ом.}$$

5. Определяем по (119) индуктивность первичной обмотки:

$$L_1 = \frac{\rho_H \sqrt{q_H}}{\omega_H \sqrt[4]{M_H^2 - 1}} = \frac{7700 \sqrt{0,885}}{628 \sqrt[4]{1,06^2 - 1}} = 19,6 \text{ зн.}$$

При этом постоянная времени первичной обмотки

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{19,6}{1750} = 11,2 \cdot 10^{-3} \text{ сек.}$$

6. Определяем необходимый коэффициент α_B по заданному коэффициенту частотных искажений по (68):

$$\alpha_B \geq \frac{1 + \sqrt{1 - M_B^2}}{1 - \sqrt{1 - M_B^2}} = \frac{1 + \sqrt{1 - 0,794^2}}{1 - \sqrt{1 - 0,794^2}} = 4,1.$$

7. Находим конкретное значение коэффициента α_B :

$$R'_H = \alpha_H R_1 - r'_2 = 7,65 \cdot 10\,850 - 1750 = 81\,250 \text{ ом;}$$

$$R_B = R_1 + r'_2 = 10\,850 + 1750 = 12\,600 \text{ ом;}$$

$$\alpha_B = \frac{R'_H}{R_B} = \frac{81\,250}{12\,600} = 6,45.$$

8. Определяем волновое сопротивление ρ_B ($\delta_B = 0,885$) по (64):

$$q_B = \frac{\alpha_B}{1 + \alpha_B} = \frac{6,45}{1 + 6,45} = 0,865;$$

$$\begin{aligned} \rho_B &= \frac{\alpha_B \delta_B R_B}{2 \sqrt{q_B}} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4}{\delta_B^2 (1 + \alpha_B)}} \right] = \\ &= \frac{6,45 \cdot 0,885 \cdot 12\,600}{2 \sqrt{0,865}} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4}{0,885^2 (1 + 6,45)}} \right] = 17\,000 \text{ ом.} \end{aligned}$$

9. Находим по (65) величину индуктивности рассеяния:

$$L_s = \frac{\rho_B \sqrt[4]{1 - M_B^2}}{\omega_B \sqrt{q_B}} = \frac{17\,000 \sqrt[4]{1 - 0,794^2}}{6,28 \cdot 12 \cdot 10^3 \sqrt{0,865}} = 0,19 \text{ зн.}$$

Коэффициент рассеяния при этом

$$\sigma = \frac{L_2}{L_1} = \frac{0,19}{19,6} = 0,0097,$$

что не вызовет конструктивных затруднений.

10. Полагая величину суммарной емкости $C = 350 \text{ пф}$, как и в примере 10, находим коэффициент трансформации по (66):

$$k = \frac{\sqrt[4]{1 - M_B^2}}{\omega_B \sqrt{L_S C q_B}} = \frac{\sqrt[4]{1 - 0,794^2}}{6,28 \cdot 12 \cdot 10^4 \sqrt{0,19 \cdot 350 \cdot 10^{-12} \cdot 0,865}} = 1,36.$$

11. Определяем коэффициент передачи трансформатора по (128):

$$K = k q_B \frac{R_{ан}}{R_l + R_{ан}} = 1,36 \cdot 0,865 \frac{10^4}{10^4 + 10^4} = 0,107.$$

12. Находим величины сопротивлений шунта и вторичной обмотки

$$R_H = R'_H k^2 = 81\,250 \cdot 1,36^2 = 150\,000 \text{ ом};$$

$$r_2 = r'_2 k^2 = 1750 \cdot 1,36^2 = 3240 \text{ ом}.$$

§ 7. Трансформаторы транзисторных схем

Принципиально расчет трансформаторов транзисторных и ламповых схем производится одинаково.

В предварительных усилителях на транзисторах, работающих, как правило, при малых сигналах, трансформаторная связь по сравнению с непосредственной обеспечивает больший коэффициент усиления, так как трансформатор позволяет согласовать входное и выходное сопротивления каскадов.

Если максимальные изменения токов транзистора не превышают 10—20% от их исходных значений, то условие малости сигнала можно считать выполненным. В этом случае усилитель считают линейным, применяя к нему теорию четырехполюсников. Выражая электрические свойства транзистора через внешние характеристические параметры эквивалентного четырехполюсника, удастся произвести расчет конкретных схем. В общем случае эти параметры являются частотнозависимыми, однако при наложении определенных условий их можно считать постоянными или слабо зависящими от частоты.

Для широко распространенной схемы с общим эмиттером в системе y -параметров имеем:

$$\left. \begin{aligned} I_6 &= y_{11}U_6 + y_{12}U_K; \\ I_K &= y_{21}U_6 + y_{22}U_K, \end{aligned} \right\} \quad (130)$$

где I_6 и I_K — амплитуды токов базы и коллектора; U_6 и U_K — амплитуды напряжений базы и коллектора относительно эмиттера; y_{11} , y_{12} , y_{21} , y_{22} — характеристические проводимости триода.

На достаточно низких частотах (несколько килогерц) параметры $y_{11} \dots y_{22}$ оказываются активными и практически не зависят от частоты. Их можно сравнительно просто измерить или определить по семействам статических характеристик триода:

$$\left. \begin{aligned} y_{11} &= g = \left. \frac{\partial I_6}{\partial U_6} \right|_{U_K = \text{const}}; \\ y_{12} &= -g_{\text{обр}} = - \left. \frac{\partial I_6}{\partial U_K} \right|_{U_6 = \text{const}}; \\ y_{21} &= S_0 = \left. \frac{\partial I_K}{\partial U_6} \right|_{U_K = \text{const}}; \\ y_{22} &= g_i = \left. \frac{\partial I_K}{\partial U_K} \right|_{U_6 = \text{const}}, \end{aligned} \right\} \quad (131)$$

где по аналогии с ламповой терминологией g — входная проводимость; $g_{\text{обр}}$ — проводимость обратной связи; S_0 — крутизна характеристики; g_i — внутренняя проводимость.

На высоких частотах y -параметры становятся частотозависимыми и комплексными. В этом случае имеем [7]:

$$\left. \begin{aligned} G_{\text{вх}} &= \frac{Gr_6 + (\omega\tau_1)^2}{r_6 [1 + (\omega\tau_1)^2]}; \\ C_{\text{вх}} &= \frac{\tau_1 (1 - Gr_6)}{r_6 [1 + (\omega\tau_1)^2]}; \\ G_{\text{вых}} &= G_i + \frac{\omega^2 \tau_1 S_0 r_6 C_K}{1 + (\omega\tau_1)^2}; \\ C_{\text{вых}} &= C_K \left[1 + \frac{S_0 r_6}{1 + (\omega\tau_1)^2} \right]; \\ S &= \frac{S_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}}, \end{aligned} \right\} \quad (132)$$

где r_6 — сопротивление базы, измеряемое на высокой частоте; τ_1 — постоянная времени входа транзистора; C_k — емкость коллектор—база.

Постоянная времени τ_1 связана с предельной частотой усиления по току зависимостью:

а) для схемы с общим эмиттером

$$f_{\beta} = \frac{Gr_6}{2\pi\tau_1};$$

б) для схемы с общей базой

$$f_{\alpha} = \frac{S_0 r_6}{2\pi\tau_1}.$$

Если $(\omega\tau_1)^2 \ll 1$, то выражения (132) существенно упрощаются:

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{r_{вх}} &= G + \frac{(\omega\tau_1)^2}{r_6}; \\ C_{вх} &= \tau_1 \left(\frac{1}{r_6} - G \right); \\ \frac{1}{r_{вых}} &= G_l + \omega^2 \tau_1 S_0 r_6 C_k; \\ C_{вых} &= C_k (1 + S_0 r_6); \\ S &= S_0. \end{aligned} \right\} \quad (133)$$

При этом параметры транзистора $C_{вх}$, $C_{вых}$ и S практически от частоты не зависят, а $g_{вх}$ и $g_{вых}$ зависят слабо. Выражениями (133) определяются наилучшие параметры триода на высоких частотах. Практически при выборе транзистора для заданного диапазона частот следует руководствоваться условием [9]: $\omega_b \tau_1 \leq 0,3$.

Расчет трансформаторов производится по формулам § 2—4. Следует только помнить, что вместо внутреннего сопротивления лампы R_l нужно брать выходное сопротивление транзисторного каскада $r_{вых}$; входное сопротивление следующего каскада является нагрузкой трансформатора.

В усилителях мощности транзисторы работают при больших сигналах, близких к предельно допустимым. Поэтому вопрос обеспечения допустимых нелинейных искажений нередко приобретает первостепенное значение. Нелинейные искажения, вносимые оконечным каскадом, зависят от нелинейности выходных и входных характеристик.

Искажения, обусловленные нелинейностью выходных характеристик, снижаются за счет применения схемы с общей базой или недоиспользования транзистора по мощности.

Искажения, обусловленные нелинейностью входных характеристик, снижают путем рассогласования входа с выходным сопротивлением R_c предоконечного каскада, тем самым несколько уменьшая коэффициент усиления по мощности. Обычно берут для схемы с общей базой $R_c = (2-3) r_{вх}$, для схемы с общим эмиттером $R_c = (3-8) r_{вх}$ [1].

При трансформаторной связи предоконечного и оконечного каскадов для области средних частот

$$R_c = r_2 + r_1 k^2 + r_{\text{вых. пр}} k^2, \quad (134)$$

где r_1 и r_2 — сопротивления обмоток согласующего трансформатора; $r_{\text{вых. пр}}$ — выходное сопротивление предоконечного каскада.

Во избежание существенных нелинейных искажений, вносимых самим трансформатором, величина максимальной индукции в сердечнике в зависимости от мощности нагрузки не должна превышать следующих значений:

$P_n, \text{ вт}$	$B_{\text{макс}}, \text{ тл}$
1	0,5
1—10	0,8
10—100	0,9

Коэффициент трансформации выходного трансформатора при работе на активную нагрузку

$$k = \sqrt{\frac{R_n}{\eta R_k}}, \quad (135)$$

где R_k — оптимальное нагрузочное сопротивление коллекторной цепи транзистора, определяемое при расчете каскада графоаналитическим методом по характеристикам триода [1]; η — к. п. д. трансформатора, выбираемый из табл. 2.

Активные сопротивления обмоток, индуктивность первичной обмотки, индуктивность рассеяния определяются по формулам § 2 при замене R_a на R_k , а также R_l лампы на $r_{\text{вых}}$ транзисторного каскада.

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

§ 8. Трансформаторы с малыми нелинейными искажениями

Во всех случаях, когда для согласования источника э. д. с. с нагрузкой применяется трансформатор, сопротивление, нагружающее упомянутый источник, можно рассматривать как параллельно соединенные индуктивное сопротивление ωL_1 и сопротивление «эквивалентного генератора» $R_{э. н.}$. Первое из этих сопротивлений, как правило, нелинейно, второе же линейно.

Очевидно, чем большая часть тока нагрузки проходит через линейную ветвь $R_{э. н.}$, тем меньше нелинейных искажений будет вноситься нагрузкой (имеется в виду полная нагрузка источника э. д. с.).

С другой стороны, при прочих равных условиях нелинейные искажения, вносимые нагрузкой, связаны со степенью нелинейности индуктивности L_1 .

Оба эти обстоятельства учитываются общепринятой формулой для определения нелинейных искажений (см. [23])

$$k_f = \frac{R_{э. н.}}{\omega L_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} k_n^2}. \quad (136)$$

Здесь k_f — коэффициент нелинейных искажений; k_n — коэффициенты n -х гармоник тока, зависящие от материала магнитопровода, его конструкции, частоты, индукции.

Однако, как показала практика, указанная формула является приближенной, поскольку она учитывает не все факторы, определяющие нелинейные искажения.

Расхождение между величинами k_f , рассчитанными по данной формуле и фактически полученными, особенно существенно в случаях, когда допустимая норма искажений достаточно мала (1—2% или менее).

Кроме того, из формулы (136) следует, что с увеличением частоты (при неизменной выходной мощности и, следовательно, при неизменной максимальной амплитуде вы-

ходного сигнала) нелинейные искажения падают, так как
а) множитель $R_{э, н}/\omega L_1$ обратно пропорционален частоте;
б) с ростом частоты индукция падает, и коэффициенты k_n уменьшаются (хотя и существенно медленней, чем множитель $R_{э, н}/\omega L_1$).

На практике же наблюдается совсем иная картина, а именно: нелинейные искажения убывают (причем весьма медленно) до некоторой средней частоты, а затем снова растут, причем в ряде случаев нелинейные искажения на верхней границе рабочего диапазона частот больше, чем на нижней.

В настоящее время исчерпывающей теории, учитывающей все факторы, обуславливающие нелинейные искажения, не существует. Поэтому ограничимся качественным рассмотрением основных факторов, влияющих на эти искажения, и укажем конструктивные меры, уменьшающие влияние этих факторов:

1. Наличие в магнитопроводах углов (например, в броневых Ш-образных шихтованных магнитопроводах, набранных из штампованных пластин) ведет к заметному (в 1,3 — 1,5 раза) увеличению искажений. Поэтому везде, где это возможно, следует применять магнитопроводы «плавной геометрии» (торы ферритовые и витые ленточные, магнитопроводы ПЛ и ШЛ).

2. В выходных двухтактных трансформаторах асимметрия плеч первичной (а при двухтактном выходе и вторичной) обмотки как по числу витков, так и по величинам сопротивлений и паразитных параметров существенно (в отдельных случаях в 2—3 раза) увеличивают величину нелинейных искажений. Особенно сказывается асимметрия емкостей между концами первичной обмотки и средней точкой, поскольку при этом нарушается симметричность режимов работы плеч каскада. Во избежание этих искажений следует добиваться симметрии плеч, что достигается соответствующей конструкцией обмоток трансформатора (см. § 24).

3. Во входных трансформаторах, особенно выполненных на магнитопроводах из материалов с высокой проницаемостью (сплавы 79НМ, 80НХС и т. д.), наличие остаточного намагничивания сердечника, как правило, приводит к увеличению нелинейных искажений. Следует иметь в виду, что остаточное намагничивание может быть, например,

после использования любого прибора постоянного тока для проверки обмоток на отсутствие обрывов.

Во избежание намагничивания трансформатор после сборки и проверки следует размагнитить, что проще всего производить подачей на первичную обмотку сигнала с частотой 50 гц и напряжением, соответствующим индукции насыщения; затем напряжение плавно уменьшается до нуля (это можно сделать, например, с помощью автотрансформатора ЛАТР-1).

4. Нелинейные искажения, особенно на верхних частотах, возникают, в частности, из-за механических колебаний частей магнитопровода под влиянием переменного электромагнитного поля.

Во избежание этих колебаний пакет магнитопровода (шихтованного) следует плотно зажать, а половины ленточного разрезного магнитопровода надежно стянуть.

Следует иметь в виду, что нелинейные искажения не могут иметь величину меньшую, чем следует из формулы (136). Поэтому во всех случаях, когда предъявляются особо строгие требования по нелинейным искажениям, необходимо прежде всего обеспечить, чтобы рассчитанное по указанной формуле значение k_f было несколько меньше, чем предельно допустимое.

При норме нелинейных искажений 1—2% и ниже можно обеспечить заданное значение k_f (при соблюдении вышеприведенных рекомендаций), если принять расчетное значение k_f в пределах 0,4—0,6 от заданного (предельно допустимого).

§ 9. Трансформаторы для многоканальных устройств

Основным требованием, предъявляемым к многоканальным устройствам (МУ), является сведение к минимуму разброса частотных и фазовых характеристик каналов. Отсюда следует, что необходимо обеспечить высокую степень идентичности параметров однотипных трансформаторов, предназначенных для работы в этих устройствах.

Рассмотрим порознь специфические особенности трансформаторов, предназначенных для работы в МУ.

Входные трансформаторы. Эти трансформаторы работают, как правило, в режиме, при котором соотношение мощностей, подводимой к трансформатору и отдаваемой им в нагрузку, не нормируется (обычно это отношение много

больше единицы). Приведенное сопротивление нагрузки Z'_n у этих трансформаторов много больше индуктивного сопротивления первичной обмотки на нижней частоте. Кроме того, сопротивление Z'_n часто бывает комплексной величиной, обычно с преобладанием емкостной составляющей (входное сопротивление электронной лампы).

Как правило, входные параметры электровакуумных приборов недостаточно стабильны (разброс этих параметров достигает 30—50% от номинала). Нестабильна также величина паразитных емкостей монтажа входных различных каналов.

Таким образом, полные значения нагрузочных сопротивлений трансформатора имеют разброс как по абсолютным значениям модуля, так и по соотношениям между составляющими (а следовательно, и по их частотным зависимостям). Эти обстоятельства могут, при отсутствии надлежащих мер, привести к существенному разбросу амплитудных и фазовых характеристик входных цепей различных каналов, а следовательно, и упомянутых характеристик самих каналов.

Как будет показано ниже, наиболее простым и доступным способом сведения упомянутого разброса к минимуму, является шунтирование трансформатора. Однако применение этого метода не всегда возможно, поскольку при этом получается существенный проигрыш по коэффициенту передачи K . Это объясняется тем, что наличие шунта влечет за собой уменьшение приведенного сопротивления нагрузки R'_n , а это в свою очередь уменьшает

$$K = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R'_n}{R_i}} \eta.$$

В некоторых случаях, особенно при малом уровне входного сигнала, следует стремиться сохранить высокое значение коэффициента нагрузки $\alpha = R_n/R_i$. В этом случае трансформатор работает в режиме, близком к режиму холостого хода, и его характеристики (частотная и фазовая) будут определяться в основном паразитными параметрами (индуктивностью рассеяния и собственной емкостью).

Поскольку вопросы правильного выбора электрических параметров трансформаторов рассмотрены в главе первой, приведем конструктивные и технологические решения,

которые позволяют повысить стабильность параметров серии однотипных трансформаторов.

Основной причиной нестабильности параметра L_1 является нестабильность эффективной магнитной проницаемости магнитопровода $\mu_{\text{эфф}}$. Нестабильность $\mu_{\text{эфф}}$ обусловлена в основном тем, что всеми действующими нормами оговаривается только минимальное значение этого параметра для материала. Как показала практика, значительный процент материалов, выпускаемых промышленностью, при надлежащей термообработке приобретает параметры, существенно лучше минимально допустимых. Это превышение фактических параметров над минимально допустимыми лежит в пределах от 0 до 50%.

Следовательно, в разных магнитопроводах одного и того же типоразмера и из одной и той же марки материала при равных витковых данных L_1 может меняться (в некоторых произвольных единицах) от 1 до 1,5. Наиболее стабильное значение $\mu_{\text{эфф}}$ у магнитопроводов ОЛ (торы витые, ленточные). Однако, несмотря на это обстоятельство, от применения таких магнитопроводов для МУ рекомендуется воздержаться, так как весьма трудно скомпенсировать все же имеющийся у них разброс значений $\mu_{\text{эфф}}$.

Магнитопроводы на шихтованных Ш-образных пластинах, а также витые, разрезные ПЛ и ШЛ имеют больший разброс по $\mu_{\text{эфф}}$; однако этот разброс в значительной степени может быть скомпенсирован введением немагнитного зазора. Происходящее при этом уменьшение $\mu_{\text{эфф}}$ и, как следствие этого, некоторое увеличение габаритов трансформаторов до известной степени окупается тем, что введение немагнитного зазора уменьшает влияние амплитуды входного сигнала на магнитную проницаемость, а следовательно, и на частотную и фазовую характеристики (более стабильна L_1).

Вторым, не менее важным соображением в пользу применения шихтованных и ленточных разрезных магнитопроводов является то обстоятельство, что технология намотки трансформаторов на этих магнитопроводах более проста и дает более стабильное значение паразитных параметров, чем на магнитопроводах ОЛ.

В настоящее время промышленностью выпускаются магнитопроводы из ферритов (оксиферов), предназначенные для работы в диапазоне частот свыше 100—150 кГц (наивысшие частоты, на которых надежно работают шихтован-

ные и витые магнитопроводы из ферромагнитных сплавов). Эти магнитопроводы выпускаются как тороидальными, так и Ш-образными. Все соображения, относящиеся к магнитопроводам различной конфигурации из ферромагнитных материалов, сохраняют свою силу и для магнитопроводов из ферритов.

При конструировании входных трансформаторов для МУ следует обратить особое внимание на стабильность паразитных параметров. Конструктивные меры, применяемые для обеспечения этого требования, по сути дела сводятся к максимально-допустимому геометрическому подобию катушек трансформаторов (намотка слоевая или галетно-слоевая, строго постоянное число витков в слое, равномерное распределение витков в слое; для галет — равенство числа слоев в одноименных галетах различных катушек, в каждой галете — равенство числа витков в слое, однообразное расположение галет, строгое соблюдение схемы соединения секций).

Технологические меры сводятся к соблюдению стабильности технологических процессов в ходе изготовления всей партии трансформаторов для данного МУ (намотка одноименных обмоток проводом с одного барабана, на одном станке, с постоянным значением натяжения, пропитка компаундом одного состава).

При изготовлении трансформаторов на стабильность технологического процесса следует обращать особое внимание, поскольку, как показала практика, основной причиной брака трансформаторов для МУ является несоблюдение этого требования.

Выходные и междукаскадные трансформаторы. Трансформаторы этого класса являются нагруженными, т. е. работают в режиме передачи определенной мощности. При этом коэффициент нагрузки α определяется параметрами электронной лампы (или транзистора), примененной в данном каскаде, и для расчетчика трансформатора является заданным.

Все сказанное выше о стабильности параметров магнитопроводов в равной мере относится и к выходным трансформаторам. Однако выходные трансформаторы не могут работать ни в режиме холостого хода, ни, как правило, с шунтом, потребляющим значительную часть мощности. Поэтому для достижения стабильности частотных и фазовых характеристик есть только два пути: обеспечение

стабильности L_1 и сведение к минимуму влияния L_1 на характеристики трансформатора (и каскада в целом).

Первый путь достаточно ясен, поэтому поясним на примере второй. В первом приближении можно считать фазовый сдвиг φ [2]

$$\varphi \approx \arctg A, \quad \text{где } A = \frac{R_{\text{э. н.}}}{\omega L_1}.$$

Считая вполне допустимым разброс $\mu_{\text{эфф}}$, а следовательно, и L_1 порядка $\pm 15\%$ от некоторой номинальной (не минимально-допустимой) величины, получаем для разных номинальных значений A следующие значения разброса фазовых характеристик $\Delta\varphi$:

A	0,3	0,2	0,1
$\Delta\varphi$	4° 50'	3° 20'	2° 10'

Отсюда видно, что с изменением A от 0,3 до 0,1 $\Delta\varphi$ изменяется от 4°50' до 2°10'. При этом коэффициент частотных искажений M_n уменьшается от 0,6 до 0,1 дб.

Таким образом, трансформаторы для МУ должны иметь весьма малые частотные искажения на нижней частоте.

Стабилизация паразитных параметров в основном достигается теми же приемами, что и во входных трансформаторах. Следует также рекомендовать стержневую (двухкатушечную) конструкцию трансформатора, позволяющую получить не только повторяемость параметров трансформатора от изделия к изделию, но и обеспечить равенство паразитных параметров плеч (для двухтактной схемы), что также существенно для фазовых искажений на средних и высших частотах рабочего диапазона.

Не рекомендуется вводить в трансформаторах, предназначенных для работы в МУ, обмотку обратной связи, поскольку в этом случае неизбежный разброс параметров обмотки может послужить дополнительной причиной разброса частотно-фазовых характеристик выходных каскадов различных каналов.

§ 10. Шунтированные трансформаторы

Известно, что электрические параметры серии однотипных трансформаторов никогда не бывают идентичными. По ряду технологических причин эти трансформаторы имеют некоторый разброс по индуктивности первичной обмотки,

потерям в магнитопроводе, сопротивлению обмоток, собственной емкости, индуктивности рассеяния и другим параметрам.

Кроме того, входные параметры цепей, являющихся нагрузкой для трансформаторов, могут иметь разбросы и существенно меняться при изменении частоты. Вследствие этого характеристики трансформаторов (частотная и фазовая, коэффициенты передачи и полезного действия и т. д.) также имеют определенные разбросы.

В тех случаях, когда желательно эти разбросы свести к минимуму, а также для улучшения одной из характеристик за счет ухудшения другой (в основном добиваются уменьшения частотных и фазовых искажений, либо повышения стабильности входного сопротивления при изменении частоты, за счет ухудшения к. п. д. или уменьшения коэффициента передачи), применяется шунтирование трансформатора, т. е. подключение дополнительной нагрузки параллельно первичной либо вторичной обмотке.

Шунт в первичной обмотке применяется в основном для компенсации нестабильности параметров нагрузки, во вторичной — для компенсации нестабильности параметров самого трансформатора. Чаще всего шунтирование применяют для трансформаторов, используемых в измерительной аппаратуре и аппаратуре высококачественного звуковоспроизведения.

В первом случае, как правило, нагрузкой трансформатора является измерительный прибор, чаще всего ламповый вольтметр, имеющий высокое входное сопротивление. Поэтому трансформатор работает в режиме, близком к режиму холостого хода, и основной причиной нестабильности характеристик является нестабильность параметров самого трансформатора, в основном нестабильность индуктивностей L_s и L_1 .

Надлежащим подбором шунта можно сделать входное сопротивление трансформаторов стабильным, практически с любой степенью точности. При этом, однако, увеличивается потребление мощности измерительной цепью.

Частотные искажения, вносимые шунтированным трансформатором на нижней частоте

$$M_n = \sqrt{\frac{R_n'^2}{\omega_n^2 L_1^2} + 1},$$

где $R'_н$ — сопротивление нагрузки (измерительный прибор и шунт, включенные параллельно), пересчитанное в первичную обмотку.

Фазовые искажения на этой же частоте

$$\varphi_n \approx \arctg \frac{R'_н}{\omega_n L_1},$$

а потребление мощности в измерительной цепи $P = u_1^2/R'_н$ (для трансформатора напряжения); $P = I_1^2 R'_н$ (для трансформатора тока).

Выбор сопротивления шунта производится, исходя из того, какое из требований (максимально-допустимое потребление мощности или минимально-допустимое значение частотных и фазовых искажений) является наиболее важным.

Шунт в первичной обмотке, как было указано выше, применяется для компенсации нестабильности нагрузки, в основном при необходимости стабилизации входного сопротивления трансформатора.

Наиболее часто применяется шунт во входном трансформаторе микрофонного усилителя со входным каскадом на электронной лампе. В этом случае нагрузка трансформатора имеет емкостной характер, а для обеспечения надлежащей работы микрофона наиболее благоприятной является активная нагрузка.

Шунт чаще всего подбирают, руководствуясь известным условием активности нагрузки [23]:

$$R_{ш} \leq \frac{1}{3\omega_b C'},$$

где C' — суммарная емкость нагрузки, монтажа и собственная, приведенная в первичную обмотку.

Входное сопротивление шунтированного трансформатора

$$R_{вх. ш} = \frac{R_{вх. н} R'_{ш}}{R_{вх. н} + R'_{ш}},$$

где $R_{вх. н}$ — входное сопротивление нешунтированного трансформатора; $R'_{ш}$ — сопротивление шунта, приведенное к первичной обмотке (для трансформатора с шунтом в первичной обмотке $R'_{ш} = R_{ш}$).

Так как обычно $R'_{\text{ш}} \leq R_{\text{вх. н}}$, то с введением шунта модуль входного сопротивления трансформатора существенно снижается, следовательно, снижается и максимально допустимый коэффициент передачи. Это уменьшение обычно лежит в пределах 20—40%. Однако шунтирование входных трансформаторов даже в этих условиях целесообразно, поскольку оно обеспечивает существенное уменьшение частотных искажений и, следовательно, лучшее качество звуковоспроизведения.

Рассмотрим пример применения шунтированного трансформатора.

Пример 12. Рассчитать измерительный трансформатор тока (далее будем его называть трансформатором тока — Т.Т.).

Технические данные:

Максимальная сила тока $I_1 = 50 \text{ а.}$

Максимальное выходное напряжение $U_2 = 50 \text{ в.}$

Сопротивление нагрузки (измерительный прибор) $R_{\text{н}} = 100000 \text{ ом.}$

Нижняя частота $f_{\text{н}} = 500 \text{ гц.}$

Верхняя частота $f_{\text{в}} = 20000 \text{ гц.}$

Произведем расчет нешунтированного трансформатора. Сила тока во вторичной обмотке

$$I_2 = \frac{U_2}{R_{\text{н}}} = \frac{50}{100\,000} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ а.}$$

Коэффициент трансформации (без учета к. п. д.)

$$k = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{50}{5 \cdot 10^{-4}} = 10^5.$$

Напряжение на первичной обмотке должно быть не менее

$$U_1 = \frac{U_2}{k} = \frac{50}{10^5} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ в.}$$

И, следовательно, входное сопротивление трансформатора

$$R_a \approx R'_{\text{н}} = \frac{U_1}{I_1} = 10^{-5} \text{ ом.}$$

Считая входную проводимость трансформатора преимущественно активной, определим минимально допустимое значение емкостной составляющей входного сопротивления

$$X_C \geq 3R'_{\text{н}} = 3 \cdot 10^{-5} \text{ ом;}$$

$$C' \leq \frac{1}{\omega_{\text{н}} X_C} = \frac{1}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 3 \cdot 10^{-5}} = 0,26 \text{ ф.}$$

Максимально допустимая емкость вторичной обмотки

$$C_2 = \frac{C'}{k^2} \leq \frac{0,26}{10^{10}} = 26 \cdot 10^{-12} \text{ ф} = 26 \text{ пф.}$$

Следует учесть, что $\omega_2 \geq k = 10^5$. При таком числе витков получение собственной емкости обмотки не свыше 26 пф — задача технически неосуществимая, следовательно, выполнение трансформатора без шунта невозможно.

Рассчитаем шунтированный трансформатор.

Шунт выберем из расчета обеспечения $I_2 = 0,1 \text{ а:}$

$$R_{\text{ш}} \approx \frac{U_2}{I_2} = \frac{50}{0,1} = 500 \text{ ом,}$$

$$k = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{50}{0,1} = 500.$$

Считая $\omega_2 = k$, что обычно имеет место у Т.Т., и приняв $C_2 = 50 \text{ пф}$ (при $\omega_2 = 500$ задача обеспечения $C_2 \leq 50 \text{ пф}$ весьма проста), имеем

$$C' = C_2 \cdot k^2 = 5 \cdot 10^{-11} \cdot 2,5 \cdot 10^5 = 12,5 \cdot 10^{-6} \text{ ф.}$$

При $k = 500$ напряжение $u_1 = u_2/k = 50/500 = 0,1 \text{ в.}$
Соппротивление $R_a = R'_H = u_1/I_1 = 0,1/50 = 2 \cdot 10^{-3} \text{ ом.}$

Максимально допустимое значение $X_c = 6 \cdot 10^{-3} \text{ ом.}$
Максимально допустимое значение

$$C' = \frac{1}{\omega_B X_C} = \frac{1}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 6 \cdot 10^{-3}} = 13 \cdot 10^{-4} \text{ ф,}$$

т. е. фактически значение C' составляет 0,01 максимально допустимого, и влиянием емкости можно пренебречь.

Определим необходимую индуктивность первичной обмотки из условия

$$\omega_H L_1 \gg R_a = 2 \cdot 10^{-3} \text{ ом.}$$

Отсюда

$$L_1 \gg \frac{R_a}{\omega_H} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 500} = 6,5 \cdot 10^{-7} \text{ гн.}$$

Для наглядности укажем, что индуктивность обмотки из одного витка на торе из 50Н ($\mu_{\text{эфф}} = 2200$) размером 20.32 — 10 составляет $1,3 \cdot 10^{-6} \text{ гн}$, а на таком же торе из 79НМ ($\mu_{\text{эфф}} = 16\,000$) $L_1 = 10^{-5} \text{ гн}$.

Таким образом, в данном случае применение шунта является единственным конструктивным решением, обеспечивающем получение нужных электрических параметров трансформатора.

Кроме того, часто только применение шунта дает возможность сохранить стабильность параметров серии однотипных трансформа-

торов в заданных пределах (от образца к образцу и при изменении частоты от f_n до f_v).

Поясним приведенное положение примером.

Пример 13. Пусть соотношение индуктивной и активной составляющих входной проводимости трансформатора (с учетом нагрузки) на частоте f_n составляет 0,3. Это соответствует $M_n = 0,5$ дБ и фазовому сдвигу между I_1 и U_2 (на частоте f_n) $\varphi \approx 17^\circ$ (без учета влияния L_s и C).

Поскольку с изменением частоты магнитная проницаемость любого магнитного материала падает медленнее, чем растет частота, индуктивная составляющая проводимости с увеличением частоты падает. Пусть $f_v = 50 f_n$. Как правило, в этом случае проницаемость уменьшается не более чем в 5 раз и, следовательно, $L_{1v} \geq 0,2 L_{1n}$ (L_{1v} и L_{1n} соответственно значения L_1 для f_v и f_n). Тогда соотношение проводимостей будет равно или меньше 0,03 и $\varphi_v \leq 2^\circ$.

Следовательно, для одного и того же трансформатора φ может меняться на 15° только за счет изменения f .

Кроме того, следует учесть, что из-за разброса параметров магнитных материалов индуктивность L_{1n} может меняться примерно в 1,5 раза, что соответствует изменению φ_n (а следовательно, и разбросу φ_n для серии однотипных трансформаторов) от 17° до $11-12^\circ$, т. е. на $5-6^\circ$.

Если в дополнение к изложенному учесть, что изменение тока I_1 , а следовательно, и индукции в магнитопроводе приводит к изменению L_{1n} и φ_n , следует признать, что единственным средством, позволяющим стабилизировать φ_n в разумных пределах (порядка $1-3^\circ$), является существенное уменьшение указанного соотношения проводимостей.

Так, при заданном максимально допустимом значении $\varphi_n \leq 3^\circ$ соотношение проводимостей должно быть не более 0,05, т. е. $R'_n \leq 0,05 \omega_n L_{1n. \min}$ ($L_{1n. \min}$ — наименьшее возможное значение L_{1n} для всех допустимых вариаций B и $\mu_{эфф}$).

Указанное соотношение проводимостей (сопротивлений) наиболее просто получить применением надлежаще подобранного шунта.

Таким образом, в ряде случаев шунтирование трансформаторов, особенно работающих в схемах, допускающих определенные потери мощности, является наиболее простым и надежным решением, обеспечивающим получение и стабильность заданных электрических параметров, а в некоторых случаях вообще единственным возможным решением.

§ 11. Трансформаторы с обмоткой обратной связи

В настоящее время достаточно широкое распространение получили усилительные схемы, в которых выходной трансформатор входит в цепь обратной связи.

Основные требования, предъявляемые к цепям обратной связи, можно свести к следующему:

а) частотные и фазовые характеристики этих цепей для серии однотипных усилителей должны иметь минимальный разброс;

б) указанные характеристики должны отвечать критериям устойчивости (усилители с обратной связью не должны самовозбуждаться) [4, 6].

Для того, чтобы эти требования соблюдались также и в цепях обратной связи, охватывающих трансформатор, необходимо, чтобы в серии однотипных трансформаторов их паразитные параметры, приведенные к обмотке обратной связи, во-первых, были стабильны, во-вторых, имели минимально возможное значение.

Некоторые авторы [23] придают большое значение также выбору оптимального соотношения ω_3/ω_1 , где ω_3 и ω_1 — числа витков обмоток обратной связи и первичной, причем единого мнения по этому вопросу нет. Различные источники определяют эту величину в пределах от 3 до 17—20%.

По нашему мнению, говорить о каком-либо оптимуме соотношения ω_3/ω_1 вообще не имеет смысла. Это объясняется, во-первых, разнообразием схем, использующих трансформаторную обратную связь, а во-вторых, тем, что при применении обратной связи по напряжению (а иногда и связи по току) часто применяются схемы фазовой коррекции, выполняющие одновременно функции делителя напряжения. Очевидно, в данном случае требуемую глубину обратной связи проще обеспечить надлежащим выбором элементов этого делителя. Как показала практика, в подавляющем большинстве случаев применения трансформаторной обратной связи, необходимые параметры усилителя можно обеспечить при соотношении ω_3/ω_1 в пределах 6—15%. В данном случае более существенным является выполнение приведенных выше требований к паразитным параметрам обмоток обратной связи.

Рассмотрим конструктивные и технологические приемы, обеспечивающие выполнение вышеприведенных условий. Следует при этом учесть, что выходные трансформаторные каскады могут работать как на нагрузку, не соединенную и не допускающую соединения с «землей» (симметричную относительно земли, например длинную линию), так и на нагрузку, заземленную или допускающую заземление. Естественно, конструкции трансформаторов в этих двух случаях также будут различны. Поскольку, как правило,

один из концов обмотки обратной связи заземляется, то во втором случае проще всего в качестве обмотки обратной связи использовать вторичную обмотку, поскольку при этом наиболее полно компенсируются искажения, как возникающие в трансформаторе, так и обусловленные нестабильностью нагрузки при изменении частоты и уровня выходного сигнала.

Не рекомендуется применение широко распространенного способа намотки-обмотки обратной связи «в два провода» с выходной обмоткой так как этот способ не имеет никаких преимуществ перед предлагаемым, а конструкцию трансформатора и его технологию существенно усложняет.

В случае же недопустимости заземления одного из концов выходной обмотки (последнее часто имеет место при работе в режиме передачи малого сигнала на большое расстояние, в дальней связи, спецаппаратуре и т. д.) вторичную обмотку и обмотку обратной связи следует максимально разносить. Это обусловлено необходимостью сведения проходной емкости между обмотками к минимуму, поскольку обмотка обратной связи заземлена, и при наличии емкостной связи между обмотками вторичная оказывается также заземленной (через емкость). Следовательно, и в этом случае намотку «в два провода» применять не следует.

Стабильность паразитных параметров обмотки обратной связи трансформаторов броневой и стержневой конструкции обеспечивается намоткой ее в слой, виток к витку. При этом витковые данные выбираются исходя из того, чтобы обмотка обратной связи занимала целое число полных слоев. Это обеспечивает максимальное геометрическое подобие обмоток различных экземпляров однотипных трансформаторов, а следовательно, и минимальный разброс паразитных параметров.

Обмотку следует располагать первой (внутренней) от магнитопровода. При этом периметр витка обмотки получается минимальным, следовательно, минимальными будут также и паразитные параметры обмотки.

Все сказанное выше относится к трансформаторам броневому и стержневому типов. В трансформаторах, сконструированных на тороидальных магнитопроводах, намотка обмотки обратной связи является более сложной задачей, но и в этом случае основные приемы остаются в силе. Поскольку при намотке на тороидальном магнитопроводе влияние емкости всегда более существенно, чем влияни

рассеяния, обмотку обратной связи рекомендуется делать в виде нескольких секций, равномерно распределенных по периметру магнитопровода, что обеспечивает минимальное

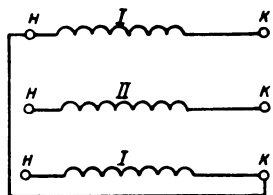


Рис. 7. Схема соединения обмоток трансформатора броневого типа

I — первичная обмотка; *II* — вторичная обмотка; *н* — начало обмотки (секции); *к* — конец обмотки

значение паразитной емкости. Намотку указанных секций рекомендуется производить «пирамдкой» (каждый последующий слой содержит меньше витков, чем предыдущий), что также уменьшает емкость.

В трансформаторах броневого и стержневой конструкции не рекомендуется применение бескаркасной намотки, так как при этом нельзя гарантировать такую степень равномерности укладки и точное соблюдение числа витков в слое, как при каркасной.

Если обмотка обратной связи в этих трансформаторах не размещается в один слой, необходимо между слоями прокладывать изоляционный материал для обеспечения

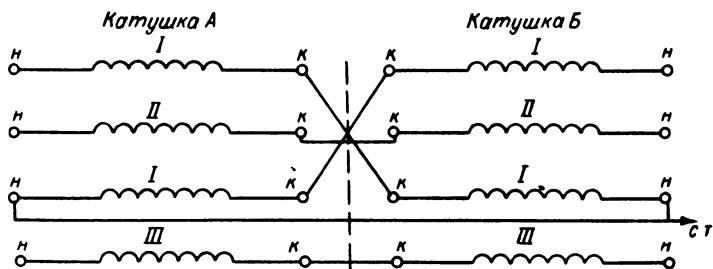


Рис. 8. Схема соединения обмоток трансформатора стержневого типа (намотка катушек в одном направлении)

I — первичная обмотка; *II* — вторичная обмотка; *III* — обмотка обратной связи; *н* — начало обмотки (секции); *к* — конец обмотки; *с* — средняя точка

равномерности укладки витков в слое. Кроме того, для уменьшения емкостной связи между концами обмотки число слоев рекомендуется делать нечетным с тем, чтобы начало и конец обмотки были разнесены на расстояние, равное высоте намотки.

Схемы соединения обмоток трансформаторов приведены на рис. 7 (броневой трансформатор) и рис. 8 (стержневой трансформатор).

§ 12. Дифференциальные трансформаторы

Трансформаторы этого типа предназначены для измерения разности двух сигналов, в частности, для применения в мостовых схемах, схемах суммы и разности и т. д.

Расчет основных электрических параметров (индуктивности первичной обмотки, активных сопротивлений обмоток, коэффициента трансформации) производится по тем же формулам, что и для обычных согласующих трансформаторов.

Точность замеров, производимых при помощи дифференциальных трансформаторов, обусловлена степенью идентичности их дифференциальных обмоток.

Идентичность обмоток лучше всего может быть обеспечена путем принятия надлежащих конструктивных мер при использовании либо тороидальной, либо стержневой конструкции. Выбор конструкции в основном определяется числом витков дифференциальных обмоток и величиной рабочего напряжения.

При определении числа витков этих обмоток следует учесть, что нелинейные искажения в магнитопроводе следует свести к минимуму и максимально допустимое значение индукции не должно превышать 30—40% от величины индукции насыщения.

При небольшом числе витков дифференциальных обмоток (порядка 100—150) и рабочем напряжении не выше 30—50 в трансформаторы предпочтительнее выполнять в тороидальной конструкции. При этом идентичность дифференциальных обмоток достигается тем, что указанные обмотки мотаются одновременно (в два провода), с соблюдением следующих правил:

а) намотка симметричных (дифференциальных) обмоток производится в два провода;

б) провод для намотки указанных обмоток берется с одной катушки;

в) при намотке не допускается образования «барашков» и нахлеста одного провода на другой; провод намотки должен укладываться виток к витку, без зазоров, по

внутреннему периметру тора; скрутка проводов перед намоткой недопустима;

г) по наружному периметру тора витки должны располагаться равномерно, с разными (на глаз) зазорами.

Строгое выполнение перечисленных требований обеспечивает высокую степень геометрического подобия обмоток, и следовательно (при наличии общего магнитопровода) высокую степень идентичности их электрических параметров (в условиях мелкосерийного производства, без применения специально изготовленных материалов и оборудования асимметрия обмоток не хуже — $48 \div 52$ дб).

Число витков и сечение провода следует подбирать таким образом, чтобы дифференциальные обмотки равномерно укладывались по всему внутреннему периметру тора в один слой. В отдельных случаях, когда трансформатор предназначен для работы на одной частоте или в узкой полосе частот ($f_v/f_n = 2 \div 3$), причем верхняя рабочая частота сравнительно невысока (ориентировочно до $3 + 5$ кгц), дифференциальные обмотки можно укладывать в 2—3 слоя. При этом необходимо, независимо от рабочего напряжения, прокладывать через каждый слой межслоевую изоляцию. В этом случае основная цель применения указанной изоляции заключается в обеспечении равномерности укладки витков каждого последующего слоя.

Для уменьшения проходной емкости следует между дифференциальными и вторичной обмотками (а в тех случаях, когда дифференциальные обмотки сами являются вторичными, между ними и первичной) прокладывать экран.

Экран рекомендуется выполнять из медной фольги толщиной 50 — 80 мкм, нарезанной лентой шириной порядка 5—10 мм (в зависимости от типоразмера магнитопровода). Во избежание образования короткозамкнутого витка с одной стороны фольги подклеивается изоляционная полоска, немного более широкая, чем фольга. Экран мотается с нахлестом по внутреннему периметру тора так, чтобы между витками не было зазора по наружному периметру. Экран заземляется независимо от того, заземлена ли хоть одна из остальных обмоток.

При числе витков более 150 — 200 (и числе слоев более 2—3) равномерная укладка витков на тороидальном магнитопроводе очень трудна. При нарушении же упомянутой равномерности идентичность обмоток существенно понижается. В этих случаях, а также при значениях рабочего

напряжения 50—100 в и выше следует применять более сложную конструкцию — стержневую (двухкатушечную). В этом случае идентичность электрических параметров также достигается в первую очередь геометрической симметрией дифференциальных обмоток и, кроме того, однородностью намоточного и изоляционного материала. Указанные требования обеспечиваются тем, что:

а) каждая из симметричных дифференциальных обмоток разбивается на четное число частей (секций), из которых одна половина мотается на одной катушке (каркасе), а другая половина — на другой;

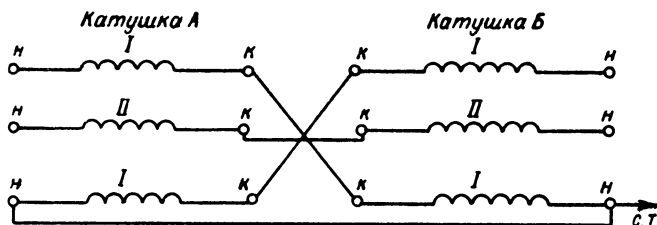


Рис. 9. Схема соединения обмоток дифференциального трансформатора стержневого типа (намотка катушек в одном направлении)

I — первичная обмотка; *II* — вторичная обмотка; *н* — начало обмотки (секции); *к* — конец обмотки; *с. т.* — средняя точка

б) секции каждой обмотки располагаются на катушках и соединяются по схеме рис. 9;

в) расчет числа витков в обмотке и выбор диаметра провода производится таким образом, чтобы каждая секция состояла из целого числа полных слоев (т. е. витки каждого слоя должны укладываться по высоте каркаса равномерно, без зазоров, витков к витку).

Намотка производится по следующей инструкции:

а) катушки для указанных трансформаторов мотаются только комплектами (парами);

б) намотка каждого комплекта производится на одном и том же станке и без переналадки;

в) провод для намотки одноименных обмоток комплекта берется с одного барабана (катушки);

г) межобмоточная и межслоевая изоляция выполняется материалом, взятым из одного рулона бумаги и одного куска лакоткани;

д) равенство числа витков в слое выдерживается строго (по возможности до одного витка).

Как показала практика, соблюдение указанных правил позволяет обеспечить для трансформаторов стержневой конструкции параметры не хуже, чем для трансформаторов тороидальной, а в некоторых случаях и лучше (до $55 \div 60$ дб), при тех же условиях (т. е. мелкосерийное производство, стандартные оборудование и материалы).

§ 13. Трансформаторы с объемным витком

Трансформаторы этого типа рекомендуется применять в тех случаях, когда необходимо сочетать минимальный коэффициент рассеяния с минимальной проходной емкостью.

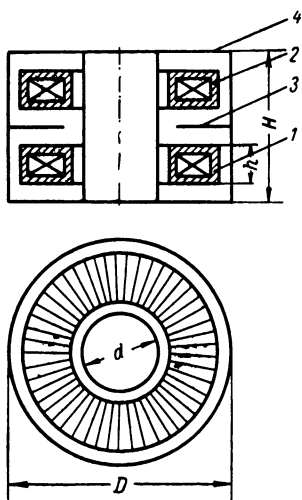


Рис. 10. Трансформатор с объемным витком

1 и 2 — обмотки; 3 — электростатический экран; 4 — кожух (объемный виток)

Как показала практика применение подобных трансформаторов имеет смысл при нижней границе частотного диапазона от 50 кГц и выше и относительной ширине указанного диапазона (т. е. отношении верхней рабочей частоты к нижней) не менее 10—15. Во всех остальных случаях трансформаторы более распространенных и более технологических простых конструкций (броневые, тороидальные и стержневые) обеспечивают не худшие электрические параметры, причем часто при меньших габаритах.

Основной особенностью трансформаторов с объемным витком ТОВ является то, что обмотки выполняются в виде отдельных тороидальных катушек, заключенных в объемные витки, которые смыкаются вместе, образуя замкнутую полость.

Конструкция трансформатора с объемным витком схематически изображена на рис. 10.

Применение электростатического экрана 3 позволяет практически полностью устранить проходную емкость.

Электрический расчет ТОВ производится по тем же формулам, что и трансформаторов любой другой конструкции.

Конструктивный расчет трансформатора производится по следующим формулам [12].

Число витков первичной обмотки

$$\omega_1 = 10^3 \sqrt{\frac{L_1}{h} \cdot \frac{1}{0,46 \lg \frac{D}{d}}},$$

где h — высота тора (с намоткой); D и d — внешний и внутренний диаметры полости;

Индуктивность рассеяния

$$L_s = L_{s3} + L_{s1} + L_{s2},$$

где $L_{s3} = 0,4\pi\mu \cdot 10^{-6}\omega_1^2 \left(\frac{s_{B1}}{l_{c1}} + \frac{s_{B2}}{l_{c2}} \right)$ — индуктивность рассеяния объемного витка; здесь s_{B1} и s_{B2} — площади воздушных просветов между обмотками и полостью $см^2$; l_{c1} и l_{c2} — длины средних силовых линий в обмотках, $см$.

Обычно $s_{B1} \approx s_{B2} \approx s_B$ и $l_{c1} = l_{c2} = l_c$. Таким образом формулу для определения L_{s3} можно переписать в виде

$$L_{s3} = 0,8\pi\mu\omega_1^2 \frac{s_B}{l_c} \cdot 10^{-6}.$$

Индуктивность рассеяния каждой из обмоток L_{s1} и L_{s2} определяется по формуле:

$$L_{sn} \approx \frac{0,9 \cdot 10^{-6} p_n}{\frac{1}{\mu} + 1} \lg \frac{g}{d}, \quad (137)$$

где p_n — периметр одного витка обмотки; n — индекс обмотки; μ — магнитная проницаемость; g — шаг намотки; d — диаметр провода.

При $\mu \gg 1$ (что обычно имеет место) формула (137) принимает вид:

$$L_{sn} = 0,9 \cdot 10^{-6} p_n \lg \frac{g}{d}.$$

Как указывается в [12], на эффективную величину индуктивности рассеяния трансформатора оказывает влияние удельное сопротивление материала ρ , из которого изготовлен кожух (объемный виток). Так, считая эффективную

величину индуктивности рассеяния L_s трансформатора с кожухом из посеребренной латуни ($\rho = 1,5 \cdot 10^{-8} \text{ ом} \cdot \text{м}$), равной единице, имеем для того же трансформатора, но с кожухом из латуни ($\rho = 5 \cdot 10^{-8} \text{ ом} \cdot \text{м}$) $L_s = 1,08$, а для кожуха из стали ($\rho = 10^{-7} \text{ ом} \cdot \text{м}$) $L_s = 1,55$.

Несмотря на малое различие в величине L_s , для кожухов (латунного и из посеребренной латуни) рекомендуется применять последний материал, поскольку при этом существенно уменьшаются потери (на джоулево тепло) в объемном витке.

Из формулы (137) следует также, что с уменьшением зазора между обмоткой и тороидальными катушками индуктивность рассеяния уменьшается. Однако при этом происходит увеличение емкости между обмотками и объемным витком, что приводит к увеличению M_v .

Как показала практика, оптимальное соотношение H/D , обеспечивающее наименьшие частотные искажения, лежит в пределах $1,3 - 1,5$; при этом $3 \leq H/h \leq 4$.

Намотку обмоток следует производить многожильным проводом (например ЛЭШО) с толщиной жилы не более $0,1 \text{ мм}$ при $f_v \leq 0,5 \text{ МГц}$ и $0,07 \text{ мм}$ для $f_v > 0,5 \text{ МГц}$.

При конструировании трансформатора следует (для уменьшения потерь в диэлектриках) свести к минимуму применение прокладок из диэлектрических материалов, используемых для механической фиксации тороидальных обмоток.

Ввиду того, что трансформаторы с объемным витком работают на повышенных частотах, где скин-эффект выражен достаточно отчетливо, толщину стенок кожуха (т. е. самого объемного витка) следует выбирать исходя только из соображений механической прочности. Поэтому кожух выполняется из тонкого ($0,5 - 1,2 \text{ мм}$) посеребренного латунного листа.

Торы, используемые для намотки обмоток, изготавливаются из ферритов с проницаемостью от 100 до 600 (на частоте 1 МГц).

Указанная конструкция трансформатора, опробованная на практике, показала свои существенные преимущества перед другими конструкциями (с учетом вышесказанного относительно области ее применения); она особенно рекомендуется для выходных трансформаторов на мощности от единиц до $300 - 500 \text{ вт}$.

§ 14. Малошумящие входные трансформаторы

В усилительных схемах, работающих от источника э. д. с. с невысоким (порядка 10 — 100 мВ) внутренним сопротивлением и уровнем выходного сигнала порядка единиц или десятков микровольт, широко применяются входные (повышающие) трансформаторы. В назначение этих трансформаторов, помимо повышения напряжения входного сигнала, входит улучшение (увеличение) отношения уровня полезного сигнала к уровню шумов (сигнал/шум). Как известно, собственные шумы усилителя в основном определяются двумя факторами — шумами первого каскада и шумами входного контура. Первый фактор определяется выбором схемы и режима каскада и не зависит от входного трансформатора.

Соотношение сигнал/шум будет тем благоприятнее [5], чем больше удельный вес шума входного каскада. Это и достигается применением входного трансформатора, включенного между входным контуром и первым каскадом. При этом происходит одновременное усиление как шумов входного контура, так и полезного сигнала. При достаточно большом коэффициенте передачи шумы первого каскада могут быть (теоретически) пренебрежимо малы по сравнению с усиленными трансформатором шумами первого контура, и, следовательно, шумы усилителя будут определяться шумами входного контура.

Однако, как показала практика, реально получаемое соотношение сигнал/шум всегда много ниже, чем расчетное (наименьшее расхождение, полученное в высококачественной аппаратуре звуковоспроизведения — в микрофонном усилителе РС-823, составляет 4 дБ, т. е. 60%).

Как показано в [8 и 19], причиной такого расхождения являются собственные шумы, возникающие в трансформаторе. Эти шумы слагаются из шума активного сопротивления обмоток и шума, вызванного процессами, происходящими в магнитопроводе.

Шумы обмоток обусловлены тепловыми процессами, и их э. д. с. E достаточно точно определяется по формуле [15]

$$E = 0,125 \cdot 10^{-9} \sqrt{R \Delta f}, \quad (138)$$

где R — активное сопротивление обмоток ($r_1 + r_2$); Δf — ширина полосы пропускания.

Шумы магнитопровода обусловлены более сложными процессами, в настоящее время еще детально не исследованными.

Здесь мы ограничимся несколькими практическими рекомендациями по сведению к минимуму суммарного шума трансформатора: а) суммарное сопротивление $r_1 + r_2'$ должно иметь по возможности наименьшее значение; б) собственный резонанс трансформатора, обусловленный индуктивностью рассеяния и паразитной емкостью трансформатора, должен лежать вне (выше) рабочей полосы частот; в) пакет магнитопровода должен быть склеен или плотно обжат (в случае шихтованного магнитопровода).

Хорошие результаты дает применение ленточных витых магнитопроводов типа ПЛ или ОЛ из сплавов 79НМ или 80НХС, а также магнитопроводов из ферритов. Магнитопроводы из ферритов лучше всего применять Ш-образные, собранные методом склейки из двух половин.

Из выпускаемых отечественной промышленностью ферритов наилучшими материалами для магнитопроводов малошумящих входных трансформаторов являются ферриты со значением начальной проницаемостью порядка 2000 — 3000, в частности феррит марки 2000НМ. При сборке аппаратуры необходимо, чтобы магнитопровод не имел магнитного контакта с изделиями из ферромагнитных материалов (например шасси блока). При выполнении всех приведенных рекомендаций шумы трансформатора будут в пределах 150 — 200% величины, определенной по формуле (138).

Следует учесть, что трансформатор является элементом, весьма чувствительным к внешним наводкам. Иногда шумы наводок ошибочно учитываются как собственные шумы трансформатора, хотя эти шумы имеют различную физическую природу.

Вопросы помехоустойчивости и помехозащищенности трансформатора рассмотрены в третьей главе настоящей книги.

§ 15. Трансформаторы в микромодульном исполнении

Широко применяемые в настоящее время микромодульные схемы потребовали разработки специальных трансформаторов с существенно меньшими габаритами, чем для схемы с объемным и печатным монтажом.

Отечественной промышленностью разработано и находятся в стадии внедрения три основных типа конструкций — тороидальная, шпулечная и шихтованная.

Тороидальная конструкция, обладающая минимумом рассеяния и наиболее устойчивая против внешних наводок, может быть рекомендована для выходных и импульсных трансформаторов. Основными недостатками такой конструкции являются: малая величина коэффициента заполнения медью окна магнитопровода (k_m) и практическая невозможность использования этих трансформаторов при работе с токами подмагничивания.

Причины, обуславливающие малое значение k_m , достаточно очевидны. Невозможность же использования тороидальных трансформаторов в схемах с подмагничиванием обусловлена тем, что для обеспечения малых габаритов необходимо применять материалы с высокой магнитной проницаемостью (сплавы 79НМ или 80НХС). Использование же магнитопроводов из этих материалов в данном случае возможно только при наличии немагнитного зазора.

Трансформаторы шпулечной конструкции сравнительно просты в изготовлении и обладают высокой механической прочностью. Конструкция такого трансформатора изображена на рис. 11.

Магнитопровод трансформатора состоит из двух частей — шпули 1 и цилиндрического экрана 2. Обмотки трансформатора наматываются на шпулю, после чего одевается экран, образующий вместе со шпулей замкнутую магнитную цепь. Недостатком такой конструкции является высокое значение удельных потерь в сплошном магнитопроводе.

Трансформаторы на шихтованных магнитопроводах выполняются в нескольких вариантах, из которых нам наиболее удачным представляется ряд трансформаторов, изготавливаемых в виде конструктивно законченных узлов с габаритными размерами $11,5 \times 11,5 \times 23$ мм (один модуль); $11,5 \times 23 \times 23$ мм (два модуля) и $23 \times 23 \times 23$ мм

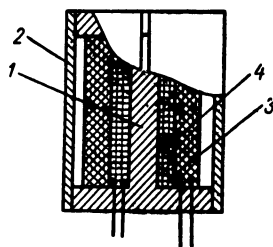


Рис. 11. Микромодульный трансформатор шпулечного типа

1 — шпуля; 2 — экран; 3 — первичная обмотка; 4 — вторичная обмотка

(четыре модуля). Чертеж одномодульного трансформатора приведен на рис. 12.

Трансформаторы собраны на шихтованных магнитопроводах ШБ $2,5 \times 5$ (одномодульный), ШБ $4 \times 2,5$ (двухмодульный) и ШБ 4×13 (четыремодульный), из пластин Шу 2,5 и Шу 4.

Трансформаторы на шихтованных магнитопроводах более сложны в изготовлении, чем шпулочные или тороидаль-

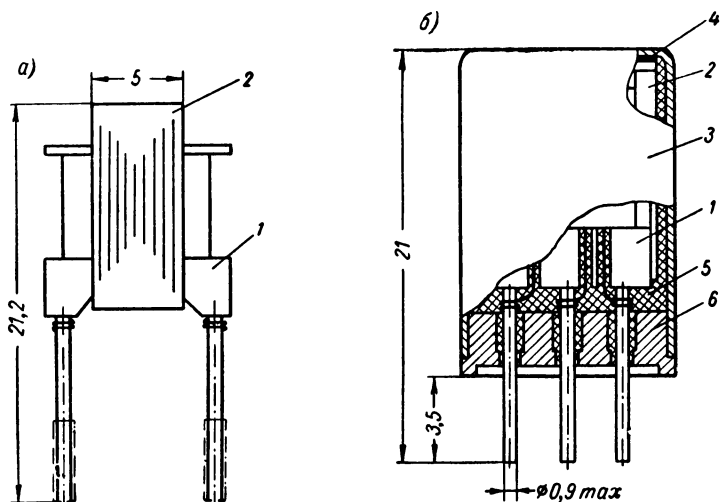


Рис. 12. Микромодульный трансформатор на шихтованном магнитопроводе ШБ $2,5 \times 5$ (одномодульный): а — магнитопровод с катушкой; б — сборочный чертеж

1 — каркас; 2 — пакет магнитопровода; 3 — кожух; 4 — прокладка; 5 — герметизирующая заливка (компаунд); 6 — основание

ные, но обладают рядом преимуществ. Основное преимущество их состоит в том, что их размеры точно совпадают с размером модуля (или кратны этому размеру), и, следовательно, полно используют объем, отводимый в схеме для этих элементов.

Далее, они позволяют получить высокое значение коэффициента k_m (18—20% при 10—12% для тороидальных) и достаточно высокое значение $\mu_{эфф}$ (8000 — 10 000 при 3000 — 5000 для шпули). При этом они допускают работу с токами подмагничивания, что невозможно для тороидальных трансформаторов, и имеют больший к. п. д., чем шпу-

лечные, так как потери в шихтованном магнитопроводе (при равных весе, материале и индукции) менее, чем в сплошном точеном.

Для намотки трансформаторов на шихтованных магнитопроводах рекомендуется провод марки ПЭВ, ПЭЛ или ПЭТВ-Р, диаметром от 40 мк и толще. Микропровод в стеклянной изоляции применять не рекомендуется, так как при намотке на прямоугольный каркас на изоляции образуются трещины и часто имеют место обрывы.

В четырехмодульном трансформаторе с шихтованным магнитопроводом при хорошем качестве магнитных материалов ($\mu_{\text{эфф}} = 10\,000$) можно получить индуктивность первичной обмотки в пределах 8—10 гн (при заполнении первичной обмоткой половины окна) и постоянную времени τ_1 порядка 20 мсек. Указанное значение τ_1 не удастся получить ни на шпулечном, ни на тороидальном трансформаторах.

Следует учесть, что из-за малых геометрических размеров этих трансформаторов их конструктивные параметры τ_k и $P_{\text{кр}}$ существенно ниже, чем, например, у трансформаторов на магнитопроводах ША 6 × 12,5 или ША 10 × 25. Это обстоятельство накладывает определенные ограничения на область применения микромодульных трансформаторов.

Так, например, при использовании современных магнитных и намоточных материалов невозможно осуществление микромодульного трансформатора с $L_1 \geq 10$ гн и $k \geq 2$ или с $P_{\text{кр}} \geq 1$ Вт при $f_n = 50 - 100$ Гц.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ПАРАЗИТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ

§ 16. Расчет собственной емкости обмоток

Одним из важнейших параметров трансформаторов рассматриваемого класса является величина собственной емкости обмоток, которая складывается из: а) емкости между внутренним слоем обмотки и сердечником; б) емкости между слоями; в) емкости между обмотками.

С принципиальной точки зрения необходимо еще указать емкость между внешним слоем и наружным электромагнитным экраном (если последний имеется). Однако последняя обычно мала по сравнению с указанными в пп. а, б и в дальнейшем нами не рассматривается.

Отдельные составляющие емкости обмоток трансформатора будем называть частными емкостями. Точный расчет частных емкостей представляет собой достаточно сложную задачу теории электромагнитного поля, решение которой сопровождается математическими операциями значительной сложности.

Помимо этого, многообразие различных схем соединения обмоток и их конструктивного исполнения неизбежно привело бы к необходимости находить в каждом отдельном случае свое собственное решение. Такой подход к рассматриваемому вопросу, очевидно, нецелесообразен, особенно при выполнении текущих расчетов, не требующих прецизионной точности и предполагающих изучение большого числа вариантов. Поэтому в настоящей книге излагается приближенный метод расчета собственной емкости трансформаторов, который с инженерной точки зрения имеет достаточную точность и в то же время большую общность применения. Основы этого метода достаточно подробно изложены в [18] и в данной работе мы воспользуемся готовыми формулами, необходимыми для практических расчетов.

В [18] получены следующие формулы для определения частных емкостей;

а) емкость между первым слоем и сердечником

$$C_1 = \frac{8\epsilon\epsilon_0 r l_m n}{4a - \pi r} \text{ (рядовая намотка);}$$

$$C'_1 = \frac{\epsilon\epsilon_0 b i_m}{\Delta} \text{ (намотка лентой);}$$

$$C''_1 = \frac{8\epsilon\epsilon_0 r l_m m'}{4a - \pi r} \text{ (намотка типа «пирамида»);}$$

где $\epsilon\epsilon_0$ — абсолютная диэлектрическая проницаемость диэлектрика; r — радиус голого провода; l_m — периметр витка; a , Δ — расстояние между магнитопроводом и осью провода (ленты); b — ширина ленты; n — число витков первого слоя; m' — число «косых» слоев «пирамиды»;

б) емкость между слоями, приведенная к выводным концам обмотки

$$C_2 = \frac{4\epsilon\epsilon_0 r n l_{\text{м.с}}}{(4a - \pi r)(m - 1)} \quad (\text{рядовая намотка});$$

$$C_2' = \frac{\epsilon\epsilon_0 b l_{\text{м.с}}}{\Delta_1 (m - 1)} \quad (\text{намотка лентой});$$

$$C_2'' \approx 0 \quad (\text{намотка типа «пирамида»),}$$

где m — число слоев; $l_{\text{м.с}}$ — периметр среднего витка; a, Δ_1 — расстояние между витками в соседних слоях;

в) емкость между обмотками

$$C_3 = \frac{4\epsilon\epsilon_0 r_{\text{ср}} n_{\text{ср}} l_{\text{м.о}}}{4a_1 - \pi r_{\text{ср}}},$$

где $r_{\text{ср}}$ — средний радиус голого провода смежных обмоток; a_1 — расстояние между обмотками; $n_{\text{ср}}$ — среднее число витков в слоях смежных обмоток; $l_{\text{м.о}}$ — средняя длина витка смежных обмоток.

Диэлектрик, заполняющий пространство между витками и обмотками, не является однородным. Это происходит вследствие того, что, во-первых, пропитка электроэлементов в реальных производственных условиях не обеспечивает полного отсутствия воздуха в диэлектрике и, во-вторых, сама изоляция представляет собой совокупность разнородных материалов (изоляция провода, пропиточный материал, воздух и т. д.). Кроме того, при изготовлении трансформаторов могут иметь место воздушные включения. Необходимо, однако, отметить, что наличие воздушных включений может играть положительную роль с точки зрения уменьшения эквивалентной диэлектрической проницаемости изоляции, т. е. уменьшения емкости.

Выполнив расчет собственной емкости в предположении идеального заполнения изоляционным материалом обмоток трансформатора, можно всегда иметь твердую уверенность в том, что емкость данного конкретного образца не будет превышать расчетную величину. Однако всегда имеется возможность уточнить результат, если хотя бы ориентировочно иметь представление о величинах объемов диэлектрика и воздушных включений. Тогда

$$\epsilon = \epsilon_d \left(1 + 2 \frac{V_v}{V_v + V_d} \cdot \frac{\epsilon_v - \epsilon_d}{\epsilon_v + \epsilon_d} \right); \quad (\text{для } V_v \ll V_d).$$

где ϵ_v , ϵ_d — диэлектрическая проницаемость воздуха и изоляции соответственно; V_v , V_d — объем воздуха и изоляции.

Трансформатор представляет собой многообмоточную систему. Если развернуть его эквивалентную схему, то в итоге образуется сложный комплекс индуктивностей и частных собственных емкостей. Даже при наличии расчетных формул для определения отдельных частных емкостей получение общего выражения, определяющего полную собственную емкость трансформатора (обычно под этой емкостью понимают емкость, приведенную ко входным зажимам трансформатора), является сложной задачей.

При выводе основных формул, определяющих частные емкости, указанные выше операции приведения в известной степени уже производились. К числу последних, очевидно, следует отнести: а) емкость между сердечником и внутренним слоем относится к точке слоя, имеющей наибольший потенциал; б) емкость между слоями относится к зажимам всей обмотки.

Более сложные случаи приведения рассматриваются на основе теории электрических цепей. Перечень необходимых формул приведения дается в табл. 3. Пользуясь этими формулами, всегда можно сложную схему преобразовать к элементарной. При практических расчетах операции приведения следует осуществлять, соблюдая особую внимательность в части правильного соединения концов и начал обмоток, направления изменения потенциала и т. д.

Во избежание возможных ошибок можно рекомендовать при практических расчетах следующую последовательность операций: а) на схематический чертеж конструкции трансформатора наносятся все частные емкости, которые имеют физический смысл; б) составляется электрическая схема обмоток трансформатора, т. е. комплекс индуктивностей и частных емкостей; в) исходная схема путем последовательных упрощений с помощью формул приведения преобразуется к элементарной схеме.

Проиллюстрируем сказанное следующим примером.

Пример 14. Определим полную собственную емкость трансформатора, схематически изображенного на рис. 13. (Косой штриховкой обозначен стержень магнитопровода, на котором располагаются обмотки; начала и концы обмоток отмечены буквами n и k с соответствующими индексами.) Сердечник трансформатора заземлен, первичная обмотка разделена на две секции с заземленной средней

точкой, вторичная обмотка расположена между секциями первичной.

Расчет собственной емкости производится в указанном выше порядке.

На конструктивную схему обмоток трансформатора (рис. 13) наносятся частные емкости, а именно: а) емкость между первым слоем одной секции первичной обмотки и сердечником — C_1 ; б) межслоевые емкости обеих секций — первичной C_2' и C_2'' и вторичной C_2''' обмоток;

в) емкости между обмотками — C_3' и C_3'' .

По приведенным ранее формулам, исходя из конкретных геометрических и витковых данных

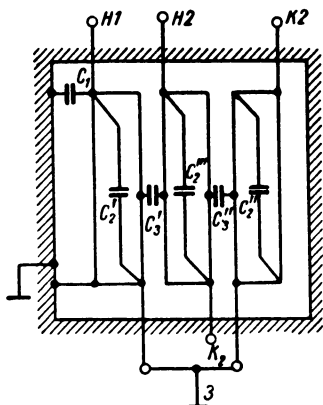


Рис. 13. Частные собственные емкости обмоток трансформатора

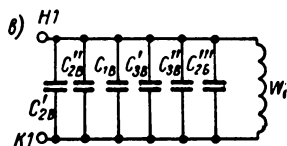
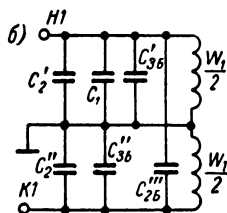
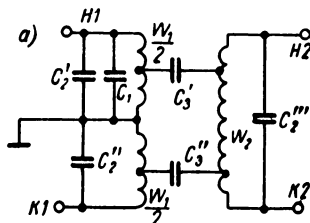


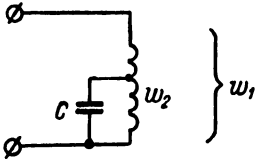
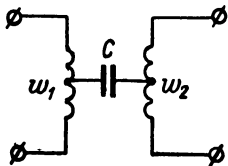
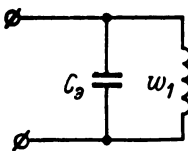
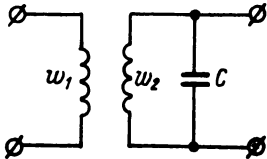
Рис. 14. Последовательность приведения частных емкостей к первичным виткам

каждой обмотки, определяются величины каждой частной собственной емкости.

Далее составляется полная электрическая схема заданного трансформатора, которая изображена на рис. 14, а (n — число витков в первом слое одной секции первичной обмотки). Совершенно очевидно, что места подключения частных емкостей C_2 и C_3 (для соответствующих обмоток) не вызывают особых трудностей и ясны из рис. 14. Что же касается емкости C_1 , то она должна быть включена между концом первого слоя и заземленной точкой, как это явствует из самой конструкции трансформатора.

Следующим этапом расчета является приведение отдельных емкостей к первичным виткам. Пользуясь формулами приведения (табл. 3), осуществляется последовательное упрощение схемы

Формулы приведения частных емкостей

Исходная охема	Формула приведения	Схема замещения
	$C_3 = C \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2$	
	$C_3 = C \left(\frac{w_1 - w_2}{w_1} \right)^2$	
	$C_3 = C \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2$	

(рис. 14, б и 14, в). При этом отдельные емкости на различных этапах приведения оказываются равными:

$$C'_{36} = C'_3 \left(\frac{\frac{w_1 - w_2}{2}}{\frac{w_1}{2}} \right)^2; \quad C''_{36} = C''_3 \left(\frac{\frac{w_1 - w_2}{2}}{\frac{w_1}{2}} \right)^2;$$

$$C'''_{26} = C'''_2 \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2; \quad C'_{2B} = C'_2/4;$$

$$C''_{2B} = C''_2/4; \quad C_{1B} = C_1/4;$$

$$C'_{3B} = C'_{36}/4; \quad C''_{3B} = C''_{36}/4.$$

Полная собственная емкость трансформатора вычисляется суммированием емкостей для схемы рис. 14, а, т. е.

$$C_0 = C'_{2в} + C''_{2в} + C_{1в} + C'_{3в} + C''_{3в} + C''_{2с}.$$

Особый интерес представляет определение собственной емкости трансформатора тороидальной конструкции с секционированными обмотками (с чередующимися секциями первичной и вторичной обмоток) (рис. 15). Это объясняется тем, что указанная конструкция позволяет путем изменения числа секций достаточно широко варьировать величины собственной емкости и индуктивности рассеяния.

На основе тех же соображений, которые закладывались при выводе формул для определения частных емкостей трансформаторов П-образных и Ш-образных конструкций, получена следующая формула для собственной емкости секционированных тороидальных трансформаторов.

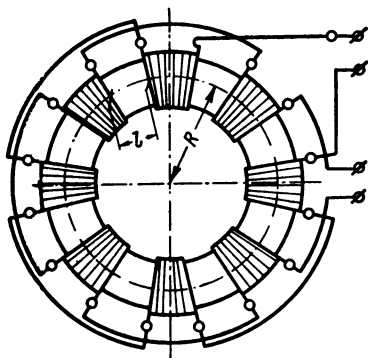


Рис. 15. Тороидальный трансформатор с секционированными обмотками

$$C_0 = \left[C_{2a} + \right. \\ \left. + C_3 \left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{2} + \right. \\ \left. + 2C_{2b} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \right] \frac{1}{N},$$

где C_{2a} , C_{2b} — межслоевые емкости первичной и вторичной обмоток, определяемые по формулам:

$$C_{2a} = \frac{4\epsilon\epsilon_0 r_1 n_1 l_{M1}}{(4a_1 - \pi r_1)(m_1 - 1)};$$

$$C_{2b} = \frac{4\epsilon\epsilon_0 r_2 n_2 l_{M2}}{(4a_2 - \pi r_2)(m_2 - 1)};$$

где N — число секций; r — радиус провода; n — число витков в слое; m — число слоев, l_M — периметр среднего витка обмотки; a — расстояние между слоями; C_3 — емкость между секциями;

$$C_3 = [\epsilon\epsilon_0 (q + g) l_M] / 2b;$$

b — расстояния от обмотки до сердечника; $2q$, $2g$ — ширина секции (по средней линии сердечника) первичной и вторичной обмоток соответственно (индексы указывают, к какой обмотке относится соответствующий параметр).

Для воздушных трансформаторов рассматриваемого типа емкость C_0 может быть определена по следующей приближенной формуле:

$$C_0 = \epsilon \epsilon_0 l_m \ln \frac{4(q + \Delta)}{\Delta}; \quad (q < g);$$

$$C_0 = \epsilon \epsilon_0 l_m \ln \frac{4(g + \Delta)}{\Delta}; \quad (q > g);$$

где 2Δ — величина промежутка между соседними секциями.

При намотке секций в один слой емкость трансформатора уменьшается и становится равной:

$$C_0 = \frac{C_3}{2N} \left(\frac{w_1 - w_2}{w_1} \right)^2. \quad (139)$$

Пример 15. Определить собственную емкость трансформатора тороидальной конструкции с секционированными обмотками, который имеет следующие параметры:

$w_1 = 120$; $w_2 = 240$; $l_m = 8$ см; $N = 4$; $\epsilon = 4$; $b = 0,2$ см; $2q = 2g = 1,8$ см; $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-14}$ ф/см (обмотки выполнены в один слой).

Расчет величины собственной емкости производится по формуле (139) с учетом соотношения, определяющего C_3 . Тогда будем иметь

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{\epsilon_0 \epsilon (q + g) l_m}{2b} \cdot \frac{1}{2N} \left(\frac{w_1 - w_2}{w_1} \right)^2 = \\ &= \frac{4 \cdot 8,85 \cdot 10^{-14} (0,9 + 0,9) 8 (120 - 240)^2}{2 \cdot 0,2 \cdot 2 \cdot 4 \cdot 120^2} \approx 16 \cdot 10^{-13} \text{ ф.} \end{aligned}$$

Если обмотки того же трансформатора выполнить с числом секций, равным двум, то емкость возрастет следующим образом (при этом необходимо учесть, что ширина секций возрастет в два раза, т. е. $2q = 2g = 3,6$ см)

$$C_0 \approx 64 \cdot 10^{-13} \text{ ф.}$$

Нетрудно видеть, что емкость C_0 возрастет в четыре раза.

Приведенные соображения позволяют проанализировать вопрос о влиянии секционирования обмоток трансформатора на величину его собственной емкости. Для тороидальной конструкции решение этой задачи непосредственно вытекает из формулы (139). С увеличением числа секций N емкость уменьшается. Что же касается других типов транс-

форматоров, которые имеют цилиндрические обмотки, суждение об их емкости в зависимости от числа секций может быть получено из соответствующего анализа. Задача может быть значительно упрощена путем рассмотрения влияния секционирования на емкость одной обмотки, так как по существу полная емкость трансформатора складывается из приведенных емкостей отдельных обмоток.

Опуская подробные выкладки, которые не содержат принципиально новых результатов, ограничимся лишь перечислением окончательных выводов. Эти выводы сводятся к тому, что при секционировании обмоток (т. е. при $N \geq 1$): а) межслоевая емкость уменьшается в N^2 раз;

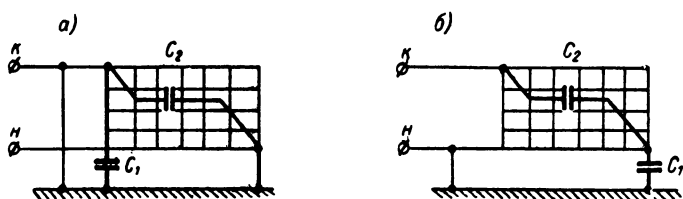


Рис. 16. Способы включения входных концов обмоток: а — заземлен конец k обмотки; б — заземлено начало n обмотки

б) при достаточно большом числе секций емкость между первым слоем и сердечником стремится к одной трети соответствующей емкости несекционированной обмотки.

Из общих закономерностей, определяющих полную величину собственной емкости трансформатора, последняя существенным образом зависит от способа включения выводных концов обмоток. Это объясняется тем, что в реальных конструкциях один из концов обмотки оказывается заземленным, так как в радиотехнических устройствах в качестве «земли» используют корпус прибора и его шасси. Это легко усмотреть из следующего простого примера.

Пусть имеются две одинаковые обмотки, расположенные на одинаковых сердечниках (рис. 16). При этом у первой обмотки заземляется (т. е. соединяется с сердечником) выводной конец наружного слоя витков, а у другой — внутреннего слоя.

В соответствии с формулами приведения будем иметь:

а) для случая рис. 17, а

$$C = C_1 + C_2;$$

б) для случая рис. 17, б

$$C = C_2 + \frac{C_1}{m^2},$$

где m — число слоев обмотки ($m > 1$).

Из полученных формул видно, что с точки зрения уменьшения приведенной емкости трансформатора, целесообразнее заземлить выводной конец внутреннего слоя обмотки.

Исходя из соображений, приведенных в частности в первой и второй главах, можно установить, что при проектировании трансформаторов следует стремиться к максимальному уменьшению их собственной емкости. Это достигается применением специальных типов намоток (например намотка в один слой или «пирамидная»), конструкции

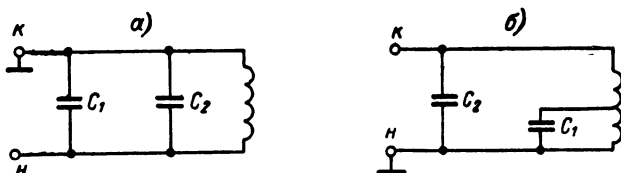


Рис. 17. Эквивалентные схемы к рис. 16

(в частности, секционированная тороидальная), секционированием обмоток, увеличением межобмоточных расстояний и использованием диэлектриков с малой величиной ϵ . Кроме этого, могут применяться электростатические экраны. Однако последний метод, так же как и заземление выводных концов, не всегда приводит к желаемому результату, так как величина собственной емкости может существенным образом меняться в зависимости от схемы заземления концов обмоток и экрана. Совершенно естественно, что в этом случае не представляется возможным дать какие-либо общие рекомендации для всех применяемых на практике конструкций трансформаторов. В каждом отдельном конкретном случае вопрос решается особо на основе изложенного выше метода расчета собственных емкостей. Для качественной оценки влияния экранов на величину собственной емкости трансформаторов приведем следующий несложный, но достаточно характерный пример. Пусть имеется двухобмоточный трансформатор, схематическое изображение его конструкции и эквивалентной схемы приведено на рис. 18, а. Для определенности предположим,

что трансформатор повышающий, т. е. $\omega_2 > \omega_1$ ($k = \omega_2/\omega_1 > 1$). Из схемы рис. 18, а нетрудно усмотреть, что электростатические экраны, вводимые между обмотками, изменяют величину межобмоточной емкости C_3 , которая при пересчете в первичную обмотку дает значи-

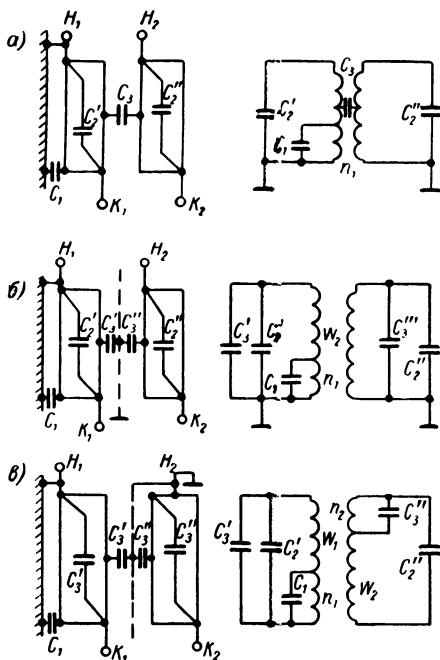


Рис. 18. Влияние электростатических экранов на собственную емкость обмоток: а — без экрана; б — заземлено начало первичной обмотки; в — заземлено начало вторичной обмотки

тельную величину (если $k \gg 1$). На величину других частных емкостей экраны, очевидно, не оказывают воздействия. Поэтому в дальнейшем для простоты эти емкости мы не будем специально рассматривать и обозначим суммарную приведенную величину C_1, C_1', C_2' через $C_{0.п}$. Тогда полная собственная емкость трансформатора определится в общем случае как

$$C_0 = C_{0.п} + C_3^*,$$

где C_3^* — межобмоточная емкость, приведенная к первичным виткам, для каждого конкретного случая применения экранов.

При отсутствии экрана (рис. 18, а) величина собственной емкости

$$C_{o. a} = C_{o. n} + C_3(k-1)^2.$$

Введем между обмотками экран по схеме рис. 18, б. В результате будем иметь

$$C_{ob} = C_{o. n} + C'_3 + C''_3(k-1)^2 \left(\frac{n}{m_2} \right)^2 = C_{o. n} + \\ + C'_3 + C''_2 \left(\frac{k-1}{m_2} \right)^2, \quad (140)$$

где n — число витков в одном слое вторичной обмотки; m_2 — число слоев вторичной обмотки.

Пусть

$$C'_3 = \vartheta C_3; \quad (\vartheta > 1).$$

Тогда

$$C''_3 = \frac{\vartheta}{\vartheta - 1} C_3.$$

С помощью полученных соотношений выражение (140) преобразуется к виду:

$$C_{ob} = C_{o. n} + \vartheta C_3 \left[1 + \frac{1}{\vartheta - 1} \left(\frac{k-1}{m_2} \right)^2 \right].$$

С учетом того, что $\frac{k-1}{m_2} \geq 1$, получим оптимальное значение для ϑ (с точки зрения минимума C_{ob}):

$$\vartheta = 1 + \frac{k-1}{m_2}.$$

Откуда

$$C_{ob} = C_{o. n} + C_3 \left(1 + \frac{k-1}{m_2} \right)^2$$

Сравнивая выражения, определяющие C_{oa} и C_{ob} , нетрудно прийти к выводу, что

$$C_{oa} > C_{ob}.$$

Совершенно иной результат может быть получен, если заземлить вместо начала вторичной обмотки ее конец (рис. 18, в). В этом случае будем иметь

$$C_{o.c} = C_{o.n} + C'_3 + C'_3(k-1)^2.$$

Вследствие того, что каждая из емкостей C'_3 и C''_3 больше C_3 , то $C_{o.c} > C_{0a}$.

Приведенное исследование показывает, что введение в конструкцию трансформатора экранов должно производиться на основе детального анализа схемы. В противном случае возможно существенное увеличение собственной емкости трансформатора.

§ 17. Расчет индуктивности рассеяния

Кроме собственной емкости другим важным фактором, определяющим в значительной степени качество работы трансформатора, является индуктивность рассеяния L_s . Этот параметр определяет величину частотных искажений и длительность нестационарных процессов, имеющих место в трансформаторах.

Необходимо отметить, что задача, связанная с теоретическим вычислением L_s , имеет уже значительную давность и в ее решении достигнуты определенные успехи. Наиболее известные результаты, содержащие инженерные методы расчета индуктивности рассеяния, приведены, например, в [13, 14].

В настоящем параграфе приводятся упрощенные формулы для определения L_s .

Исходная формула, определяющая индуктивность рассеяния, приведенную к первичным виткам для коаксиальных цилиндрических обмоток, имеет вид:

$$L_s = 2 \cdot 10^{-9} \omega_1^2 l_m \ln \frac{k_c g_{12}^2}{g_1 g_2} [\text{гн}],$$

где l_m — периметр среднего витка; k_c — коэффициент, учитывающий влияние сердечника; g_1 , g_2 — средние геометрические расстояния сечений обмоток от самих себя; g_{12} — среднее геометрическое расстояние между сечениями обмоток.

Вычисление величин среднегеометрических расстояний в общем случае является сложной математической

задачей, далеко не всегда разрешимой в конечном виде. Для прямоугольных сечений обмоток одинаковой высоты, т. е. для наиболее часто встречающейся на практике конструкции обмоток, среднегеометрические расстояния могут быть вычислены по следующим формулам:

$$\begin{aligned} g_1 &= 0,223 (h + b_1); \\ g_2 &= 0,223 (h + b_2); \\ g_{12} &= 0,223h + 0,78a, \end{aligned}$$

где h — высота сечения; b_1, b_2 — ширина сечений обмоток; a — расстояние между осями сечений.

Параметр k_c вычисляется обычно с помощью метода зеркальных изображений и для данного частного случая (одинаковых высот обмоток) оказывается равным:

$$k_c = \frac{[(2c + a) 0,78 + 0,223h]^2}{[1,56c + 0,223h][1,56(c + a) + 0,223h]},$$

где c — расстояние между сердечником и сечением ближайшей к нему обмотки.

Для тороидальной конструкции трансформатора с секционированными обмотками (рис. 15) индуктивность рассеяния вычисляется по формуле:

$$L_s = 1,2\mu_0\omega_1^2 l_m \frac{1}{N^{4/3}} \left[1 + \frac{1}{2} \ln \left(1 + \frac{l}{R} \right) \right],$$

где l_m — периметр среднего витка; N — число секций; R — радиус средней линии сердечника; l — величина промежутка между секциями, измеренная по средней линии сердечника.

Пример 16. Для трансформатора, рассмотренного в примере 15, определить индуктивность рассеяния L_s . При этом

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9} \text{ гн/см}; \quad l = 2 \text{ см}; \quad R = 5,2 \text{ см}.$$

Используя формулу, определяющую индуктивность рассеяния L_s трансформатора тороидальной конструкции с секционированными обмотками, имеем

$$\begin{aligned} L_s &= 1,2\mu_0\omega_1^2 l_m \frac{1}{N^{3/4}} \left[1 + \frac{1}{2} \ln \left(1 + \frac{l}{R} \right) \right] = \\ &= 1,2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-9} \cdot 120^2 \cdot 8 \frac{1}{4^{3/4}} \left[1 + \frac{1}{2} \ln \left(1 + \frac{2}{5,2} \right) \right] = 0,32 \text{ мГн}. \end{aligned}$$

Если число секций уменьшить до двух, то с учетом, что $l = 4 \text{ см}$, будем иметь

$$L_s = 0,88 \text{ мГн}.$$

§ 18. Расчет полей рассеяния трансформаторов

При проектировании современной радиоэлектронной аппаратуры (особенно в условиях тесной компоновки отдельных элементов) значительную проблему представляет определение величин полей рассеяния, создаваемых трансформаторами, дросселями и другими электромагнитными элементами. Без решения этой задачи, очевидно, не представляется возможным правильно осуществить надежную защиту отдельных узлов аппаратуры от помехонесущих полей.

В настоящем разделе общая задача определения помехонесущих полей ограничивается рассматриваемым классом электромагнитных элементов, т. е. трансформаторов. Отметим, однако, что излагаемый ниже метод расчета может быть применен к дросселям и катушкам индуктивности.

В основу метода положено то обстоятельство, что поле цилиндрической катушки на расстоянии от ее центра порядка габаритного размера практически совпадает с полем среднего витка, по которому протекает полный ток катушки. Поле витка с током, как известно [21], выражается достаточно сложной зависимостью, которая определяется через эллиптические интегралы первого и второго рода. Однако, как показано в [22], поле витка может быть заменено полем магнитного диполя с переменным магнитным моментом

$$M_m = \mu_0 I \pi R^2 \chi,$$

где

$$\chi = \left(\frac{z^2 + \rho^2}{R^2 + z^2 + \rho^2} \right)^{3/2};$$

ρ , z — цилиндрические координаты (рис. 19); R — радиус витка.

Составляющие напряженности поля определяются по формулам:

$$H_z = - \frac{M_m (\rho^2 - 2z^2)}{4\pi\mu_0 r^5};$$

$$H_\rho = - \frac{3M_m z \rho}{4\pi\mu_0 r^5},$$

где

$$r = \sqrt{\rho^2 + z^2}.$$

Таким образом, чтобы определить поле, создаваемое катушкой, необходимо заменить ее эквивалентным витком

с током, равным полному току катушки, и производить вычисления по приведенным выше формулам (рис. 19). Из формул видно, что при $r = \text{const}$ напряженность поля принимает максимальное значение на оси z :

$$|H| = \frac{M_m}{2\pi\mu_0 r^3} \quad (141)$$

и минимальное на оси ρ

$$|H| = \frac{M_m}{4\pi\mu_0 r^3}. \quad (142)$$

Полученные формулы справедливы для значений r равных или превышающих наибольший габаритный размер катушки (h или R см. рис. 19).

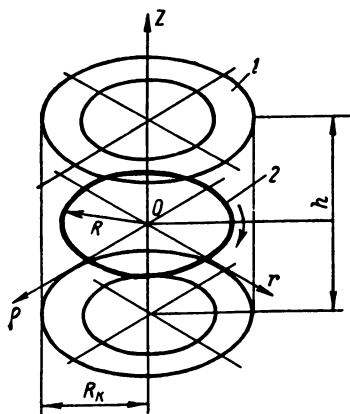


Рис. 19. Виток (2), имитирующий поле обмотки (1)

Для систем с магнитопроводом (трансформаторы, дроссели, реле и т. д.) расчет производится с помощью метода зеркальных изображений. В соответствии с этим методом каждый эквивалентный виток, имитирующий отдельную обмотку, отражается в магнитопроводе.

При этом реальный сердечник и обмотки следует идеализированно представить как сплошной и полый цилиндры, исходя из равенства периметров среднего витка данной обмотки и сечения магнитопровода. Результирующее поле,

очевидно, будет представлять собой алгебраическую сумму составляющих напряженности поля для всех витков.

В силу сказанного эквивалентные радиусы обмотки, магнитопровода и отраженной обмотки (витка) соответственно будут:

$$R_k = \frac{l_m}{2\pi}; \quad R_c = \frac{l_{cm}}{2\pi}; \quad R'_k = \frac{R_c^2}{R_k},$$

где R_k , R_c , R'_k — эквивалентные радиусы реальной обмотки, магнитопровода и отраженной обмотки; l_m , $l_{c.m}$ — периметры среднего витка реальной обмотки и поперечного сечения магнитопровода.

Пример 17. На рис. 20, а изображен трансформатор, имеющий следующие данные:

$$h; \quad A = B; \quad \delta_1 = \delta_2; \quad C = D;$$

$$h > 0,5A + C + D + \delta_1 + \delta_2; \quad I = i_1 w_1 = i_2 w_2.$$

Требуется определить величину поля рассеяния.

Из приведенных данных следует, что наибольшим габаритным размером катушки трансформатора является высота h . Поэтому поле на расстоянии $r \geq h$ от центра обмоток может быть определено по формулам (141) и (142). Напомним попутно, что наибольшая величина напряженности поля будет иметь место на оси z , а поле

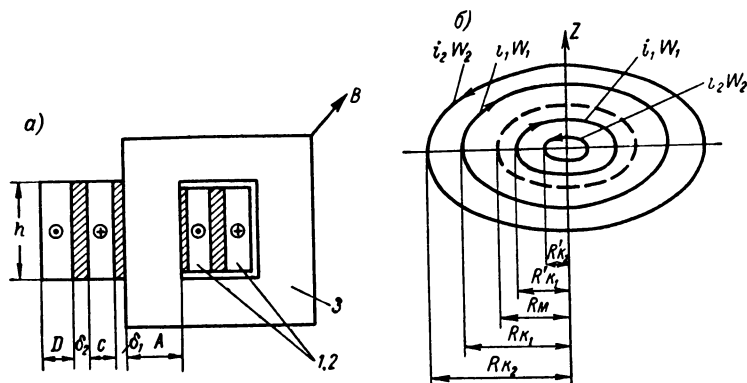


Рис. 20. К примеру расчета поля рассеяния трансформатора: а — трансформатор; б — витки, имитирующие поле обмоток (1 и 2) при наличии магнитопровода (3)

во всех других точках пространства на расстоянии $r = \text{const}$ будет изменяться в пределах от $H_{\text{макс}}$ до $0,5 H_{\text{макс}}$ — см. формулы (141) и (142). Для оценки величины поля рассеяния, очевидно, достаточно вычислить его значение на оси z при $r \geq h$.

Расчет производится следующим образом:

1. Находим периметры средних витков первичной и вторичной обмоток l_{M1} ; l_{M2} .

2. Находим периметр поперечного сечения магнитопровода:

$$l_{c.м} = 2(A + B).$$

3. Находим радиусы эквивалентных витков реальных и отраженных обмоток, а также магнитопровода:

$$R_{K1} = \frac{l_{M1}}{2\pi}; \quad R_{K2} = \frac{l_{M2}}{2\pi}; \quad R_c = \frac{l_{c.м}}{2\pi};$$

$$R'_{K1} = \frac{R_c^2}{R_{K1}}; \quad R'_{K2} = \frac{R_c^2}{R_{K2}}.$$

4. Принимая за величину r предельное ее значение (т. е. h), вычисляем параметр χ для каждого эквивалентного витка (в этом случае $\rho = 0$, $z = h$):

$$\chi_{k1} = \left(\frac{h^2}{R_{k1}^2 + h^2} \right)^{3/2};$$

$$\chi_{k2} = \left(\frac{h^2}{R_{k2}^2 + h^2} \right)^{3/2};$$

$$\chi'_{k1} = \left(\frac{h^2}{R_{k1}'^2 + h_2^2} \right)^{3/2};$$

$$\chi'_{k2} = \left(\frac{h^2}{R_{k2}'^2 + h^2} \right)^{3/2}.$$

5. В результате исходную систему (трансформатор) можно преобразовать в систему, состоящую из четырех коаксиальных витков, находящихся в одной плоскости (рис. 20, б). Суммируя далее (с учетом направлений токов) напряженности поля, создаваемые каждым витком в интересующей нас точке ($z = h$), вычисляем величину результирующего поля рассеяния:

$$\begin{aligned} H &= H_{k1} + H_{k2} + H'_{k1} + H'_{k2} = \\ &= \frac{I}{2h^3} [R_{k1}^2 \chi_{k1} - R_{k2}^2 \chi_{k2} + (R'_{k1})^2 \chi'_{k1} - (R'_{k2})^2 \chi'_{k2}]. \end{aligned}$$

В заключение отметим, что если трансформатор имеет обмотки на каждом стержне магнитопровода, то расчетная модель, очевидно, будет представлять собой соответствующее число групп коаксиальных витков, расположенных в одной плоскости.

При протекании по обмоткам трансформатора токов с разными фазами (или разных гармоник) суммирование отдельных полей следует производить с учетом фазовых соотношений (или по каждой гармонике отдельно).

Наименьшее поле рассеяния, практически равное нулю, создают тороидальные конструкции трансформаторов с обмотками, равномерно распределенными по всему периметру магнитопровода без перекрытий и промежутков. Оценить величину поля такой конструкции не представляется возможным, поскольку оно в основном определяется асимметрией укладки витков (на наружной поверхности магнитопровода витки ложатся с большими промежутками, чем на внутренней). Исходя из сказанного, на практике обычно

поле рассеяния с достаточной долей приближения считают равным нулю. В особых случаях следует прибегать к моделированию или макетированию конструкции.

Для тороидальных конструкций трансформаторов с секционированными обмотками каждая секция заменяется эквивалентным витком по методу, изложенному выше, и отдельные составляющие поля от каждого витка геометрически суммируются.

§ 19. Помехоустойчивость трансформаторов

Под термином помехоустойчивость трансформатора обычно понимают степень его чувствительности к внешним полям. Совершенно естественно, что в общем случае не представляется возможным дать какие-либо численные оценки этой величины. Очевидно, что этот вопрос является специфичным для каждого конкретного случая и решается особо в зависимости от заданных исходных параметров.

В настоящем параграфе мы ограничимся перечнем самых общих рекомендаций, выполнение которых приводит к повышению помехоустойчивости трансформаторов.

Применение магнитопроводов с высокой начальной магнитной проницаемостью позволяет уменьшить геометрические размеры трансформатора и число витков обмоток. Последнее приводит к уменьшению э. д. с. помехи, так как

$$E_n = 2\pi f_n B_n s w k,$$

где E_n — э. д. с. помехи; f_n , B_n — частота и индукция в магнитопроводе помехонесущего поля.

Величина индукции в сердечнике, которая создается полем помехи, в значительной степени определяется магнитной проницаемостью сердечника и его конфигурацией. Как показывают многочисленные экспериментальные данные, индукция в сердечнике превосходит индукцию внешнего (невозмущенного наличием трансформатора) поля в 3—5 раз. Поэтому поправочный коэффициент в приведенной формуле может быть выбран в пределах $k = 3—5$.

При этом меньшее значение следует принимать для конструкции трансформаторов с близкими величинами основных габаритных размеров, а большее для конструкций с сильно различающимися габаритными размерами.

Напряжение помехи на первичной обмотке может быть найдено из анализа эквивалентной схемы трансформатора:

$$U_n = \frac{E_n}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\pi f_n L_1}{R_{э. н}} \right)^2}},$$

где $R_{э. н}$ определяется по формуле (26).

Другим способом, уменьшающим чувствительность трансформатора к внешним помехам, является применение двухкатушечной конструкции. При этом магнитный поток в магнитопроводе, создаваемый помехонесущим полем, оказывается направленным так, что э. д. с., наводимые им в обмотках, компенсируют друг друга.

Помехоустойчивость может быть увеличена путем расположения трансформатора таким образом, чтобы оси его обмоток были направлены перпендикулярно силовым линиям внешнего поля. Направление внешнего поля определяется либо путем соответствующих расчетов по методу, изложенному в § 18, либо путем эксперимента.

Кроме указанных способов улучшения помехоустойчивости трансформаторов может быть рекомендован еще один, заключающийся в применении тороидальных конструкций. При этом наилучший эффект дает использование указанных конструкций, у которых обмотки располагаются либо по всему периметру сердечника без промежутков или перекрытий, либо в виде отдельных секций по типу, представленному на рис. 15.

Необходимо отметить, что перечисленные меры не обеспечивают в большинстве случаев желаемого снижения уровня помех, наводимых внешними электромагнитными полями. Поэтому наиболее эффективным способом борьбы с помехами является применение экранов, основные моменты проектирования которых излагаются в следующем параграфе.

§ 20. Экранирование трансформаторов

Внешние электростатические и электромагнитные поля в большинстве случаев оказывают существенное воздействие на работу трансформаторов.

Необходимо отметить, что меры борьбы с помехонесущими электростатическими полями чрезвычайно просты

и сводятся по существу к заключению трансформатора в сплошную металлическую оболочку любой толщины и выполненную из любого хорошо проводящего материала, соединенную проводником с точкой нулевого потенциала. При этом следует учитывать то обстоятельство, что электростатическое экранирование может увеличить емкость системы и монтажа.

Экранирование трансформаторов от электромагнитных полей связано с решением сложной задачи теории поля. Строгое и подробное решение указанного вопроса приводится в известной монографии Кадена [10]. В настоящей работе приводятся общие рекомендации, вытекающие из соответствующих теоретических исследований и физических соображений.

Анализ самого явления электромагнитного экранирования дает возможность сформулировать следующие принципы проектирования экранов.

1. Начальная магнитная проницаемость материала экрана должна быть по возможности более высокой, это объясняется тем, что индукция поля помех имеет малую величину.

2. Коэффициент экранирования (т. е. отношение величины полей вне и внутри экрана) в первом приближении пропорционален толщине экрана. Это объясняется тем, что магнитное сопротивление экрана падает с увеличением его толщины (для относительно низких частот).

3. Воздушный промежуток между экранируемым элементом и экраном должен быть по возможности увеличен (практически до 10 мм).

4. Конструкция экрана должна быть выполнена таким образом, чтобы по пути силовых линий помехонесущего поля не встречались стыки и швы с большим магнитным сопротивлением. Совершенно недопустимо крепление трансформатора стальными деталями, которые могут образовывать пути с малым магнитным сопротивлением между магнитопроводом и экраном.

При проектировании экранов становится целесообразным выполнять их из материала с большой проводимостью. Экранирующее действие такого экрана обусловлено встречно направленным полем вихревых токов, возникающих в стенках экрана.

Для достижения большей степени экранирования и возможности защиты трансформаторов от помехонесущих по-

лей различных частот экраны выполняются многослойными. При этом оказывается целесообразным сочетание материалов с большой магнитной проницаемостью и проводимостью (например, пермаллой и медь).

Необходимо иметь в виду, что увеличение толщины экрана дает значительно меньший эффект по сравнению с использованием многослойных экранов с той же суммарной толщиной стенок. Коэффициент экранирования для многослойных экранов

$$k_3 = \frac{H_0}{H_p} \approx \prod_{i=1}^n k_{3i},$$

где H_0 , H_p — величина помехонесущего поля вне и внутри экрана; k_{3i} — степень экранирования i -го экрана.

Из теоретического исследования вопроса, связанного с конструированием многослойных экранов, следует, что оптимальная степень экранирования достигается при условии, когда толщины отдельных экранов и промежутков между ними пропорциональны расстоянию от центра экрана. При этом толщины промежутков должны быть равны среднему геометрическому из толщин смежных стенок экранов.

Совершенно естественно, что такая конструкция не является технологичной, и на практике обычно применяются экраны одинаковой толщины с промежутками между ними, равными 0,5—1,0 мм.

Степень экранирования для одного экрана может быть вычислена по следующей приближенной формуле:

$$k_3 \approx \frac{1}{2} \left(1 + \mu_0 D \sqrt{\frac{2\pi f_n \gamma}{\mu \mu_0}} \right) \exp \left(a \sqrt{\mu \mu_0 \gamma \pi f_n} \right),$$

где γ — проводимость материала экрана; f_n — частота помехи; D — габаритный размер экранируемого элемента; a — толщина стенки экрана.

При заданной степени экранирования, которая определяется помехоустойчивостью трансформатора, и выбранных магнитных и электрических характеристик материала экрана толщина его стенки может быть определена из приведенного выше соотношения:

$$a \approx \frac{1}{\sqrt{\mu \mu_0 \pi f_n \gamma}} \ln \frac{2k_3}{1 + \mu_0 D \sqrt{\frac{2\pi f_n \gamma}{\mu \mu_0}}}.$$

Пример 18. Определить необходимую толщину экрана a для трансформатора по следующим исходным данным:

$\gamma = 2,22 \cdot 10^4$ 1/ом·см (железоникелевый сплав марки 50Н холодной прокатки); $\mu = 2800$; $D = 6$ см; $f_{\Pi} = 10^5$ гц; $k_3 = 10^2$; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$ гн/см.

Применяя последнюю формулу § 20, будем иметь:

$$a = \frac{1}{\sqrt{\mu\mu_0\pi f_{\Pi}\gamma}} \ln \frac{k_3}{1 + \mu_0 D \sqrt{\frac{2\pi f_{\Pi}\gamma}{\mu\mu_0}}} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2,8 \cdot 10^3 \cdot 4\pi \cdot 10^{-9} \cdot \pi \cdot 10^5 \cdot 2,22 \cdot 10^4}} \times$$

$$\times \ln \frac{10^2}{1 + 4\pi \cdot 10^{-9} \cdot 6 \sqrt{\frac{2\pi \cdot 10^5 \cdot 2,22 \cdot 10^4}{2,8 \cdot 10^3 \cdot 4\pi \cdot 10^{-9}}}} = 0,75 \cdot 10^{-2} \text{ см.}$$

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ

§ 21. Магнитопровод

Выбор типа магнитопровода. Выбор магнитопровода определяется требованиями, предъявляемыми к конкретному трансформатору, условиями его работы, объемом выпуска и технологическими возможностями производства. Ввиду многообразия перечисленных факторов можно дать лишь общие рекомендации по выбору магнитопровода трансформатора, ориентируясь на существующие ряды сердечников. Вопросы оптимальной геометрии последних вообще не рассматриваются.

Конструктивно магнитопроводы выполняются трех типов: тороидальные, броневые и стержневые.

С точки зрения использования магнитных свойств материала при отсутствии подмагничивающего поля предпочтительнее тороидальный сердечник (выше магнитная проницаемость). В этом случае при одинаковом способе

намотки индуктивность рассеяния получается наименьшей, а собственная емкость трансформатора того же порядка. Трансформатор, выполненный на тороидальном сердечнике, обладает повышенной устойчивостью к влияниям внешних наводок.

При необходимости секционирования обмоток тороидального трансформатора с целью снижения паразитных параметров намоточные работы приходится выполнять вручную, что неприемлемо при большом объеме выпуска. Изготовление высоковольтных трансформаторов (свыше 1000 в) на тороидальных сердечниках оправдано лишь при единичном и мелкосерийном производстве или применением в специальной аппаратуре, где сложности технологического порядка отступают на второй план перед стремлением получить наименьшие габариты и вес.

При наличии подмагничивающего поля применение тороидального сердечника нерационально вследствие существенного снижения магнитной проницаемости. В этом случае используют сердечник с немагнитным зазором броневого или стержневой конструкции.

Трансформатор броневого конструкции в сравнении со стержневой проще в изготовлении (одна катушка), но обладает большими паразитными параметрами при прочих равных условиях. Броневые сердечники применяют в выходных трансформаторах малой мощности, где не требуется высокой степени симметрии обмоток (половинок первичных обмоток трансформаторов двухтактных схем). Броневая конструкция предпочтительнее для малых типовых размеров магнитопроводов, так как коэффициент заполнения окна сердечника медью в этом случае выше, чем в стержневой конструкции.

Стержневая конструкция трансформатора при наиболее простой технологии намотки позволяет получить сравнительно высокую степень симметрии обмоток. Она значительно устойчивее броневого конструкции в отношении воздействия внешних полей наводок. Высоковольтные трансформаторы предпочтительнее выполнять на сердечниках стержневого типа.

Выбор магнитного материала. Сердечники трансформаторов набираются из штампованных пластин или навиваются из полос (лент) электротехнической стали и железоникелевых сплавов. Применяются также сердечники из ферритов (оксиферов).

Выбор материала магнитопровода определяется требованиями, предъявляемыми к трансформатору (минимальные габариты, вес или стоимость), и нижней границей рабочих частот.

Трансформаторные стали горячей прокатки марок Э41, Э42, Э43 и Э44 (ГОСТ 802—58) в последнее время вытесняются холоднокатаными текстурованными ленточными сталями марок Э310, Э320, Э330 и Э340, Э350, Э360 (ГОСТ 9925—61). Эти стали обладают пониженными удельными потерями, высокой индукцией насыщения (примерно 1,9 *тл*) и относительно высокой магнитной проницаемостью в средних и сильных полях. Преимущественно электротехнические стали применяют в трансформаторах, нижняя рабочая частота которых не превышает десятков и сотен герц.

Для трансформаторов усилительных и измерительных схем широко применяются также железоникелевые сплавы с высокой магнитной проницаемостью марок 50Н, 79НМ, 80НХС и др. (ГОСТ 10160—62). Сплав 50Н обладает высокой индукцией насыщения (1,5 *тл*), сплавы 79НМ и 80НХС — малыми удельными потерями и высокой магнитной проницаемостью в слабых полях при индукции насыщения 0,75 — 0,65 *тл*.

Железоникелевые сплавы применяют в трансформаторах, нижняя рабочая частота которых лежит в области звуковых и ультразвуковых частот.

При наличии подмагничивающего поля сплавы 79НМ и 80НХС применять не следует, независимо от типа сердечника.

Выбор толщины ленты (пластин) магнитного материала определяется нижней рабочей частотой трансформатора. Чем меньше толщина ленты материала, тем меньше потери (выше добротность магнитного материала) и слабее частотная зависимость магнитной проницаемости, но тем выше стоимость сердечника. В табл. 4 приведены рекомендуемые толщины магнитных материалов для различных частот [3].

Для трансформаторов, работающих в резонансных цепях, например, в резисторно-трансформаторной схеме с подъемом частотной характеристики на нижних частотах, добротность магнитного материала приобретает важное значение и должна обеспечиваться выбором более тонкой ленты, чем это рекомендуется табл. 4, или выбором подходящего ферритового сердечника.

Таблица 4

Рекомендуемые толщины магнитных материалов, мм

Материал	Частота f_H , гц			
	50	400—500	1000—2500	2500—100 000
Холоднокатаные стали	0,5—0,02	0,2—0,15	0,1—0,05	0,05
50Н	0,5; 0,35	0,1	0,1—0,05	0,05
80НХС, 79НМ	0,5; 0,35	0,1	0,05	0,05—0,02

Применение ферритов ограничивается низкой индукцией насыщения (0,4 — 0,5 тл), сильной амплитудной и температурной нестабильностью магнитной проницаемости, большой чувствительностью к подмагничивающему полю, в ряде случаев недостаточно высокой точкой Кюри. Поэтому в средних и сильных полях низкой частоты замена электротехнической стали ферритами нецелесообразна; на более высоких частотах (десятки и сотни тысяч герц) ферриты в некоторых случаях успешно конкурируют с железоникелевыми сплавами.

В слабых полях ферриты выгодно отличаются постоянством начальной магнитной проницаемости μ_n (при ее большой абсолютной величине) в широком диапазоне частот, высокой добротностью магнитного материала. Введение немагнитного зазора в ферритовый магнитопровод позволяет в известной мере улучшить температурный коэффициент магнитной проницаемости, правда, при этом снижается ее абсолютная величина. По этой причине и соображениям технологического порядка сердечники трансформаторов чаще делают сборными, из двух пришлифованных деталей Ш- и П-образной формы.

Для изготовления сердечников трансформаторов, работающих в слабых полях, применяют в основном марганец-цинковые ферриты марок 6000НМ, 4000НМ, 2000НМ, 1500НМЗ, 1000НМЗ и 700НМ (первые цифры указывают номинальные значения μ_n магнитных материалов). Феррит 700НМ имеет улучшенный температурный коэффициент и минимальные потери [24].

Для работы на повышенных индукциях (0,1 — 0,2 тл) наибольшее применение получили ферриты 2000НМ, НМС

и НМСІ (например, в выходных строчных трансформаторах телевизоров).

Выбор типоразмера магнитопровода. Типоразмер магнитопровода выбирается по табл. П-1 — П-3, П-5 — П-9 приложения 1. При этом он должен отвечать двум требованиям: а) возможности получения необходимой постоянной времени трансформатора; б) возможности реализации подводимой к трансформатору мощности.

Постоянная времени первичной обмотки трансформатора (при работе в режиме *A*), выраженная через конструктивные размеры сердечника и свойства материалов, определяется соотношением:

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{\mu \mu_0 s_c s_o k_m}{2 \rho_m l_c l_m}, \quad (143)$$

где μ_0 — магнитная проницаемость воздуха, равная $4\pi \cdot 10^{-7}$ гн/м; μ — относительная магнитная проницаемость сердечника; s_c — активное сечение сердечника; s_o — площадь окна сердечника; k_m — коэффициент заполнения медью окна сердечника; ρ_m — удельное сопротивление проводниковой меди, равное $1,75 \cdot 10^{-8}$ ом·м; l_c — средняя длина магнитной силовой линии сердечника; l_m — средняя длина витка трансформатора.

В формуле (143) величина μ является функцией магнитного материала и зависит от индукции и частоты. Поэтому типоразмер сердечника удобнее характеризовать его конструктивной постоянной

$$\tau_k = \frac{\mu_0 s_c s_o k_m}{2 \rho_m l_c l_m}. \quad (144)$$

Значения конструктивных постоянных типоразмеров сердечников приведены в табл. П-1 — П-3, П-5 — П-9 приложения 1. При работе трансформатора в режиме *B* значения τ_k следует увеличить в 1,17 раза.

Требуемая величина конструктивной постоянной искомого типоразмера определяется по постоянной времени τ_1 , известной из электрического расчета, и магнитной проницаемости выбранного материала магнитопровода, т. е.

$$\tau_k = \frac{\tau_1}{\mu}. \quad (145)$$

При определении величины τ_k согласно (145) пользуются известным значением начальной магнитной проницаемости

материала, поскольку динамическая магнитная проницаемость может быть найдена только после определения величины индукции и числа витков обмотки трансформатора. Значения начальных магнитных проницаемостей различных материалов приведены в табл. П-11 и П-12 приложения 2.

Для сердечников без воздушного зазора в формулу (145) подставляется значение $\mu = \mu_n$, для сердечников с технологическим зазором — значение действующей магнитной проницаемости, определяемое выражением:

$$\mu_d = \frac{\mu_n}{1 + \frac{l_z}{l_c} \mu_n}, \quad (146)$$

где l_z — полная длина немагнитного зазора в магнитопроводе.

При наличии постоянного подмагничивания в формулу (145) нужно подставлять значение действующей магнитной проницаемости с учетом оптимального немагнитного зазора в сердечнике ($\mu = \mu'_d$). Приблизительное значение μ'_d

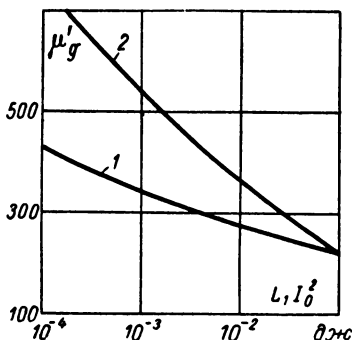


Рис. 21. Ориентировочные зависимости начальной магнитной проницаемости от $L_1 I_0^2$

1 — для холоднокатаных сталей; 2 — для сплава 50Н

можно найти из рис. 21 по величине произведения $L_1 I_0^2$, где L_1 — требуемая индуктивность первичной обмотки, I_0 — постоянная составляющая тока первичной обмотки.

Следует заметить, что в практике проектирования трансформаторов могут встретиться случаи, когда по условиям электрического расчета допускается большая величина омических сопротивлений обмоток. Однако из-за малой механической прочности брать очень тонкий провод нельзя. Поэтому приходится выбирать типоразмер сердечника с заведомо большей конструктивной постоянной, чем это необходимо.

Окончательное заключение о правильности выбора типоразмера магнитопровода по его конструктивной постоянной можно сделать лишь после конструктивного расчета обмоток трансформатора и проверки размещения последних в окне магнитопровода.

Критическая мощность трансформатора, которая может быть реализована на конкретном типоразмере магнитопровода, связана с максимально допустимой индукцией B_{\max} и геометрическими размерами сердечника следующей зависимостью (работа в режиме A):

$$P_{\text{кр}} = \frac{(\omega_n B_{\max} s_c)^2 (1 - \eta) s_o k_m}{8 \rho_m l_m}, \quad (147)$$

или с учетом (144)

$$P_{\text{кр}} = \frac{(\omega_n B_{\max})^2 (1 - \eta) \tau_k V_c}{4 \mu_0}, \quad (148)$$

где $V_c = s_c l_c$ — объем сердечника.

Решая (148) относительно параметров, связанных с геометрией сердечника, получаем

$$\tau_k V_c = \frac{a P_{\text{кр}}}{(f_n B_{\max})^2 (1 - \eta)}, \quad (149)$$

где a — некоторая постоянная ($a = 1,27 \cdot 10^{-7}$ гн/м для трансформаторов, работающих в режиме A , и $a = 2,17 \cdot 10^{-7}$ гн/м для трансформаторов, работающих в режиме B).

Величины произведений $\tau_k V_c$, подсчитанные по геометрическим размерам сердечников, приведены в табл. приложения 1.

Таким образом, задача выбора сердечника по подводимой к трансформатору мощности сводится к отысканию типоразмера, для которого табличное значение величины произведения $\tau_k V_c$ не меньше найденного по (149).

В выражении (149) все величины, кроме B_{\max} , известны: частота f_n задается, η берется из электрического расчета, $P_{\text{кр}} = P_n / \eta$.

Выбор индукции B_{\max} ограничивается допустимой величиной нелинейных искажений и производится по кривым рис. 22 следующим образом.

Коэффициент нелинейных искажений k_f определяется коэффициентом частотных искажений M_n и результирующим коэффициентом k_r гармонических составляющих тока:

$$k_f = \sqrt{(k_2^2 + k_3^2 + k_4^2 + \dots) (M_n^2 - 1)} = k_r \sqrt{M_n^2 - 1},$$

где k_2, k_3, k_4, \dots — коэффициенты гармоник по току.

Отсюда

$$k_r = \frac{k_f}{\sqrt{M_H^2 - 1}}, \quad (150)$$

где k_f и M_H — заданные величины.

Зависимость между величинами k_r и B_{\max} устанавливается путем экспериментального определения коэффициентов гармоник по току (рис. 40, 41). Кривые рис. 22

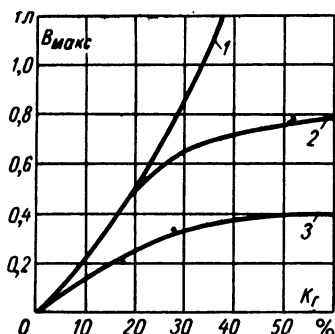


Рис. 22. Зависимости рекомендуемых значений B_{\max} от k_r
 1 — для холоднокатаных сталей;
 2 — для сплава 50Н; 3 — для сплава 80НХС

построены по опытным средним данным [23] при отсутствии подмагничивающего поля. При наличии последнего коэффициент k_f даже уменьшается вследствие линеаризирующего действия немагнитного зазора в магнитопроводе, всегда вводимого в этом случае.

По кривой рис. 22, соответствующей выбранному материалу сердечника, и значению найденного по (150) коэффициента k_r определяется величина B_{\max} . Затем по (149) находится необходимая величина произведения $\tau_k V_c$ и выбирается типоразмер сердечника.

Окончательное заключение о правильности выбора типоразмера сердечника по подводящей к трансформатору мощности можно сделать лишь после конструктивного расчета обмоток и проверки теплового режима работы трансформатора.

§ 22. Конструктивный расчет обмоток

Обмотки трансформаторов могут выполняться на каркасе либо без него. Основные требования, которые предъявляются к материалу каркаса, следующие: а) механическая прочность; б) высокие изоляционные качества; в) хорошая обрабатываемость; г) негигроскопичность.

В качестве таких материалов обычно используются: гетинакс, различные пластмассы и др.

Так называемая «бескаркасная» намотка выполняется

на гильзах из изоляционных материалов. Намотка производится слоями, причем каждый слой отделяется от другого прокладками. Ширина прокладок делается на 2—5 мм больше, чем ширина слоя обмотки, чтобы исключить возможность сползания проводов. Для повышения влагостойкости такие обмотки обычно подвергаются пропитке в изолирующем составе. Одновременно указанная операция улучшает механическую прочность обмотки.

Для обмоток трансформаторов применяется изолированный провод. Наиболее распространенные марки проводов, применяемых для трансформаторов рассматриваемого типа, следующие: а) провод с лаковой эмалевой изоляцией (ПЭЛ); б) провод с эмалевой изоляцией, покрытой одним слоем шелковой пряжи (ПЭШО, ПЭЛШО); в) провод, изолированный двумя слоями стекловолна (ПСД); г) провод медный, изолированный высокопрочной эмалью (ПЭВ).

При напряжении до 500 в между обмотками обычно используются провода с эмалевой изоляцией. Для обмоток, выполняемых проводом с увеличенным диаметром, особенно при работе на повышенных частотах, применяются провода марки ПЭШО, ПЭЛШО, несмотря на их более высокую стоимость.

Междубмоточная и междуслоевая изоляция обычно выполняется из следующих материалов: а) кабельная бумага марки К; б) пропиточная бумага марки ИП; в) конденсаторная бумага марки КОН.

Применение того или иного материала для рассматриваемого класса трансформаторов, которые, как правило, являются низковольтными элементами, в основном определяется его механическими свойствами. Для обмоток, выполненных проводом с большим диаметром, используется кабельная бумага, а для малых диаметров проводов пропиточная или конденсаторная бумага.

Кроме указанных материалов для элементов, работающих на повышенных частотах, широко применяются пленочные материалы из фторорганических соединений, полиэтилена и т. д.

Расчет числа витков трансформатора производится, исходя из выполнения двух условий: а) получения необходимой величины индуктивности первичной обмотки L_1 , соответствующей электрическому расчету; б) обеспечения допустимой величины индукции в сердечнике.

Первое и второе условия дают:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{L_1 l_c}{\mu \mu_0 S}};$$

$$B = \frac{U_1}{2\pi f \omega_1 S} = \frac{U}{2\pi f} \sqrt{\frac{\mu \mu_0}{L_1 l_c S}} \leq B_{\text{доп}}.$$

Величина μ уточняется по кривым приложения 2, соответствующим рабочей индукции и частоте f_n . Коэффициент частотных искажений M_n уточняется по формуле (16). При этом

$$R_n = \frac{U_1^2}{2P_c},$$

где P_c — потери в стали, определяемые по кривым (см. приложение 2).

Диаметр провода обмоток определяется на основании полученной из электрического расчета трансформатора величины активного сопротивления

$$r = \rho \frac{4\omega l_M}{\pi d^2}.$$

Подставляя в эту формулу значение удельного сопротивления для меди, получим выражение, определяющее диаметр провода,

$$d = 0,15 \sqrt{\frac{\omega l_M}{r}} \text{ (мм)}.$$

Если обмотки при работе трансформатора нагреваются свыше 20°C , то величину диаметра провода следует определять по формуле:

$$d = 0,15 \sqrt{\frac{[1 + 4 \cdot 10^{-3} (t + 20)] l_M \omega}{r}}.$$

Длина провода обмотки определяется через периметр среднего витка обмотки и число витков:

$$l = l_M \omega.$$

Обмотки трансформатора могут располагаться либо одна над другой в виде концентрических цилиндров (слоевая цилиндрическая конструкция), либо одна рядом с другой

в виде галет или дисков, разделенных изолирующими прокладками (галетная или дисковая конструкция).

С целью уменьшения индуктивности рассеяния обмотки иногда разделяют на несколько чередующихся частей (секций). Этот способ находит применение в обоих указанных выше типах конструкций обмоток.

Как показывают соответствующие теоретические и экспериментальные исследования число чередующихся секций с точки зрения уменьшения L должно быть нечетным. Кроме этого, при четном числе секции обмотки нельзя сделать симметричными, что во многих случаях является необходимым.

§ 23. Расчет активного сопротивления обмотки на повышенной частоте

При прохождении тока повышенной частоты по обмотке наблюдается рост ее активного сопротивления. Это явление объясняется вытеснением тока в периферийные области сечения проводника, из которого выполнена обмотка. В многослойных катушках увеличение плотности тока в определенных областях сечения проводника происходит из-за влияния поверхностного эффекта и эффекта близости. Физические основы указанных явлений достаточно подробно рассматриваются в соответствующих курсах теории электромагнитного поля и поэтому нами не рассматриваются. Необходимо отметить, что для трансформаторов, работающих в звуковом и ультразвуковом диапазоне частот, активное сопротивление обмотки в основном определяется эффектом близости.

В силу того, что указанное возрастание сопротивления весьма существенно и в некоторых случаях может достигать величин, превышающих сопротивление обмотки постоянному току в несколько раз, очевидно при проектировании трансформаторов следует уделять самое серьезное внимание этому вопросу.

Соответствующими исследованиями, результаты которых изложены, например, в [20], установлено, что сопротивления обмотки являются сложной функцией частоты и геометрии.

Не касаясь самой процедуры математического решения поставленной задачи, в настоящем параграфе мы даем лишь окончательные результаты, которыми расчетчик может

руководствоваться при проектировании трансформаторов.

Степень увеличения активного сопротивления ϑ , представляющая собой отношение сопротивления на повышенной частоте к сопротивлению той же обмотки постоянному току, для цилиндрических воздушных катушек, имеющих обычную рядовую намотку, определяется выражениями: для одножильного провода

$$\vartheta = (1 + F) + \left(\frac{k' \omega d}{2D} \right)^2 G; \quad (151)$$

для литцендрата

$$\vartheta = (1 + F) + \left[\frac{c}{d_0} + \left(\frac{k' \omega}{2D} \right)^2 \right] N^2 d^2 G, \quad (152)$$

где k' — коэффициент, учитывающий влияние геометрии катушки на эффект близости и определяемый по табл. 5; $(1 + F)$ — коэффициент, учитывающий увеличение сопротивления за счет поверхностного эффекта и определяемый по табл. 6; G — коэффициент, учитывающий влияние частоты и диаметра провода на эффект близости и определяемый по табл. 6; c — коэффициент, зависящий от числа жил литцендрата (табл. 7); D — наружный диаметр катушки (м); d — диаметр голого провода или диаметр отдельной жилы литцендрата, см; d_0 — полный наружный диаметр литцендрата без наружной изоляции, см; N — число жил литцендрата; ω — число витков.

Таблица 5

Значения коэффициента k'

l/D	l/D				
	0,125	0,25	0,375	0,5	1,0
0,0	41	21	14	11	7
0,1	23	15	12	10	6
0,2	16	12	10	8	5,4
0,3	14	11	9	7	4,8
0,4	12	9	8	6,8	4,4
0,5	10	8	7	6	4,2

Примечание. l — длина намотки, t — глубина намотки.

Таблица 6

Значения коэффициентов $(1+F)$ и G

z	$1+F$	G	z	$1+F$	G
0,1	1,00	$15 \cdot 10^{-7}$	4,0	1,68	0,584
0,3	1,00	10^{-4}	5,0	2,04	0,755
			8,0	3,09	1,29
0,5	1,00	10^{-3}	10,0	3,8	1,64
0,8	1,00	$0,3 \cdot 10^{-3}$	15,0	5,56	2,53
1,0	1,01	$15,2 \cdot 10^{-3}$	20,0	7,33	3,41
1,5	1,03	$69,4 \cdot 10^{-3}$	25,0	9,09	4,29
2,0	1,08	$173 \cdot 10^{-3}$	30,0	10,9	5,18
2,5	1,08	0,295	50,0	17,9	8,71
3,0	1,22	0,405	70,0	25,0	12,3
3,5	1,49	0,499	100,0	35,6	17,6

Примечание. $z = \frac{d\sqrt{f}}{3}$, (d — в мм; f — в кГц)

Таблица 7

Значения коэффициента c

ν	1,0	3,0	7,0	9,0	15	19	27	>27
c	0,0	1,55	1,82	1,84	1,88	1,9	1,92	2,0

При намотке катушки, имеющей ω витков, выполненных k параллельными проводами, степень увеличения сопротивления на повышенной частоте ν будет такая же, как для аналогичной катушки, но с обычной рядовой намоткой, имеющей ту же геометрию и число витков, равное ωk . Соответствующие расчеты показывают, что, применяя вместо одного провода несколько проводов, включенных параллельно (при условии равенства общих сечений для обоих случаев), можно существенно уменьшить влияние частоты на активное сопротивление обмотки. Этим, в частности, объясняется целесообразность применения в некоторых случаях литцендрата.

Для трансформаторов, рассчитанных на большие токи, нередко используют вместо провода ленту. Поэтому

представляет практический интерес произвести оценку степени увеличения сопротивления для данного случая. Если обмотка имеет: а) внешний диаметр D ; б) глубину намотки t ; в) число витков ω , выполненных лентой, толщина и ширина которой соответственно a и b , то степень увеличения сопротивления для такой катушки

$$\vartheta = (1 + F) + \left(\frac{k' \omega b}{2D} \right)^2 G.$$

И, наконец, в силу того, что обмотки трансформатора располагаются на сердечнике, а все приведенные выше формулы, строго говоря, относятся к воздушным катушкам, необходимо при вычислении γ учесть влияние магнитопровода. Это производится следующим образом. Вычисляется значение $\gamma/2$, которое и будет являться искомой величиной для некоторой фиктивной катушки, имеющей параметры:

$$\omega_1 = 2\omega; \quad l_1 = \frac{2Dt}{D+t}; \quad D_1 = D; \quad l_1 = l,$$

где ω , D , t — параметры реальной катушки.

§ 24. Расчет теплового режима трансформаторов

Работа трансформаторов рассматриваемого в настоящей работе класса, как правило, не определяется их тепловым режимом. Поэтому в соответствующих разделах этот вопрос не рассматривался. Однако в некоторых отдельных случаях становится необходимым исследовать тепловой режим конкретного трансформатора.

С этой целью в настоящем параграфе описывается один из возможных приближенных методов теплового расчета трансформаторов. Преимуществом этого метода являются его простота и универсальность.

В дальнейшем мы будем пользоваться понятием тепловых сопротивлений, для которых введем следующие обозначения: а) $R_{о.с}$, $R_{о.к}$ — тепловые сопротивления, имеющие место на границе поверхности сердечника (обмотки) и окружающей среды; б) R_k — тепловое сопротивление катушки для потока, идущего со стороны сердечника; в) R_k^* — тепловое сопротивление катушки для потока, развиваемого в самой катушке; г) R_0 — тепловое сопротивление между катушкой и сердечником.

Тепловым сопротивлением сердечника в виду его малости пренебрегаем.

Необходимо отметить, что сопротивления R_k и R_k^* существенно различны (для реальных конструкций трансформаторов они практически отличаются в два раза). Это объясняется тем, что в случае *б* поток, идущий со стороны сердечника, является внешним по отношению к обмотке и ее сопротивление определяется как для элементов, не имеющих внутренних источников тепла, а в случае *в* тепловой поток развивается равномерно распределенными по объему катушки источниками тепла и ее сопротивление определяется некоторой эквивалентной величиной [18].

Обратим внимание на особую важность точного определения величины сопротивления R_0 (особенно при наличии воздушных прослоек между гильзой или каркасом катушки и магнитопроводом), величина которого существенно влияет на распределение тепловых потоков между обмоткой и магнитопроводом. Численные значения указанных сопротивлений могут быть вычислены применительно к трансформаторам и дросселям по следующим приближенным формулам:

$$R_{o. c} = \frac{1}{\alpha s_{o. c}}; \quad R_{o. k} = \frac{1}{\alpha s_{o. k}};$$

$$R_k = \frac{a}{\lambda_k h l_m}; \quad R_k^* = \frac{R_k}{2};$$

$$R_0 = \left(\frac{\Delta_o}{\lambda_o} + \frac{\Delta_r}{\lambda_r} \right) \frac{1}{h l_{c. m}},$$

где $\lambda_k, \lambda_o, \lambda_r$ — коэффициент теплопроводности катушки, воздуха и каркаса (гильзы); $s_{o. c}, s_{o. k}$ — поверхность охлаждения сердечника и катушки; h, l_m — высота катушки и длина среднего витка; $l_{c. m}$ — периметр сечения сердечника; Δ_o, Δ_r — толщина воздушной прослойки и гильзы; a — толщина обмотки; α — коэффициент теплоотдачи от стенки к окружающей среде

$$\alpha = 5,3 \cdot 10^{-4} \sqrt[4]{\Delta t} (1 + 0,5 \sqrt{v}) \text{ вт/см}^2 \cdot \text{град.}$$

Здесь Δt — величина перегрева; v — скорость обдува трансформатора, м/сек.

Величина эквивалентного коэффициента теплопроводности λ_k для катушки трансформаторов изменяется

в пределах: а) для пропитанных катушек $\lambda_k = (2 - 4) \cdot 10^{-3} \text{ вт/см} \cdot \text{град}$; б) для непропитанных катушек $\lambda_k = (1-2) \cdot 10^{-3} \text{ вт/см} \cdot \text{град}$.

В зависимости от соотношения потерь в сердечнике и в обмотке

$$\nu = \frac{P_c}{P_k}$$

можно, очевидно, различать следующие случаи движения тепловых потоков в трансформаторе (рис. 23—25).¹

Режим, близкий к холостому ходу. Этот режим теоретически характеризуется отсутствием потерь в катушке, т. е. $P_k = 0$; $\nu \rightarrow \infty$.

В этом случае тепловой поток, определяемый потерями в сердечнике, проходит по двум путям: одна часть $(1-x) P_c$

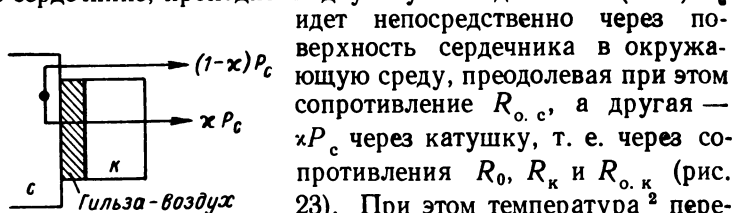


Рис. 23. Направление тепловых потоков, соответствующее холостому ходу

идет непосредственно через поверхность сердечника в окружающую среду, преодолевая при этом сопротивление $R_{o.c}$, а другая — xP_c через катушку, т. е. через сопротивления R_0 , R_k и $R_{o.k}$ (рис. 23). При этом температура² перегрева наиболее нагретой точки

$$\begin{aligned} \Delta t_{\text{макс}} &= xP_c (R_0 + R_k + R_{o.k}) = \\ &= (1-x) P_c R_{o.c}; \end{aligned} \quad (153)$$

$$\nu = \nu_a \rightarrow \infty,$$

откуда

$$x = x_a = R_{o.c} (R_k + R_0 + R_{o.k} + R_{o.c})^{-1}.$$

Температура поверхности катушки

$$\Delta t_n = xP_c P_{o.k}$$

и, следовательно, средний перегрев

$$\Delta t_{cp} = \frac{P_c}{2} x (R_k + 2R_{o.k}).$$

¹ На рис. 23—25 буквы обозначают: к — катушка; с — сердечник.

² Имеется в виду здесь и в дальнейшем превышение температуры определенной точки над температурой окружающей среды (перегрев).

Промежуточный режим. Этот режим характеризуется следующими признаками: 1) наличием потерь в катушке P_k ; 2) тепловой поток, развиваемый катушкой, не проходит по сердечнику (рис. 24).

В этом случае максимальная величина перегрева

$$\Delta t_{\max} = (1 - \chi) P_c R_{o.c} = \chi P_c (R_k + R_0 + R_{o.k}) + P_k (R_k^* + R_{o.k}), \quad (154)$$

откуда

$$\chi = \frac{\nu R_{o.c} - R_k^* - R_{o.k}}{\nu (R_0 + R_k + R_{o.k} + R_{o.c})}.$$

Изменения χ в зависимости от величины ν , очевидно, должно находиться в пределах (см. рис. 24, а и б):

$$\chi_a = \frac{R_{o.c}}{R_k + R_0 + R_{o.k} + R_{o.c}} \geq \chi \geq 0.$$

Соответственно

$$\infty \geq \nu \geq \frac{R_k^* + R_{o.k}}{R_{o.c}} = \nu_b.$$

Перегрев поверхности катушки

$$\Delta t_n = R_{o.k} (\chi P_c + P_k).$$

Средний перегрев

$$\Delta t_{cp} = \frac{P}{2(1 + \nu)} [\chi \nu (R_k + 2R_{o.k}) + (R_k^* + 2R_{o.k})],$$

где

$$P = P_c + P_k.$$

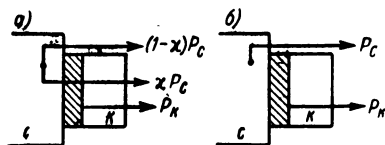


Рис. 24. Направление тепловых потоков, соответствующее промежуточному режиму: а — часть потока P_c проходит через катушку; б — поток P_c не проходит через катушку

Режим, приближающийся к короткому замыканию. Этот режим характеризуется тем, что поток, создаваемый сердечником, рассеивается в окружающую среду только через поверхность сердечника (только через сопротивление $R_{o.c}$), а поток катушки проходит по двум путям: одна часть этого

потока $(1-\xi) P_k$ идет от катушки к сердечнику, а другая ξP_k проходит только через катушку (рис. 25). При этом поток $(1-\xi) P_k$ на своем пути преодолевает часть сопротивления катушки, вычисленного с учетом наличия распределенных источников тепла, равную $(1-\xi) R_k^*$ и сопротивления R_0 и $R_{o.c.}$, а поток ξP_k — часть сопротивления катушки, равную ξR_k^* , и сопротивление $R_{ок.}$

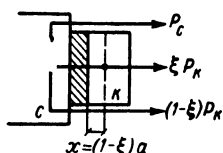


Рис. 25. Направление тепловых потоков, соответствующее короткому замыканию

В свете указанных соображений максимальный перегрев

$$\begin{aligned} \Delta t_{\max} &= \xi P_k (\xi R_k^* + R_{o.c.}) = \\ &= (1-\xi) P_k [(1-\xi) R_k + R_0 + \\ &\quad + R_{o.c.}] + P_c R_{o.c.}, \end{aligned} \quad (155)$$

откуда

$$\xi = \frac{R_k^* + R_{o.c.}(1-\nu) + R_0}{R_{o.k.} + R_{o.c.} + R_0 + 2R_k^*}.$$

Изменение ξ в зависимости от ν должно лежать в пределах

$$1 \leq \xi \leq \frac{R_k^* + R_{o.c.} + R_0}{R_{o.k.} + R_{o.c.} + R_0 + 2R_k^*}.$$

Соответственно

$$\nu_b = \frac{R_k^* + R_{o.k.}}{R_{o.c.}} \geq \nu \geq 0.$$

Средний перегрев и перегрев поверхности обмоток для этого случая соответственно

$$\begin{aligned} \Delta t_{cp} &= \frac{P}{2(1+\nu)} \{ \xi^2 R_k^* + \xi(1-\xi) R_{o.k.} + \\ &\quad + (1-\xi) [R_0(1-\xi) + R_{o.c.}(1-\xi+\nu)] \}; \\ \Delta t_n &= \xi P_k R_{o.k.} \end{aligned}$$

Полученные результаты, помимо определения Δt_{\max} и Δt_{cp} и координат наиболее нагретой точки, позволяют получить еще целый ряд важных выводов.

Известно, что габаритная мощность трансформатора пропорциональна величине полных потерь

$$P_r = A \frac{P \sqrt{\nu}}{1 + \nu},$$

откуда

$$P = A_1 (1 + \nu) \frac{1}{\sqrt{\nu}} P_r.$$

Исследуя зависимость P_r от величины ν при заданных значениях $P = P_k + P_c$ и $\Delta t_{\text{макс}}$ (или $\Delta t_{\text{ср}}$), можно установить существование оптимума для P_r в промежуточном режиме при

$$\nu = \nu_{\text{опт}} = \frac{R_k^* + R_{o.k}}{R_k + R_{o.k}}.$$

С учетом того, что $R_k^* \ll R_{o.k}$, $R_k \ll R_{o.k}$ получим $\nu_{\text{опт}} \approx 1$.

Далее по заданной величине перегрева $\Delta t_{\text{макс}}$ (или $\Delta t_{\text{ср}}$) для каждой конкретной конструкции трансформатора можно установить допустимую величину потерь P . Этот расчет, очевидно, целесообразно производить, имея в виду оптимальное соотношение потерь, т. е. $\nu_{\text{опт}} = 1$. Тогда допустимая величина потерь для заданного максимального перегрева определится по следующей формуле:

$$P_{\text{доп}} = 2 \Delta t_{\text{макс}} \frac{R_{o.c} + R_{o.k} + R_k + R_o}{R_{o.c} (2R_{o.k} + R_k + R_k^*)}. \quad (156)$$

Аналогично вычисляется $P_{\text{доп}}$ и для заданного среднего перегрева.

Если известны конструктивные и теплотехнические характеристики трансформатора, а также величины потерь в обмотках и магнитопровода (полученные из электрического расчета), то определение температуры перегрева (Δt_m или $\Delta t_{\text{ср}}$) по рассмотренной методике производится в следующем порядке:

1. По конструктивным данным и теплотехническим характеристикам (λ и α) определяются величины тепловых сопротивлений для исследуемого трансформатора $R_{o.k}; R_{o.c}; R_k; R_k^*; R_o$.

2. Определяется величина, характеризующая соотношение потерь, $\nu = P_c/P_k$.

3. Определяется тепловой режим работы трансформатора. Для этого вычисляется величина

$$\frac{R_{\kappa}^* + R_{o. \kappa}}{R_{o. c}} = \nu_b.$$

Если $\nu_b > \nu$, то режим соответствует «короткому замыканию» и в дальнейших расчетах следует руководствоваться формулами этого пункта. Если $\nu_b < \nu$, то режим соответствует промежуточному или «холостому ходу» при $\nu \rightarrow \infty$.

Совершенно очевидно, что возможен и другой вариант постановки задачи, а именно, для конкретной конструкции (т. е. при известных тепловых сопротивлениях) по заданному перегреву (Δt_m или Δt_{cp}) определить допустимую величину потерь P . В этом случае задача решается непосредственно по формуле (156).

Пример 19. Трансформатор выполнен на сердечнике ШЛ 16×32 . Катушки пропитаны ($\lambda_{\kappa} = 4 \cdot 10^{-3}$ вт/см·град. Основные геометрические параметры имеют следующие значения:

$a = 1,6$ см; $s_{o. \kappa} = 79,4$ см²; $l_m = 14,7$ см; $\Delta_o = 0,05$ см; $h = 4$ см; $s_{o. c} = 194$ см²; $l_{cm} = 9,6$ см; $\lambda_o = 2,5 \cdot 10^{-4}$ вт/см·град; $\Delta_r = 0,12$ см; $\lambda_r = 5,4 \cdot 10^{-3}$ вт/см·град.

Коэффициент теплоотдачи $\alpha = 1,3 \cdot 10^{-3}$ вт/см²·град.

Потери в катушке и сердечнике соответственно равны: $P_{\kappa} = 7,2$ вт; $P_c = 3,95$ вт.

Требуется определить максимальный перегрев обмотки Δt_m .

Расчет производится в порядке, указанном ранее:

1. Определяем величины тепловых сопротивлений:

$R_{\kappa}^* = 3,4$ град/вт; $R_{\kappa} = 6,8$ град/вт; $R_{o. \kappa} = 9,7$ град/вт; $R_{o. c} = 4$ град/вт; $R_o = 2,5$ град/вт.

2. Вычисляем соотношение потерь:

$$\nu = \frac{P_c}{P_{\kappa}} = 1,7.$$

3. Находим величину ν_b , по которой можно судить, в каком тепловом режиме работает данный трансформатор,

$$\nu_b = \frac{R_{\kappa}^* + R_{o. \kappa}}{R_{o. c}} = 3,3.$$

Из сравнения ν и ν_b ($\nu_b > \nu$) вытекает, что тепловой режим соответствует короткому замыканию. Поэтому дальнейшие вычисления производим по формулам этого пункта.

4. Максимальный перегрев определяем по формуле (155), который с учетом, что

$$\xi = \frac{R_{\kappa}^* + R_{o. \kappa} (1 - \nu) + R_0}{R_{o. \kappa} + R_{o. \kappa} + R_0 + 2R_{\kappa}^*} = 0,73,$$

оказывается равным

$$\Delta t_{\text{макс}} = \xi P_{\kappa} (\xi R_{\kappa}^* + R_{o. \kappa}) = 35^{\circ}\text{C}.$$

Самая нагретая точка в соответствии со смыслом п. 3 находится внутри катушки. Ее местоположение легко определяется по величине сопротивления R_{κ}^* . В силу того, что доля теплового потока, равная ξP_{κ} , преодолевает в частности сопротивление ξR_{κ}^* (см. рис. 25 и п. 3), будем иметь

$$x = (1 - \xi) a = 0,42 \text{ см.}$$

(координата x отсчитывается от внутренней поверхности катушки).

§ 25. Выбор схемы секционирования обмоток

Основными параметрами, определяющими частотную и фазовую характеристики трансформатора, являются индуктивность первичной обмотки L_1 , индуктивность рассеяния L_s и собственная емкость трансформатора C_0 .

Первый из перечисленных параметров определяется геометрией магнитопровода, его магнитными свойствами и числом витков обмотки и не связан с конструкцией обмоток.

Паразитные же параметры L_s и C_0 определяются в основном геометрией обмоток, причем за редким исключением конструктивные меры, уменьшающие один из этих параметров, увеличивают другой. Поэтому для каждого конкретного типа трансформатора в зависимости от его назначения и параметров схемы, в которой он используется, следует искать компромиссное решение.

Ниже приводятся эти решения для некоторых, наиболее распространенных случаев применения трансформаторов (рабочий диапазон частот от 10—15 гц до 25—30 кгц).

Входные трансформаторы. *Входные трансформаторы ламповых схем.* Трансформаторы этого вида, как правило, работают на реактивную (емкостную) нагрузку и для подобных трансформаторов $|Z_n'| \gg |Z_l|$, где $|Z_n'|$ и $|Z_l|$ соответственно модули полных сопротивлений источника и нагрузки, приведенной к первичной обмотке. Обычно $r_2' \ll |Z_l|$ и

$\omega_b L_s \ll |Z_i|$, а следовательно, r'_2 и $\omega_b L_s$ пренебрежимо малы по сравнению с $|Z'_n|$. Поэтому влиянием r'_2 и L_s на электрические параметры трансформатора можно пренебречь.

Влияние же параметра C'_o из-за высокого значения Z'_n , будет весьма существенным, поскольку емкостное сопротивление $X_C = 1/\omega_b C'_o$ включается параллельно Z'_n и шунтирует последнее.

Отсюда следует, что во входных трансформаторах ламповых схем следует применять конструкцию обмоток, обеспечивающую минимальное значение собственной емкости трансформатора; при этом влияние индуктивности рассеяния несущественно.

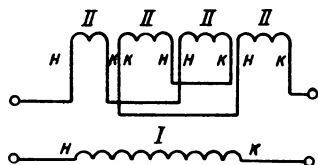


Рис. 26. Схема соединения обмоток трансформатора с галетно-слоевой намоткой

Наилучшей конструкцией обмотки, обеспечивающей приведенные выше требования, является так называемая смешанная (галетно-слоевая) намотка, схема которой приведена на рис. 26.

Первичная обмотка мотается в слой, виток к витку.

Поверх первичной обмотки располагается вторичная, состоящая из нескольких галет. При таком расположении обмоток межобмоточные емкости и емкость вторичной обмотки сводятся к минимуму.

Емкостью первичной обмотки при $K \gg 1$ можно пренебречь, поскольку, во-первых, при $\omega_2 \gg \omega_1$ эта емкость во всяком случае не больше емкости вторичной обмотки, а, во-вторых, емкость вторичной обмотки, пересчитанная в первичную, $C'_2 = C_2 K^2$, что при $K \gg 1$ обеспечивает условие $C_2 \gg C_1$.

При достаточно широкой полосе пропускания частота резонанса между собственной емкостью каждой галеты и ее индуктивностью может оказаться внутри рабочей полосы частот. При совпадении этих частот для всех галет частотная характеристика трансформатора будет иметь на этой частоте подъем («пик»).

Во избежание этого рекомендуется галеты делать с неравными числами витков с тем, чтобы их резонансные частоты не совпадали, и «пики» отдельных галет не накладывались друг на друга.

Для уменьшения емкости между галетами прокладки между ними рекомендуется делать перфорированными. В случае, если габариты аппаратуры это допускают, сами трансформаторы во избежание увеличения паразитной емкости следует не пропитывать, а помещать в герметичные кожухи (экраны).

Входные трансформаторы транзисторных схем. Трансформаторы этого класса согласуют в большинстве случаев источник с активным внутренним сопротивлением и активную нагрузку. В зависимости от ширины рабочей полосы частот и схемы первого каскада (однотактная или двухтактная) рекомендуются четыре схемы трансформаторов броневого конструкции, приведенные на рис. 27—30. Схемы рис. 27 и 28 предназначены для двухтактных каскадов, и эти трансформаторы мотаются на двухсекционных каркасах (каркасы со средней щечкой, левая и правая половины катушки мотаются в разные стороны).

Трансформатор, схема которого приведена на рис. 27, предназначен для работы в широкой полосе частот ($f_v/f_n = 100 - 500$). Как видно из схемы, его вторичная обмотка разбита на четыре секции, что несколько усложняет технологию намотки по сравнению со следующей схемой, но зато позволяет вчетверо уменьшить паразитный параметр L_s при неизменном значении индуктивности первичной обмотки L_1 .

Схема рис. 28 предназначена для работы в более узкой полосе частот ($f_v/f_n = 10 - 100$). Как следует из вышеизложенного, трансформатор, выполненный по этой схеме, проще и дешевле в производстве, чем трансформатор, выполненный по схеме рис. 27.

При отсутствии двухсекционных каркасов рекомендуется выполнять трансформаторы по схеме рис. 29—30 (каркас односекционный). При этом сопротивления плеч и их паразитные параметры будут неравны, что может привести к некоторому увеличению нелинейных искажений. Распределение витков между частями обмотки производят, руководствуясь конкретными требованиями, предъявляемыми к данному трансформатору.

Схема рис. 29 предназначена для использования в однотактной схеме и также выполняется на односекционном каркасе.

В трансформаторах, предназначенных для двухтактных схем, плечи вторичной обмотки геометрически подобны.

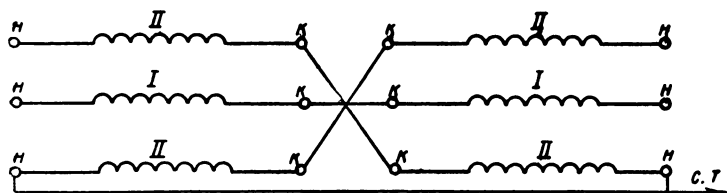


Рис. 27. Схема соединения обмоток входного широкополосного трансформатора броневого типа для двухтактного каскада. Каркас двухсекционный

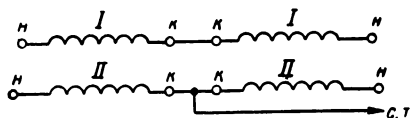


Рис. 28. Схема соединения обмоток входного, сравнительно узкополосного, трансформатора для двухтактного каскада. Каркас двухсекционный

Рис. 29. Схема соединения обмоток входного и трансформатора броневого типа для двухтактного каскада. Каркас односекционный, плечи вторичной обмотки несимметричны

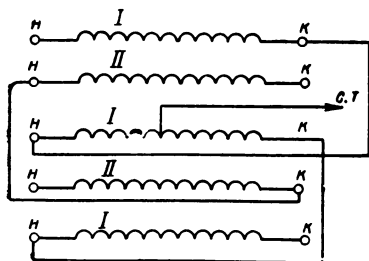
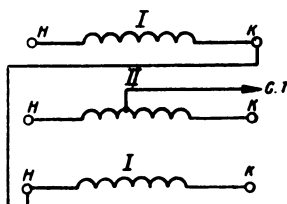
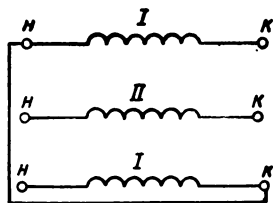


Рис. 30. Схема соединения обмоток входного трансформатора броневого типа для двухтактного каскада. Каркас односекционный, плечи вторичной обмотки симметричны

Рис. 31. Схема соединения обмоток выходного трансформатора броневого типа для однотактного каскада



Этим достигается следующее: а) симметрия емкостей между каждым плечом вторичной обмотки и первичной обмоткой; б) равенство паразитных параметров каждого плеча; в) равенство активных сопротивлений каждого плеча.

Эти факторы, в свою очередь, обеспечивают невысокое и стабильное в рабочем диапазоне частот значение коэффициента нелинейных искажений k_f .

При сравнительно неширокой рабочей полосе частот требование (б) не обязательно. Схема рис. 29 не обеспечивает выполнения этого требования, но при использовании этой схемы технология изготовления трансформатора существенно упрощается. Однако следует учесть, что при

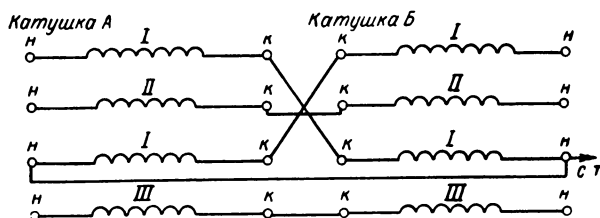


Рис. 32. Схема соединения обмоток выходного трансформатора стержневого типа для двухтактного каскада

применении входного трансформатора, изготовленного по этой схеме, даже при сравнительно узкой полосе частот значение k_f входного каскада достигает 1,5 — 2,5%.

Выходные трансформаторы. *Однотактные выходные трансформаторы.* Трансформаторы этого типа обычно применяют в каскадах с выходной мощностью порядка 1 *вт* и ниже. При относительно неширокой ($f_n/f_n = 30 - 100$) полосе частот эти трансформаторы рекомендуется выполнять броневого конструкци. Схема такого трансформатора показана на рис. 31.

Первичная обмотка разбивается на две части, между которыми располагается вторичная. Как показано в [23], числа витков в половинках первичной обмотки должны быть равны, поскольку при этом индуктивность рассеяния минимальна. Однако при необходимости получения малых нелинейных искажений (порядка 1—3%) приходится, как показала практика, отступать от этого требования и разбивать обмотку на неравные части — внутреннюю (первую от магнитопровода), имеющую 55—60% от общего числа

витков всей обмотки, и внешнюю — соответственно с 45—40 % всего числа витков.

При необходимости иметь отдельную обмотку обратной связи последняя располагается первой от железа, а затем размещаются первичная и вторичная обмотки, как указано выше.

При большой мощности трансформатора (десятки и сотни ватт), либо при широком частотном диапазоне рекомендуется применять двухкатушечную (стержневую) конструкцию. При этом первичная обмотка разбивается на четыре секции, из которых первая и третья размещаются на одной катушке, а вторая и четвертая на другой (см. рис. 32).

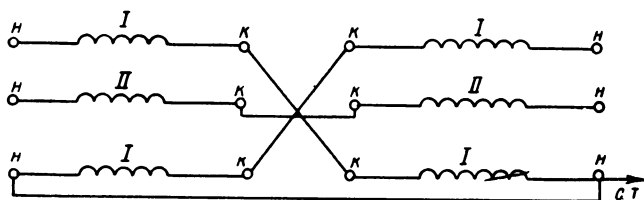


Рис. 33. Схема соединения обмоток выходного трансформатора броневого конструкции для двухтактного каскада

Числа витков во всех четырех секциях одинаковы. Вторичная обмотка и обмотка обратной связи располагаются так же, как и в броневого трансформаторе.

Двухтактные выходные трансформаторы. Эти трансформаторы могут применяться в каскадах как малой (единицы и доли ватта), так и сравнительно высокой (десятки, сотни и тысячи ватт) мощности.

Трансформаторы малой мощности для аппаратуры, где предъявляются требования минимальных габаритов, лучше выполнять в броневого конструкции, так как при этом достигается большее значение коэффициента k_m (за счет наличия одной катушки вместо двух у стержневых трансформаторов).

Наилучшие результаты получаются при использовании двухсекционной катушки (каркас со средней щечкой). При этом каждое плечо первичной обмотки разбивается на две части, размещенных в разных секциях катушки. Схема трансформатора приведена на рис. 33.

Намотка секций катушки производится в разные стороны. При мощностях свыше единиц ватт, либо при малом значении f_n , когда приходится применять сравнительно большие типоразмеры магнитопроводов, броневая конструкция уже практически не дает выигрыша в значении k_m , поскольку при этом сечение каркаса невелико по сравнению с площадью окна. В этом случае рекомендуется применение стержневой конструкции. Схема такого трансформатора приведена на рис. 32.

На рис. 31 изображена схема двухтактного трансформатора броневой конструкции, намотанного на односекционной катушке. Эта схема дает худшие параметры, чем схема рис. 33 (двухсекционная катушка), однако в ряде случаев ее приходится использовать, поскольку двухсекционные катушки технологически сложнее в выполнении и дороже.

Намотка катушек трансформаторов стержневой конструкции производится в одну сторону. Намотка на правой и левой секциях двухсекционных каркасов броневых трансформаторов производится в противоположных направлениях.

§ 26. Выбор оптимального немагнитного зазора

Как известно, при наличии в магнитопроводе, помимо переменной, также и постоянной составляющей магнитного потока, значение динамической проницаемости его магнитного материала падает. При этом происходит также падение эффективной проницаемости магнитопровода, причем это падение тем сильнее, чем больше, во-первых, значение постоянной составляющей магнитного потока, а во-вторых, проницаемость магнитного материала.

Опыт показывает, что при наличии постоянной составляющей магнитного потока (или, что то же самое, постоянного подмагничивания) выгодно вводить в сердечник немагнитный зазор. При этом динамическая магнитная проницаемость (а следовательно, и индуктивность обмотки) при подмагничивании будет падать меньше, чем при отсутствии зазора.

Для каждого конкретного типа магнитопровода и для каждого определенного значения поля подмагничивания $a\omega_0$ существует определенная величина зазора l_z , при котором действующая (эффективная) магнитная проницаемость $\mu_{эф}$ будет наибольшей. Эту величину зазора будем дальше называть оптимальной.

Графики $\mu_{\text{эфф}} = \mu_{\text{эфф}}(a\omega_0)$ и $l_3 = l_3(a\omega_0)$ приведены для сплава 50Н и сталей ХВП ниже. Под названием сталей ХВП объединены материалы Э-330, Э-340 и Э-350. Данные по материалам 79НМ и 80НХС не приводятся, так как их применение при работе с токами подмагничивания не рекомендуется, поскольку их эффективная проницаемость падает очень существенно, и практически не превышает проницаемости магнитопроводов из сплава 50Н.

Однако для пользования этими графиками необходимо знать витковые данные обмоток и значение l_c , что возможно только после выбора магнитопровода и определения оптимального зазора и $\mu_{\text{эфф}}$; без знания же витковых данных $a\omega_0$, а следовательно, и $\mu_{\text{эфф}}$ определить невозможно.

В этом случае конструктивный расчет трансформатора производится методом последовательного приближения. По известным из электрического расчета трансформатора величинам L_1 и I_0 найдем вспомогательный коэффициент $L_1 I_0^2$.

По графику рис. 21 найдем ориентировочное значение $\mu_{\text{эфф}}$, пользуясь которым, выберем магнитопровод и рассчитаем витковые данные. Затем определим ампер-витки подмагничивания и по графику рис. 39 приложения 2 определим точное значение $\mu_{\text{эфф}}$.

Если определенные из обоих графиков значения $\mu_{\text{эфф}}$ совпадают в пределах 10—15%, оставляем расчет неизменным. В противном случае пересчитываем витки, пользуясь значением $\mu_{\text{эфф}}$, определенным из графика рис. 39 приложения 2.

После определения новых витковых данных снова определяем по графику уточненное значение $\mu_{\text{эфф}}$ и в случае нового расхождения между определенным по графику и заложенным в расчет значением $\mu_{\text{эфф}}$ снова производим расчет витковых данных, пользуясь вновь определенным по графику значением проницаемости.

Эту операцию повторяем до тех пор, пока расхождения между двумя последовательно определенными значениями $\mu_{\text{эфф}}$ не станут менее 10—15%. После этого по графику рис. 42 приложения 2 находим величину оптимального зазора в процентах от l_c , а затем, умножив это значение на l_c , находим геометрическую величину оптимального немагнитного зазора.

МАГНИТОПРОВОДЫ И ОБМОТОЧНЫЕ ПРОВОДА

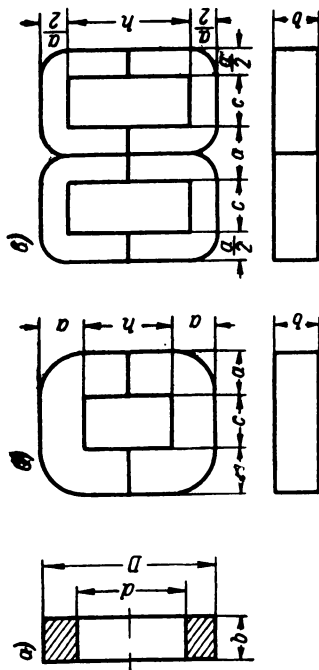


Рис. 34. Конструкция ленточных сердечников (к табл. П-1 — П-3): a — тороидальная типа ОЛ; b — стержневая типа ПЛ; $в$ — броневая типа ШЛ

Таблица П-1

Сердечники тороидальные ленточные

Типоразмер сердечника ($d/D-b$)	Номинальные раз- меры, мм			Справочные величины							
	D	d	b	$S_{C'}$ см ²	$l_{C'}$ см	$S_{O'}$ см ²	$l_{M'}$ см	k_M	$\tau_K \cdot 10^4$, сек	$\tau_K' V$ сек·м ³	$Q_{C'}$ г
ОЛ 10/16—4			4,0	0,11			2,6		0,18	$0,81 \cdot 10^{-12}$	3,4
5	16	10	5,0	0,14	4,1	0,78	2,8	0,07	0,24	$1,38 \cdot 10^{-12}$	4,4
6,5			6,5	0,18			3,1		0,28	$2,06 \cdot 10^{-12}$	5,6
8			8,0	0,22			3,4		0,31	$2,80 \cdot 10^{-12}$	6,9

Типоразмер сердечника (d/D-b)	Номинальные раз- меры, мм			Справочные величины							
	D	d	b	S _{C'} см ²	l _{C'} см	S _{O'} см ²	l _{M'} см	k _M	τ _K ·10 ³ , сек	τ _K ·V _{C'} сек·м ³	O _{C'} г
ОЛ 12/20-5 6,5 8 10	20	12	5,0	0,18			3,4		0,47	0,42·10 ⁻¹¹	6,9
			6,5	0,23	5,0	1,13	3,7	0,11	0,56	0,64·10 ⁻¹¹	8,8
			8,0	0,29			4,0		0,65	0,94·10 ⁻¹¹	11,1
			10,0	0,36			4,4		0,73	1,31·10 ⁻¹¹	13,7
ОЛ 16/26-6,5 8 10 12,5	26	16	6,5	0,29			4,5		0,92	1,76·10 ⁻¹¹	14,6
			8,0	0,36	6,6	2,01	4,8	0,13	1,07	2,54·10 ⁻¹¹	18,1
			10,0	0,45			5,2		1,23	3,64·10 ⁻¹¹	22,7
			12,5	0,56			5,7		1,40	5,18·10 ⁻¹¹	28,2
ОЛ 20/32-8 10 12,5 16	32	20	8,0	0,43			5,8		1,53	0,54·10 ⁻¹⁰	27,0
			10,0	0,54	8,2	3,14	6,2	0,15	1,80	0,79·10 ⁻¹⁰	33,8
			12,5	0,68			6,7		2,10	1,17·10 ⁻¹⁰	42,6
			16,0	0,87			7,4		2,43	1,73·10 ⁻¹⁰	54,5

Типоразмер сердечника (d/D-b)	Номинальные раз- меры, мм			Справочные величины							
	D	d	b	$S_{C'}$ см ²	$l_{C'}$ см	$S_{O'}$ см ³	$l_{M'}$ см	k_M	$\tau_K \cdot 10^6$, сек	$\tau_K V_{C'}$ сек·м ³	$Q_{C'}$
ОЛ 25/40—10 12,5 16 20 25	40	25	10,0	0,68			7,5		2,82	$1,95 \cdot 10^{-10}$	53,0
			12,5	0,84			8,0		3,26	$2,79 \cdot 10^{-10}$	65,5
			16,0	1,08	10,2	4,90	8,7	0,18	3,86	$4,26 \cdot 10^{-10}$	84,0
			20,0	1,35			9,5		4,42	$6,09 \cdot 10^{-10}$	105,0
			25,0	1,69			10,5		5,0	$8,60 \cdot 10^{-10}$	129,0
ОЛ 32/50—16 20 25 32	50	32	16	1,30			10,2		6,0	$1,00 \cdot 10^{-9}$	128
			20	1,62	12,9	8,0	11,0	0,21	6,9	$1,44 \cdot 10^{-9}$	160
			25	2,02			12,0		7,9	$2,06 \cdot 10^{-9}$	200
			32	2,59			13,4		9,0	$3,03 \cdot 10^{-9}$	255
ОЛ 40/64—20 25 32 40	64	40	20	2,16			13,0		10,2	$0,36 \cdot 10^{-8}$	270
			25	2,70	16,3	12,6	14,0	0,22	11,8	$0,52 \cdot 10^{-8}$	337
			32	3,46			15,4		13,7	$0,77 \cdot 10^{-8}$	430
			40	4,32			17,0		15,5	$1,09 \cdot 10^{-8}$	540

Типоразмер сердечника (d/D—b)	Номинальные размеры, мм			Справочные величины							
	D	d	b	$S_{с'}$ см ²	$l_{с'}$ см	$S_{о'}$ см ²	$l_{м'}$ см	$k_{м}$	$\tau_{к} \cdot 10^5$ сек	$\tau_{к} V_{с'}$ сек·м ³	$G_{с'}$ г
ОЛ 50/80—25	80	50	25	3,38			16,4		16,4	$1,13 \cdot 10^{-8}$	527
			32	4,32			17,8		19,3	$1,70 \cdot 10^{-8}$	675
			40	5,40	20,4	19,6	19,4	0,23	22,2	$2,44 \cdot 10^{-8}$	842
			50	6,75			21,4		25,0	$3,46 \cdot 10^{-8}$	1050
ОЛ 64/100—32	100	64	32	5,18			20,8		26,8	$0,36 \cdot 10^{-7}$	1020
			40	6,48			22,4		31,2	$0,52 \cdot 10^{-7}$	1280
			50	8,10	25,8	32,2	24,4	0,24	35,8	$0,75 \cdot 10^{-7}$	1600
			64	10,35			27,2		41,0	$1,10 \cdot 10^{-7}$	2020
ОЛ 80/128—40	128	80	40	8,64			26,8		44,5	$1,26 \cdot 10^{-7}$	2160
			50	10,80			28,8		51,8	$1,83 \cdot 10^{-7}$	2700
			64	13,82	32,7	50,2	31,6	0,25	60,5	$2,74 \cdot 10^{-7}$	3460
			80	17,30			34,8		68,5	$3,87 \cdot 10^{-7}$	4330

Примечания: 1. Номинальные размеры — по рис. 34, а.

2. Активное сечение сердечника S_c и его вес G_c подсчитаны для коэффициента заполнения сердечника $k_c = 0,9$ и удельного веса материала сердечника $\gamma_c = 7,65$.

3. Усредненный коэффициент заполнения медью окна сердечника k_m предполагает наличие радиальной плотной намотки. Для секционированных и высоковольтных трансформаторов табличные значения k_m снижаются в 1,5—2 раза.

Сердечники стержневые ленточные ПЛ

Типоразмер сердечника ($a \times b - h$)	Номинальные размеры, мм				Справочные величины							
	a	b	c	h	$S_{C'}$ $см^2$	$l_{C'}$ $см$	$S_{O'}$ $см^2$	$l_{M'}$ $см$	$R_{M'}$	$\tau_K \cdot 10^5$ $сек$	$\tau_K V_{C'}$ $сек \cdot ж^3$	$Q_{C'}$ $г$
ПЛ 6,5×12,5—8				8,0		5,2	0,64			0,6	$2,28 \cdot 10^{-11}$	28
	10			10,0		5,6	0,80			0,7	$2,86 \cdot 10^{-11}$	30
	12,5	12,5	8,0	12,5	0,73	6,1	1,00	5,4	0,10	0,8	$3,56 \cdot 10^{-11}$	33
	16			16,0		6,8	1,28			0,9	$4,46 \cdot 10^{-11}$	37
ПЛ 8×12,5—12,5				12,5		6,9	1,25			1,2	$0,74 \cdot 10^{-10}$	47
	16			16,0		7,6	1,60			1,4	$0,95 \cdot 10^{-10}$	51
	20	12,5	10,0	20,0	0,90	8,4	2,00	6,1	0,13	1,6	$1,21 \cdot 10^{-10}$	57
	25			25,0		9,4	2,50			1,8	$1,52 \cdot 10^{-10}$	63
ПЛ 10×12,5—20				20,0		9,6	2,50			2,2	$2,36 \cdot 10^{-10}$	81
	25			25,0		10,6	3,10			2,5	$2,96 \cdot 10^{-10}$	89
	32	12,5	12,5	32,0	1,12	11,6	4,00	7,0	0,15	3,0	$3,90 \cdot 10^{-10}$	98
	40			40,0		13,6	5,00			4,2	$4,87 \cdot 10^{-10}$	114

Типоразмер сердечника (a×b—h)	Номинальные размеры, мм				Справочные величины							
	a	b	c	h	S _с , см ²	l _с , см	S _о , см ²	l _м , см	k _м	τ _к ·10 ⁴ , сек	τ _к ^V , сек·м ³	G _с , г
ПЛ 12,5×16—25				25,0		12,6	4,00			4,4	0,95·10 ⁻⁹	163
	32			32,0		13,4	5,10			5,0	1,20·10 ⁻⁹	182
	40	16,0	16,0	40,0	1,80	15,0	6,40	8,9	0,18	5,6	1,51·10 ⁻⁹	203
	50			50,0		17,0	8,00			6,1	1,87·10 ⁻⁹	230
ПЛ 12,5×25—30				30,0		13,8	6,00			7,6	2,94·10 ⁻⁹	292
	40			40,0		15,8	8,00			8,8	3,90·10 ⁻⁹	334
	50	25,0	20,0	50,0	2,80	17,8	10,00	11,5	0,20	9,8	4,88·10 ⁻⁹	376
	60			60,0		19,8	12,00			10,6	5,54·10 ⁻⁹	418
ПЛ 16×32—40				40		18,0	10,0			14,4	1,19·10 ⁻⁸	640
	50			50		20,0	12,5			16,2	1,49·10 ⁻⁸	710
	65	32	25	65	4,6	23,0	16,3	14,6	0,23	18,4	1,94·10 ⁻⁸	800
	80			80		26,0	20,0			20,0	2,39·10 ⁻⁸	920
ПЛ 20×40—50				50		22,7	16,0			24,8	4,05·10 ⁻⁸	1250
	60			60		24,7	19,2			27,4	4,87·10 ⁻⁸	1400
	80	40	32	80	7,2	28,7	25,6	18,4	0,25	31,4	6,50·10 ⁻⁸	1600
	100			100		32,7	32,0			34,4	8,10·10 ⁻⁸	1800

Типоразмер сердечника ($a \times b \times h$)	Номинальные размеры, мм				Справочные величины							
	a	b	c	h	$S_{C'}$ см ²	$l_{C'}$ см	$S_{O'}$ см ²	$l_{M'}$ см	k_M	$\tau_K \cdot 10^5$ сек	$\tau_K V_{C'}$ сек·м ³	$Q_{C'}$ г
ПЛ 25×50—65	25	50	40	65		28,8	26,0			39,5	$1,27 \cdot 10^{-7}$	2500
				80	11,2	31,8	32,0	23,0	0,25	44,0	$1,57 \cdot 10^{-7}$	2800
				100		35,8	40,0			49,0	$1,96 \cdot 10^{-7}$	3100
				120		39,8	48,0			52,8	$2,36 \cdot 10^{-7}$	3500
ПЛ 32×64—80	32	64	50	80		36,0	40,0			75,6	$0,50 \cdot 10^{-6}$	5100
				100	18,4	40,0	50,0	29,2	0,30	85,0	$0,62 \cdot 10^{-6}$	5700
				130		46,0	65,0			96,0	$0,81 \cdot 10^{-6}$	6500
				160		52,0	80,0			105,0	$1,00 \cdot 10^{-6}$	7350
ПЛ 40×80—100	40	80	64	100		45,3	64,0			119,0	$1,55 \cdot 10^{-6}$	9900
				120	28,8	49,0	77,0	36,8	0,30	133,0	$1,88 \cdot 10^{-6}$	10800
				160		57,3	102,0			150,0	$2,48 \cdot 10^{-6}$	12550
				200		65,3	128,0			165,0	$3,10 \cdot 10^{-6}$	14300

Примечания: 1. Номинальные размеры — по рис. 34, б.
2. См. примечание к табл. П-1 (пп. 2 и 3).

Сердечники броневые ленточные ШЛ

Типоразмер сердечника (a×b)	Номинальные размеры, мм				Справочные величины							
	a	b	c	h	S _{C'} см²	l _{C'} см	S _{O'} см²	l _{M'} см	k _M	τ _K ·10 ⁵ сек	τ _K V _{C'} сек·м³	Q _{C'} т
ШЛ 6×6,5 8 10 12,5	6	6,5	6	15	0,35	5,1	0,9	4,9	0,10	0,4	0,71·10 ⁻¹¹	14
		8,0			0,43			5,2		0,5	1,10·10 ⁻¹¹	17
		10,0			0,54			5,6		0,6	1,65·10 ⁻¹¹	21
		12,5			0,67			6,1		0,7	2,40·10 ⁻¹¹	26
ШЛ 8×8 10 12,5 16	8	8,0	8	20	0,58	6,8	1,6	6,4	0,13	1,0	0,39·10 ⁻¹⁰	30
		10,0			0,72			6,8		1,2	0,58·10 ⁻¹⁰	37
		12,5			0,90			7,3		1,4	0,85·10 ⁻¹⁰	47
		16,0			1,15			8,0		1,6	1,25·10 ⁻¹⁰	60
ШЛ 10×10 12,5 16 20	10	10,0	10	25	0,90	8,5	2,5	8,0	0,15	1,8	1,38·10 ⁻¹⁰	59
		12,5			1,12			8,5		2,1	2,00·10 ⁻¹⁰	73
		16,0			1,44			9,2		2,5	3,05·10 ⁻¹⁰	94
		20,0			1,80			10,0		2,8	4,30·10 ⁻¹⁰	117

Типоразмер сердечка ($a \times b$)	Номинальные размеры, мм				Справочные величины							
	a	b	c	h	$S_{с.к.}$ $см^2$	$l_{с.к.}$ $см$	$S_{O'}$ $см^2$	$l_{M'}$ $см$	k_M	$\tau_{к.10^4}$ $сек$	$\tau_{к.с.}$ $сек.м^3$	$Q_{с.к.}$ $г$
ШЛ 12×12,5 16 20 25		12,5			1,35			9,7		3,2	$0,44 \cdot 10^{-9}$	105
	12	16,0	12	30	1,71	10,2	3,6	10,4	0,18	3,7	$0,64 \cdot 10^{-9}$	133
		20,0			2,16			11,2		4,4	$0,97 \cdot 10^{-9}$	169
		25,0			2,70			12,2		5,0	$1,37 \cdot 10^{-9}$	210
ШЛ 16×16 20 25 32		16,0			2,30			12,8		6,1	$1,90 \cdot 10^{-9}$	240
	16	20,0	16	40	2,88	13,6	6,4	13,6	0,20	7,2	$2,82 \cdot 10^{-9}$	300
		25,0			3,60			14,6		8,3	$4,05 \cdot 10^{-9}$	375
		32,0			4,60			16,0		9,7	$6,05 \cdot 10^{-9}$	480
ШЛ 20×20 25 32 40		20			3,60			16,0		10,9	$0,67 \cdot 10^{-8}$	470
	25	25	20	50,0	4,50	17,1	10,0	17,0	0,23	12,8	$0,99 \cdot 10^{-8}$	590
	32	32			5,76			18,4		15,2	$1,50 \cdot 10^{-8}$	755
	40	40			7,20			20,0		17,4	$2,14 \cdot 10^{-8}$	940

Типоразмер сердечника ($a \times b$)	Номинальные размеры, мм				Справочные величины							
	a	b	c	h	$S_{c'}$, см ²	$I_{c'}$, см ³	$S_{o'}$, см ²	$I_{m'}$, см ³	k_M	$\tau_K \cdot 10^8$, сек	$\tau_K V_{c'}$, сек · м ³	$Q_{c'}$, Γ
ШЛ 25 × 25		25			5,62			20,0		18,5	$2,22 \cdot 10^{-8}$	915
	25	32	25	62,5	7,20	21,3	15,6	21,4	0,25	22,0	$3,38 \cdot 10^{-8}$	1170
		40			9,00			23,0		25,8	$4,95 \cdot 10^{-8}$	1470
		50			11,25			25,0		29,6	$7,10 \cdot 10^{-8}$	1830
ШЛ 32 × 32		32			9,20			25,6		36,4	$0,91 \cdot 10^{-7}$	1920
	32	40	32	80,0	11,70	27,3	25,6	27,2	0,30	43,5	$1,39 \cdot 10^{-7}$	2440
		50			14,70			29,2		51,0	$2,04 \cdot 10^{-7}$	3060
		64			18,70			32,0		59,0	$3,01 \cdot 10^{-7}$	3900
ШЛ 40 × 40		40			14,70			32,0		58,0	$0,32 \cdot 10^{-6}$	3860
	40	50	40	100,0	18,30	34,3	40,0	34,0	0,33	68,0	$0,48 \cdot 10^{-6}$	4800
		64			23,50			36,8		80,5	$0,71 \cdot 10^{-6}$	6150
		80			29,40			40,0		92,5	$1,02 \cdot 10^{-6}$	7700

Примечания: 1. Номинальные размеры — по рис. 34, а.

2. См. примечание к табл. П-1 (пп. 2 и 3).

Коэффициенты заполнения k_c сердечников

Толщина ленты (пластин), мм	Сердечники из холоднокатаных сталей			Сердечники из железоникелевых сплавов		
	витые ОЛ с оксидной и напыленной изоляцией ленты	витые ПЛ, ШЛ, с оксидной и напыленной изоляцией ленты	опрессованные ПЛ, ШЛ из штампованных отрезков ленты	витые с каталитической изоляцией ленты	витые с накатанной изоляцией	штампованные из штампованных пластин
0,50	—	—	0,95	—	—	0,94
0,35	0,93	0,92	0,93	—	—	0,91
0,20	0,93	0,90	0,91	—	—	0,85
0,10	0,92	0,86	0,88	0,85	0,90	0,70
0,05	0,87	0,75	0,85	0,75	0,85	—
0,02	—	—	—	0,60	0,70	—

Сердечники из оксидных магнитных материалов

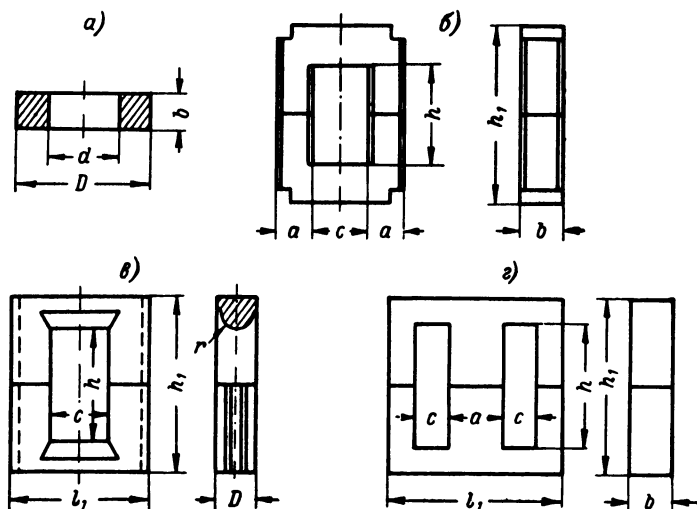


Рис. 35. Конструкция сердечников из оксидных магнитных материалов (к табл. П-5 — П-8): а — кольцевая; б — П-образная прямоугольного сечения типа ПП; в — П-образная круглого сечения типа ПК; г — Ш-образная

Сердечники кольцевые из оксидных магнитных материалов

Типоразмер сердечника ($D \times d \times b$)	Номинальные размеры, мм			Справочные величины						
	D	d	b	$s_{с'}$ см ²	$l_{с'}$ см	$s_{о'}$ см ²	$l_{м'}$ см	k_m	$\tau_K 10^3$ сек	G_c г
К 10×6×2	10	6	2,0	0,04	2,5	0,3	1,6	0,05	0,05	0,5
К 10×6×3	10	6	3,0	0,06	2,5	0,3	1,8	0,05	0,07	0,8
К 12×6×3	12	6	3,0	0,09	2,8	0,3	2,0	0,05	0,09	1,3
К 12×6×4,5	12	6	4,5	0,13	2,8	0,3	2,3	0,05	0,11	1,9
К 16×10×3	16	10	3,0	0,09	4,1	0,8	2,6	0,07	0,17	1,8
К 16×10×4,5	16	10	4,5	0,13	4,1	0,8	2,8	0,07	0,23	2,8
К 20×10×5	20	10	5,0	0,25	4,7	0,8	3,4	0,07	0,31	5,9
К 20×10×7,5	20	10	7,5	0,37	4,7	0,8	3,9	0,07	0,40	8,8
К 28×16×6	28	16	6,0	0,36	6,9	2,0	4,8	0,13	1,02	12,5
К 28×16×9	28	16	9,0	0,54	6,9	2,0	5,4	0,13	1,36	19,0
К 32×16×8	32	16	8,0	0,64	7,6	2,0	5,6	0,13	1,43	24,2
К 32×16×12	32	16	12,0	0,96	7,6	2,0	6,4	0,13	1,87	36,2
К 40×25×7,5	40	25	7,5	0,56	10,2	4,9	7,0	0,18	2,50	29,0
К 50×25×6	50	25	6,0	0,75	11,8	4,9	7,7	0,18	2,62	44,3
К 40×25×11	40	25	11,0	0,82	10,2	4,9	7,7	0,18	3,33	42,0
К 50×25×9	50	25	9,0	1,12	11,8	4,9	8,3	0,18	3,64	66,5
К 65×40×6	65	40	6,0	0,75	16,5	12,6	10,5	0,22	4,30	62,0
К 65×40×9	65	40	9	1,12	16,5	12,6	11,1	0,22	6,10	93,0
К 100×60×10	100	60	10	2,00	25,2	28,2	16,4	0,24	11,80	252,0
К 100×60×15	100	60	15	3,00	25,2	28,2	17,4	0,24	16,60	378,0
К 145×90×20	145	90	20	5,50	36,9	71,5	25,5	0,26	39,20	1020,0
К 180×110×20	180	110	20	7,00	45,6	95,0	30,6	0,28	44,50	1600,0

Примечания: 1. Типоразмеры сердечников, приведенные в таблице, являются предпочтительными.

2. Номинальные размеры — по рис. 35, а.

3. Вес сердечника G_c подсчитан для $\gamma_c = 5 \text{ г/см}^3$.

1 См. примечание к табл. П-1 (п. 3).

Таблица П-6

Сердечники П-образные типа ПП из оксидных магнитных материалов

Типоразмер сердечника ($c \times a \times b$)	Номинальные размеры, мм					Справочные величины						
	a	b	c	h	h_1	$s_c, \text{см}^2$	$l_c, \text{см}$	$s_o, \text{см}^2$	$l_m, \text{см}$	κ_m	$\tau_k \cdot 10^3$ сек	G_c, Γ
ПП 7×3×3	3	3	7	15,0	22	0,09	5,53	1,05	1,6	0,10	0,4	2,5
ПП 8×5×7	5	7	8	10,0	20	0,35	4,46	0,80	2,0	0,12	1,4	7,8
ПП 7×6×10	6	10	7	17,0	30	0,60	6,90	1,19	2,3	0,10	1,6	20,8
ПП 13×9×10	9	10	13	30,6	50	0,90	11,83	3,98	3,2	0,15	5,1	53,4
ПП 13×8×16	8	16	13	22,6	40	1,28	9,90	2,94	3,7	0,15	5,5	63,3
ПП 24×10×10	10	10	24	22,6	44	1,00	12,70	5,42	4,4	0,20	7,0	63,5
ПП 24×15×15	15	15	24	37,0	66	2,16	17,10	8,87	5,4	0,20	14,8	185,0
ПП 34×16×16	16	16	34	48,0	90	2,80	22,40	16,30	6,6	0,25	27,8	314,0
ПП 48×18×18	18	18	48	53,6	90	3,16	26,30	25,70	8,4	0,30	39,5	415,0

Примечания: 1. См. примечание к табл. П-5 (пп. 3 и 4).

2. Расчет величин s_c и l_c произведен по формулам:

$$s_c = \frac{\Sigma l/s}{\Sigma l/s^2} ; \quad l_c = \frac{(\Sigma l/s)^2}{\Sigma l/s^2} ,$$

где l и s — соответственно длина и сечение отдельных участков магнитной цепи сердечника.

3. Номинальные размеры — по рис. 35, б.

Таблица П-7

Сердечники П-образные типа ПК из оксидных магнитных материалов

Типоразмер сердечника ($D \times c$)	Номинальные размеры, мм					Справочные величины							
	D	r	c	h	h_1	l_1	$s_c, см^2$	$l_c, см$	$s_o, см^2$	$l_m, см$	k_m	$\tau_K \cdot 10^6, сек$	$G_c, Г$
ПК 12×17	12	5,5	17	16,8	28	39	0,98	9,35	2,8	6,5	0,16	2,6	45,7
ПК 13×26	13	6,0	26	20,4	40	50	1,28	12,70	5,3	8,2	0,20	4,7	81,4
ПК 14×38	14	6,5	38	36,0	60	64	1,53	18,75	13,8	10,4	0,25	9,7	143,0
ПК 16×30	16	7,5	30	38,0	68	60	2,03	18,25	11,4	9,7	0,22	10,3	185,0
ПК 16×40	16	7,5	40	38,0	64	70	1,95	19,98	15,2	11,3	0,26	12,3	195,0
ПК 20×48	20	9,5	48	54,0	96	86	3,26	26,42	26,0	13,8	0,30	25,0	430,0

Примечания: 1. См. примечание к табл. П-6 (пп. 1 и 2).

2. Номинальные размеры — по рис. 35, а.

Таблица П-8

Сердечники Ш-образные из оксидных магнитных материалов

Типоразмер сердечника (а×b)	Номинальные размеры, мм					Справочные величины						
	a	b	c	h	h ₁	s _c , см ²	l _c , см	s _o , см ²	l _m	k _m	τ _K ·10 ⁶ , сек	G _c , Γ
Ш 2,5×2,5	2,5	2,5	2,0	6,5	10	0,07	2,14	0,13	1,8	0,05	0,05	0,8
Ш 3×3	3,0	3,0	2,5	8,0	12	0,11	2,64	0,20	2,2	0,06	0,08	1,4
Ш 4×4	4,0	4,0	3,2	10,4	16	0,19	3,40	0,33	2,9	0,07	0,16	3,3
Ш 5×5	5,0	5,0	4,0	13,0	20	0,30	4,31	0,52	3,6	0,08	0,29	6,5
Ш 6×6	6,0	6,0	5,0	16,0	24	0,42	5,28	0,80	4,4	0,09	0,47	11,2
Ш 7×7	7,0	7,0	6,0	19,0	30	0,62	6,33	1,14	5,2	0,10	0,77	20,0
Ш 8×8	8,0	8,0	7,5	23,0	32	0,69	7,44	1,72	6,2	0,12	1,10	25,6
Ш 10×10	10,0	10,0	8,0	26,0	36	1,00	8,36	2,08	7,2	0,13	1,58	42,0
Ш 12×15	12,0	15,0	9,0	30,0	42	1,80	9,70	2,70	8,0	0,15	3,36	87,5
Ш 16×20	16,0	20,0	11,0	38,0	54	3,20	12,30	4,18	11,6	0,17	5,70	197,0
Ш 20×28	20,0	28,0	12,0	44,0	65	5,77	14,40	5,28	14,4	0,18	9,45	416,0

Примечания: 1. См. примечание к табл. П-5 (пп. 3 и 4).

2. $l_1 = h_1$.

3. Номинальные размеры — по рис. 35, б.

Таблица П-9

Магнитопроводы шихтованные типов ША, ШБ и ШВ

Типоразмер магнитопровода	Размеры, мм					Справочные величины							
	L	l ₀	l ₁	B	H	h	s _c , см ²	l _c , см	s ₀ , см ²	l _м , см	k _м	τ _к · 10 ³ , сек	G _c , г
ША 5×6,3 ША 5×10 ША 6×8 ША 6×12,5 ША 8×10 ША 8×16 ША 10×16 ША 10×20 ША 12×25	20	5	5	6,3	17,5	12,5	0,25	4,28	0,62	3,83	0,20	0,026	8,2
	20	5	5	10,0	17,5	12,5	0,42	4,28	0,62	4,50	0,20	0,037	13,0
	24	6	6	8,0	21,0	15,0	0,41	5,16	0,90	4,68	0,20	0,053	17,0
	24	6	6	12,5	21,0	15,0	0,64	5,16	0,90	5,58	0,20	0,069	26,0
	32	8	8	10,0	28,0	20,0	0,68	6,28	1,60	6,12	0,21	0,087	30,0
	32	8	8	16,0	28,0	20,0	1,08	6,28	1,60	7,32	0,21	0,110	48,0
	40	10	10	16,0	35,0	25,0	1,36	8,57	2,50	8,34	0,23	0,140	85,0
	40	10	10	20,0	35,0	25,0	1,70	8,57	2,50	9,14	0,23	0,160	108,0
	48	12	12	25,5	42,0	30,0	2,55	10,28	3,60	11,16	0,23	0,270	208,0
	ШБ 2,5×5 ШБ 4 × 2,5 ШБ 4 × 13	10	2,5	2,5	5,0	11,3	6,3	0,106	2,4	0,15	1,16	0,16	0,008
16		4,0	4,0	2,5	17,0	10,0	0,085	3,8	0,40	2,56	0,18	0,010	3,8
16		4,0	4,0	13,0	17,0	10,0	0,430	3,8	0,40	4,16	0,18	0,030	19,0
ШВ 3×4 ШВ 3×6,3 ШВ 4×4 ШВ 4×8	14	3	3,5	4,0	12,0	8,0	0,102	2,77	0,28	2,50	0,18	0,012	2,1
	14	3	3,5	6,3	12,0	8,0	0,160	2,77	0,28	2,96	0,18	0,016	3,2
	19	4	5,0	4,0	15,0	10,0	0,136	3,43	0,40	3,17	0,19	0,018	3,7
	19	4	5,0	8,0	15,0	10,0	0,270	3,43	0,40	3,97	0,19	0,027	7,4

Примечания: 1. s_с указано для значения k_с = 0,85.2. G_с указано для k_с = 0,85 и τ_с = 7,8 г/см³

3. Размеры — по рис. 36, 37 и 38.

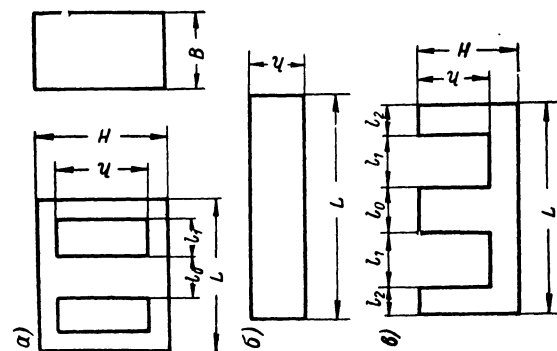


Рис. 36. Шихтованные магнитопроводы типа ША. а — магнитопровод; б — пластина типа Я; в — пластина типа Ш

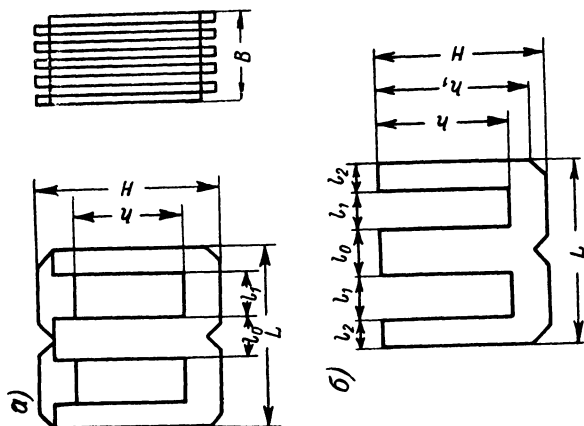


Рис. 37. Шихтованный магнитопровод типа ШБ: а — магнитопровод; б — пластина типа Шу

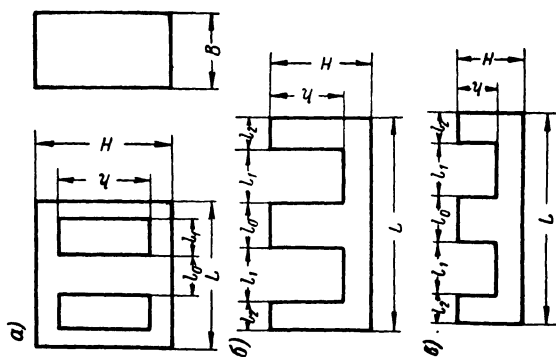


Рис. 38. Шихтованный магнитопровод типа ШВ: а — магнитопровод; б — пластина типа ШБ; в — пластина типа Ша

Таблица П-10

Пластины шихтованных магнитопроводов

Типораз- мер пластин	Размеры, мм						
	L	l_0	l_1	l_2	h	H	h_1
Ш-5	20	5	5	2,5	12,5	15	—
Ш-6	24	6	6	3	15	18	—
Ш-8	32	8	8	4	20	24	—
Ш-10	40	10	10	5	25	30	—
Ш-12	48	12	12	6	30	36	—
Я-5	20	—	—	—	2,5	—	—
Я-6	24	—	—	—	3	—	—
Я-8	32	—	—	—	4	—	—
Я-10	40	—	—	—	5	—	—
Я-12	48	—	—	—	6	—	—
Ша 3	14	3	3,5	2	3	5	—
Шб 3	14	3	3,5	2	5	7	—
Ша 4	19	4	5	2,5	3	5,5	—
Шб 4	19	4	5	2,5	7	9,5	—
Шу 2,5	10	2,5	2,5	1,25	8,5	11	9,8
Шу 4	16	4	4	2	12	15,5	14

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

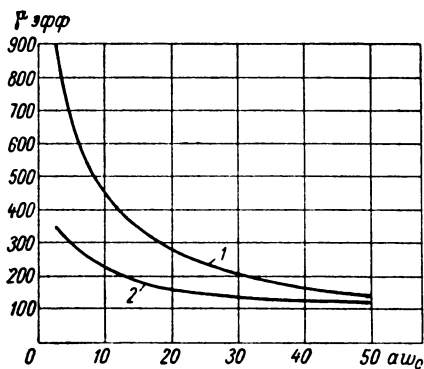


Рис. 39. Зависимость эффективной проницаемости при оптимальном зазоре от поля подмагничивания
1 — сплав 50Н; 2 — ХВП

Таблица П-11

Начальная магнитная проницаемость ленточных магнитопроводов

Материал		Значения μ_n на частотах, гц					
Марка	Толщина, мм	50	400	1000	2400	10 000	50 000
Э310	0,5—0,2	500	—	—	—	—	—
Э330	0,5—0,2	600—700	—	—	—	—	—
Э350	0,2	—	900	700	—	—	—
	0,15	—	800	600	—	—	—
	0,08	—	600	500	450	400	—
	0,05	—	500	450	420	400	—
50Н	0,15	—	3500	3100	2500	1000	500
	0,05	—	2500	2400	2300	2000	1200
80Н ХС, 79НМ	0,1	—	20 000	15 000	8 000	3 000	1000
	0,05	—	20 000	18 500	16 000	8 000	2500
	0,02	—	12 500	12 300	12 000	10 500	7000

Таблица П-12

Начальная магнитная проницаемость и другие свойства марганец-цинковых ферритов

Марка материала	μ_n	$f_{кр}$, Мгц	θ , °С	γ , г/см ³
6000НМ	6000 ⁺⁵⁰⁰ —1200	0,02	110	5,0
4000НМ	4000 ⁺⁸⁰⁰ —500	0,2	140	4,9
3000НМ	3000 ⁺⁵⁰⁰ —300	0,3	140	4,8
2000НМ	2000 ⁺⁵⁰⁰ —300	0,6	200	4,6
2000НМ1	2000 ⁺⁵⁰⁰ —300	0,6	200	4,6
1500НМ2	1500 ⁺²⁰⁰ —300	0,7	200	4,4
1500НМ3	1500 \pm 300	1,5	200	4,4
1000НМ3	1000 \pm 200	2,7	200	4,4
700НМ	700 \pm 150	4,0	240	4,4
НМС1	3300 \pm 500	0,06	170	4,8

Примечание. $f_{кр}$ — критическая частота (при значении тангенса угла потерь $\operatorname{tg}\delta=0,1$), θ — точка Кюри, γ — плотность.

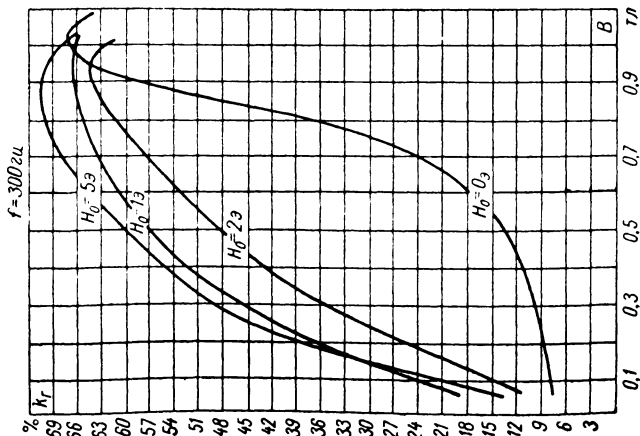


Рис. 40. Зависимость k_r от B при различных полях подмагничивания
Материал — 50Н; шихтовка — вперекрышку

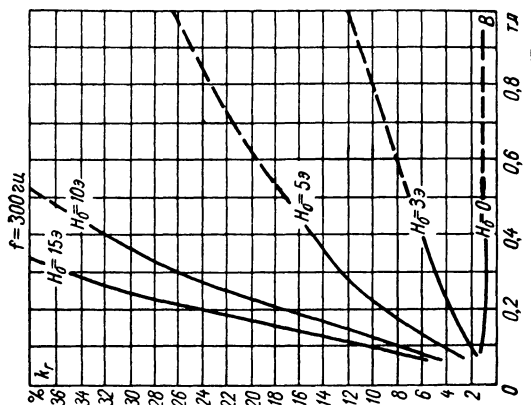


Рис. 41. Зависимость k_r от B при различных полях подмагничивания.
Материал — 50Н; шихтовка — встык

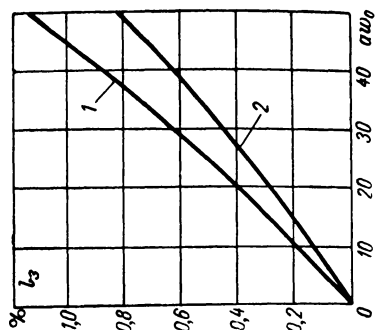


Рис. 42. Зависимость оптимального зазора от поля подмагничивания

1 — сплав 50Н; 2 — ХВН

ЛИТЕРАТУРА

1. Акулов И. И. и др. Теория и расчет основных радиотехнических схем на транзисторах. «Связь», 1964.
2. Асеев Б. П. Фазовые соотношения в радиотехнике. Связьиздат, 1959.
3. Бальян Р. Х. Трансформаторы малой мощности. Судпромгиз, 1961.
4. Бодэ Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. Изд-во Иностран. лит., 1948.
5. Бонч-Бруевич А. М. Радиозлектроника в экспериментальной физике. «Наука», 1966.
6. Войшвилло Г. В. Усилители низкой частоты на электронных лампах, Связьиздат, 1959.
7. Герасимов С. Н., Мигулин И. Н. и Яковлев В. И. Основы теории и расчета транзисторных схем. «Советское Радио», 1963.
8. Грачев А. А. О дискретносплошном спектре индукции ферромагнетика при циклическом перемагничивании. ДАН СССР, т. 71, № 2, 1950.
9. Екимов В. Проектирование транзисторных приемников. «Радио», 1966, № 8.
10. Каден Г. Электромагнитные экраны. Госэнергоиздат, 1957.
11. Кризе С. Н. Усилительные устройства. Связьиздат, 1958.
12. Лебедев-Красин Ю. М. Широкополосные трансформаторы нового типа. «Радиотехника», 1957, № 9.
13. Петров Г. Н. К теории расчета индуктивности рассеяния трансформаторов. «Электричество», 1948, № 3.
14. Петров Г. Н. Расчет индуктивных параметров рассеяния микротрансформаторов. Труды МЭИ, вып. 38, 1962.
15. Ризкин А. А. Основы теории усилительных схем. «Советское Радио», 1951.
16. Розенблат М. А. Магнитные усилители. «Советское Радио», 1960.
17. Русин Ю. С. Определение собственной емкости обмоток. «Радиотехника», 1964, № 2.
18. Русин Ю. С. Расчет перегрева трансформаторов и дросселей. Известия вузов, «Электромеханика», 1965, № 12.
19. Serravalli W. Il rumore dei trasformatori. Elettrotecnica, 1957—1958, 45, N 512, 1—9.
20. Сифоров В. И. Радиоприемные устройства. Воениздат, 1954.
21. Смайт В. Электростатика и электродинамика. Изд-во Иностран. лит., 1954.
22. Фролов Б. В. Применение теории магнитного диполя для расчета магнитных полей контуров с токами, Известия вузов «Электромеханика», 1965, № 10.
23. Цыкин Г. С. Трансформаторы низкой частоты. Связьиздат, 1955.
24. Шольц Н. Н. и Пискарев К. А. Ферриты для радиочастот. «Энергия», 1966.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
<i>Глава первая. Анализ эквивалентной схемы трансформаторного каскада</i>	5
§ 1. Обобщенные схемы	—
§ 2. Трансформаторы с активной нагрузкой, работающие от источника с активным внутренним сопротивлением	10
§ 3. Трансформаторы с емкостной нагрузкой, работающие от источника с активным внутренним сопротивлением	20
§ 4. Трансформаторы с индуктивной нагрузкой, работающие от источника с активным внутренним сопротивлением	32
§ 5. Трансформаторы, работающие от источника с индуктивным внутренним сопротивлением	37
§ 6. Трансформаторы, работающие от источника с емкостным внутренним сопротивлением	40
§ 7. Трансформаторы транзисторных схем	52
<i>Глава вторая. Специальные вопросы проектирования трансформаторов</i>	56
§ 8. Трансформаторы с малыми нелинейными искажениями	—
§ 9. Трансформаторы для многоканальных устройств	58
§ 10. Шунтированные трансформаторы	62
§ 11. Трансформаторы с обмоткой обратной связи	67
§ 12. Дифференциальные трансформаторы	71
§ 13. Трансформаторы с объемным витком	74
§ 14. Малошумящие входные трансформаторы	77
§ 15. Трансформаторы в микромодульном исполнении	78
<i>Глава третья. Паразитные параметры и влияние помех</i>	81
§ 16. Расчет собственной емкости обмоток	—
§ 17. Расчет индуктивности рассеяния	93

§ 18. Расчет полей рассеяния трансформаторов	95
§ 19. Помехоустойчивость трансформаторов	99
§ 20. Экранирование трансформаторов	100
Глава четвертая. Конструктивный расчет трансформаторов	103
§ 21. Магнитопровод	—
§ 22. Конструктивный расчет обмоток	110
§ 23. Расчет активного сопротивления обмотки на повышенной частоте	113
§ 24. Расчет теплового режима трансформаторов	116
§ 25. Выбор схемы секционирования обмоток	123
§ 26. Выбор оптимального немагнитного зазора	129
Приложения	131
Литература	150

Кузнецов Владимир Константинович
Оркин Борис Георгиевич
Русин Юрий Семенович

ТРАНСФОРМАТОРЫ УСИЛИТЕЛЬНОЙ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

Редакторы *Б. И. Леонова* и *Ю. Л. Тимаев*
Художественный редактор *Г. А. Гудков*
Технический редактор *О. С. Житникова*
Корректор *В. А. Кипрушев*

Сдано в производство 23/IV 1969 г. Подписано к печати 31/VII 1969 г. М-11146.
Печ. л. прив. 7,98, Уч.-изд. л. 7,75. Бум. л. 2,37. Бумага типографская № 1.
Формат 84×108¹/₃₂. Тираж 15 000 экз. Заказ 986. Цена 51 коп.

Ленинградское отделение издательства «Энергия», Марсово поле, 1.

Ленинградская типография № 4 Главполиграфпрома Комитета по печати при
Совете Министров СССР, Социалистическая, 14.

51 коп.

В.К.КУЗНЕЦОВ, Б.Г.ОРКИН, Ю.С.РУСИН

**ТРАНСФОРМАТОРЫ
УСИЛИТЕЛЬНОЙ
И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ
АППАРАТУРЫ**

51 коп.