

Ю.С. Русин

**Трансформаторы звуковой и
ультразвуковой частоты**

Москва
«Книга по Требованию»

УДК 621.39
ББК 32
Ю11

Ю11 **Ю.С. Русин**
Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты / Ю.С. Русин – М.:
Книга по Требованию, 2021. – 152 с.

ISBN 978-5-458-31460-2

В книге рассматриваются вопросы расчета и конструирования трансформаторов звукового и ультразвукового диапазона частот, анализируется влияние различных параметров на их работу, приводятся аналитические методы определения собственной емкости обмоток, индуктивности рассеяния, тепловых режимов и т. д. Излагаются методы измерения потерь в магнитопроводах, добротности, определения частотной характеристики и др. Основной текст иллюстрирован примерами расчетов и содержит необходимый справочный материал. Книга предназначается для работников научно-исследовательских организаций, конструкторских бюро и специалистов промышленности, связанных с разработкой и производством трансформаторов рассматриваемого типа.

ISBN 978-5-458-31460-2

© Издание на русском языке, оформление

«YOYO Media», 2021

© Издание на русском языке, оцифровка,

«Книга по Требованию», 2021

Эта книга является репринтом оригинала, который мы создали специально для Вас, используя запатентованные технологии производства репринтных книг и печати по требованию.

Сначала мы отсканировали каждую страницу оригинала этой редкой книги на профессиональном оборудовании. Затем с помощью специально разработанных программ мы произвели очистку изображения от пятен, клякс, перегибов и попытались отбелить и выровнять каждую страницу книги. К сожалению, некоторые страницы нельзя вернуть в изначальное состояние, и если их было трудно читать в оригинале, то даже при цифровой реставрации их невозможно улучшить.

Разумеется, автоматизированная программная обработка репринтных книг – не самое лучшее решение для восстановления текста в его первозданном виде, однако, наша цель – вернуть читателю точную копию книги, которой может быть несколько веков.

Поэтому мы предупреждаем о возможных погрешностях восстановленного репринтного издания. В издании могут отсутствовать одна или несколько страниц текста, могут встретиться невыводимые пятна и кляксы, надписи на полях или подчеркивания в тексте, нечитаемые фрагменты текста или загибы страниц. Покупать или не покупать подобные издания – решать Вам, мы же делаем все возможное, чтобы редкие и ценные книги, еще недавно утраченные и несправедливо забытые, вновь стали доступными для всех читателей.

Гла́ва пе́рвая

ТРАНСФОРМАТОРЫ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ И ВАРИАНТЫ ИХ РАБОТЫ

1-1. Обобщенная эквивалентная схема двухобмоточного трансформатора

Сложность электрического расчета трансформаторов звукового и ультразвукового диапазона частот заключается в необходимости учитывать влияние распределенных паразитных параметров обмоток на ход фазовых и частотных характеристик. Поэтому в расчет вводится ряд упрощающих допущений, которые позволяют находить общее решение с допустимой точностью и приемлемой для практического использования простотой. К таким допущениям следует отнести, например, замену распределенной емкости обмоток сосредоточенной емкостью, которая соответствующим образом приводится к определенным, заранее выбранным точкам схемы. При этом исходным положением указанной замены (как и любой другой) должно являться равенство энергии, запасенной в электрическом или магнитном поле, исходной и эквивалентной (расчетной) систем. В настоящем параграфе рассматривается наиболее простой и в то же время наиболее распространенный случай, относящийся к анализу эквивалентной схемы двухобмоточного трансформатора. Последняя в наиболее общем виде представлена на рис. 1-1, где введены следующие обозначения: Z_i , Z'_n — комплексное внутреннее сопротивление источника э. д. с. и приведенное к первичным виткам комплексное сопротивление нагрузки; L_{s1} , r_1 и L_1 — индуктивность рассеяния, активное сопротивление и индуктивность первичной обмотки; r_n — сопротивление потерь в магнитопроводе и изоляции; L'_{s2} , r'_2 и C'_0 — приведенные к первичным виткам индуктивность рассеяния, активное сопротивление вторичной обмотки и собственная емкость трансформатора. (Приведение параметров вторичной цепи к первичным

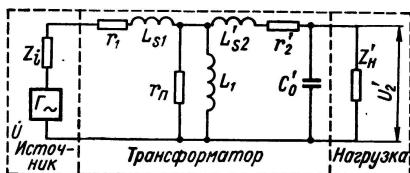


Рис. 1.1. Полная схема замещения двухобмоточного трансформатора

виткам осуществляется через коэффициент трансформации $k = \omega_1/\omega_2$.) Емкость монтажа включена в сопротивление нагрузки Z'_n .

Анализ эквивалентной схемы трансформатора проводится в уставновившемся режиме в предположении, что источник создает гармоничное напряжение, величина которого не зависит от частоты (т. е. $U = \text{const}$). Это, однако, не исключает возможности исследования процессов в трансформаторном каскаде при меняющейся величине напряжения в функции частоты с помощью предлагаемого математического аппарата, разработанного для приведенных выше условий, т. е. для построения соответствующих переходных характеристик. Поскольку решение этого вопроса не содержит по существу принципиальных отличий от решения задачи при $U = \text{const}$ (во всех выражениях вместо U следует подставлять величину $U(\omega)$) и проводить

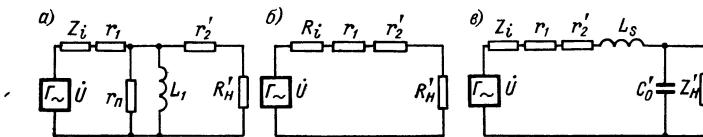


Рис. 1-2. Схемы замещения трансформатора для различных участков частотного диапазона: а — для низких частот; б — для средних частот; в — для высших частот

анализ для каждого конкретного случая), то этот аспект исследования в данной работе не рассматривается.

Анализ эквивалентной схемы целесообразно проводить (с учетом значительного упрощения вычислительных операций) не для всего рассматриваемого диапазона частот, а для отдельных его участков (участки низких, средних и верхних частот рабочего диапазона). При этом в области низких частот можно пренебречь влиянием L_{s1} , L_{s2} , C_0 и реактивных составляющих нагрузки. В этом случае эквивалентная схема трансформатора преобразуется к виду, изображенному на рис. 1-2, а. В области средних частот (вблизи резонанса между C_0 и L_1) можно пренебречь влиянием всех реактивных элементов и сопротивлением r_n , тогда эквивалентная схема приобретает вид рис. 1-2, б. В области верхних частот следует учитывать влияние $L_s = L_{s1} + L_{s2}$, C_0 и реактивных элементов нагрузки (рис. 1-2, в).

Возможность пренебрежения влиянием r_n в области средних и верхних частот вытекает из того, что на этих частотах сопротивление потерь r_n меньше, чем на нижней частоте. Действительно, при $U = \text{const}$ индукция в магнитопроводе обратно пропорциональна частоте: $B = A/f$.

Полные потери в магнитопроводе могут быть вычислены по формуле $P = A_1 f^m B^n$. Тогда сопротивление потерь определится как

$$r_n = \frac{A_1 A^m}{U^2 f^{n-m}}.$$

Из того, что $n > m$ (точнее $m \geq n/2$ [32]), следует вывод об уменьшении r_n с ростом частоты.

Для дальнейшего анализа удобно ввести следующие понятия:

а) коэффициент передачи, равный отношению напряжения на нагрузке на средних частотах U_{2c} к э. д. с. источника, т. е. $K = U_{2c}/U$. При работе трансформатора на фиксированной частоте коэффициент передачи представляет собой отношение напряжения на нагрузке к э. д. с. источника;

б) коэффициент частотных искажений, равный отношению напряжения на нагрузке при средних частотах к напряжению на нагрузке при частоте ω , т. е. $M_\omega = U_{2c}/U_{2\omega}$;

в) коэффициент фазовых искажений $\operatorname{tg} \varphi$, определяемый тангенсом угла сдвига между э. д. с. источника и напряжением на нагрузке.

Для каждой области частотного диапазона могут быть получены выражения в общем виде для приведенных выше коэффициентов путем исследования соответствующих эквивалентных схем методами теории электрических цепей. В результате будем иметь:

а) для области нижних частот

$$K_h = \frac{jx_h}{y_h + jz_h};$$

$$x_h = R'_h r_n X_1; \quad y_h = r_n R_1 R_2 - (R_2 + r_n) X_1 X_i;$$

$$z_h = (R_1 + R_2) r_n X_1 + R_1 R_2 X_1 + R_2 r_n X_i;$$

$$M_h = 1 + \frac{R_{\vartheta, h}}{r_n} + \frac{R_2 X_i}{(R_1 + R_2) X_1} - j \left[\frac{R_{\vartheta, h}}{X_1} - \frac{(R_2 + r_n) X_i}{(R_1 + R_2) r_n} \right];$$

$$\operatorname{tg} \varphi_h = y_h/z_h,$$

где

$$R_{\vartheta, h} = \frac{(R_i + r_1)(r'_2 + R'_h)}{R_i + R'_h + r_1 + r'_2};$$

б) для области средних частот

$$K_c = \frac{R'_h}{R_1 + R_2}; \quad M_c \approx 1; \quad \operatorname{tg} \varphi_c \approx 0;$$

в) для области верхних частот

$$K_b = \frac{X_C X_L - jR'_h X_C}{y_b - jz_b};$$

$$y_b = X_C X_L + (X_i + X_s)(X_L + X_C) - R'_h (R_1 + r'_2);$$

$$z_b = (R_1 + r'_2)(X_L + X_C) + R'_h (X_i + X_s + X_C);$$

$$M_b = \frac{(x_b + iy_b) R'_h}{X_C (R_1 + R_2) (R'_h + jX_L)};$$

$$x_b = (R_1 + R_2)(X_C + X_L) + R'_h X_s;$$

$$\operatorname{tg} \varphi_b = \frac{X_C X_L z_b - R'_h X_C y_b}{X_C X_L y_b + R'_h X_C z_b},$$

где

$$R_1 = r_1 + R_i; \quad R_2 = r_2' + R_{\text{H}}'; \quad Z_1 = R_t + jX_t; \\ X_s = \omega L_s; \quad X_L = \omega L_{\text{H}}'; \quad X_C = -(\omega C')^{-1}; \quad C' = C_0' + C_{\text{H}}'$$

(штрихом здесь и далее отмечены величины, приведенные к первичной сбомтке, индексом «н» — параметры нагрузки).

Необходимо отметить, что для нагрузок трансформатора различного характера (для активной $X_L = 0$; $X_C \rightarrow \infty$; для индуктивной $X_C \rightarrow \infty$, для емкостной $X_L = 0$) полученные выражения могут быть значительно упрощены. Анализ возможных условий работы трансформатора на основе полученных общих соотношений приводится в § 1-3.

1-2. Обобщенная эквивалентная схема многообмоточного трансформатора

Во многих устройствах применяются трансформаторы с нескользкими выходными обмотками (или отводами от одной вторичной обмотки), которые одновременно находятся под нагрузкой. Расчет таких трансформаторов вызывает трудности, особенно в составлении их схем замещения. Необходимо отметить, что этому вопросу был посвящен ряд работ, в числе которых наибольший практический интерес представляют исследования чл.-корр. АН СССР Г. Н. Петрова [25, 26]. В этих исследованиях рассматриваются мощные трансформаторы энергетического назначения, для которых справедливо пренебрежение величиной намагничивающего тока. С учетом этого обстоятельства Г. Н. Петровым были получены основные расчетные соотношения. В ряде трансформаторов малой мощности (до нескольких тысяч вольт-ампер), где величина намагничивающего тока в некоторых случаях может достигать 100% от рабочего тока [1], принятые в [25, 26] допущение, естественно, нельзя считать правомерным.

Путем соответствующего теоретического анализа можно построить простую схему замещения многообмоточного трансформатора для любого значения намагничивающего тока, отличную от предложенной в работе [26].

Пусть имеется трансформатор с n обмотками (в их число входит и первичная обмотка). Первичное напряжение обозначим U_1 , а сопротивления нагрузок соответственно $\dot{Z}_{(2)}$, $\dot{Z}_{(3)}$, \dots , $\dot{Z}_{(n)}$ (сюда включены сопротивления вторичных обмоток). Токи в обмотках трансформатора могут быть определены из следующей системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= (R_1 + j\omega L_1) \dot{I}_1 + j\omega M_{12} \dot{I}_2 + \cdots + j\omega M_{1n} \dot{I}_n; \\ 0 &= (\dot{Z}_{(2)} + j\omega L_2) \dot{I}_2 + j\omega M_{21} \dot{I}_1 + \cdots + j\omega M_{2n} \dot{I}_n; \\ &\vdots \\ 0 &= (\dot{Z}_{(n)} + j\omega L_n) \dot{I}_n + j\omega M_{n1} \dot{I}_1 + \cdots + \\ &\quad + j\omega M_{n,n-1} \dot{I}_{n-1}, \end{aligned} \right\} \quad (1-1)$$

где R_1 — активное сопротивление первичной обмотки (сюда может быть включено внутреннее сопротивление источника R_i); L_k — коэффициент собственной индуктивности k -й обмотки; M_{ki} — коэффициент взаимной индуктивности между k -й и i -й обмотками; I_k — ток в k -й обмотке.

Если предположить, что все входящие в (1-1) параметры приведены к первичным виткам, то с учетом того, что все обмотки объединены одним магнитопроводом, и, следовательно,

$$M_{12} = M_{21} = \cdots = M_{ki} = M_{ik} = M \quad (i \neq k),$$

систему (1-1) можно переписать в виде

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{Z}_1 \dot{I}_1 + \dot{Z}(\dot{I}'_2 + \cdots + \dot{I}'_n); \\ 0 &= \dot{Z} \dot{I}_1 + \dot{Z}_2 \dot{I}'_2 + \dot{Z}(\dot{I}'_3 + \cdots + \dot{I}'_n); \\ \vdots & \quad \vdots \\ 0 &= \dot{Z}(\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 + \cdots + \dot{I}'_{n-1}) + \dot{Z}_n \dot{I}'_n. \end{aligned} \right\} \quad (1-2)$$

Здесь введены следующие обозначения:

$$\dot{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1; \quad \dot{Z}_k = \dot{Z}_{(k)} + j\omega L_k; \quad \dot{Z} = j\omega M \quad (k = 2, 3, \dots, n).$$

Величины токов, входящих в (1-2), могут быть определены как $\dot{I}_b = D_b/D$, где

$$D = \begin{vmatrix} \dot{Z}_1 & \dot{Z} & \cdots & \dot{Z} \\ \dot{Z} & \dot{Z}_2 & \cdots & \dot{Z} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \dot{Z} & \dot{Z} & \cdots & \dot{Z}_n \end{vmatrix};$$

D_k — определитель, в котором k -й столбец заменен величинами $U_1, 0, \dots, 0$.

Введем, далее, обозначения:

$$\Delta_k = \begin{vmatrix} \dot{Z}_k & \dot{Z} & \dot{Z} & \cdots & \dot{Z} \\ \dot{Z} & \dot{Z}_{k+1} & \dot{Z} & \cdots & \dot{Z} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{Z} & \dot{Z} & \dot{Z} & \cdots & \dot{Z}_n \end{vmatrix}; \quad \Delta_{k+1} = \begin{vmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdots & \cdot \\ \dot{Z} & \dot{Z} & \dot{Z} & \cdots & \dot{Z} \\ \dot{Z} & \dot{Z}_{k+1} & \dot{Z} & \cdots & \dot{Z} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{Z} & \dot{Z} & \dot{Z} & \cdots & \dot{Z}_n \end{vmatrix}$$

(определители Δ_k и Δ_{k+1} имеют $(n - k)$ столбцов и строк).

С учетом того, что

$$D = \begin{vmatrix} \dot{Z}_1 & \dot{Z} & \cdots & \dot{Z} \\ \dot{Z} & \dot{Z}_2 & \cdots & \dot{Z} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \dot{Z} & \dot{Z} & \cdots & \dot{Z}_n \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} (\dot{Z}_1 - \dot{Z}) & \dot{Z} & \cdots & \dot{Z} \\ (\dot{Z} - \dot{Z}_2) & \dot{Z}_2 & \cdots & \dot{Z} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \dot{Z} & \cdots & \dot{Z}_n \end{vmatrix} =$$

$$= (\dot{Z}_1 - \dot{Z}) \Delta_2 + (\dot{Z}_2 - \dot{Z}) \Delta_3, \quad (1-3)$$

будем иметь

$$I_1 = \frac{D_1}{D} = \frac{\dot{U}_1 \Delta_2}{(\dot{Z}_1 - \dot{Z}) \Delta_2 + (\dot{Z}_2 - \dot{Z}) \Delta_3} = \\ = \frac{\dot{U}_1}{(\dot{Z}_1 - \dot{Z}) + \frac{1}{\Delta_2} (\dot{Z}_2 - \dot{Z}) \Delta_3},$$

где $D_1 = U_1 \Delta_2$.

Пользуясь преобразованием определителей, осуществленным при выводе выражения (1-3), можно получить следующее рекуррентное соотношение:

$$\frac{\Delta_k}{\Delta_{k+1}} = 1 + \frac{(\dot{Z}_k - \dot{Z})}{(\dot{Z}_{k+1} - \dot{Z})} \cdot \frac{\Delta_{k+1}}{\Delta_{k+2}}.$$

Принимая, далее, во внимание, что

$$\Delta_{n-1} = \begin{vmatrix} \dot{Z}_{n-1} & \dot{Z} \\ \dot{Z} & \dot{Z}_n \end{vmatrix} = \dot{Z}_{n-1} \dot{Z}_n - \dot{Z}^2; \\ \Delta_n = \begin{vmatrix} \dot{Z} & \dot{Z} \\ \dot{Z} & \dot{Z}_n \end{vmatrix} = \dot{Z} (\dot{Z}_n - \dot{Z}); \quad \frac{\Delta_{n-1}}{\Delta_n} = \frac{\dot{Z}_{n-1} \dot{Z}_n - \dot{Z}^2}{\dot{Z} (\dot{Z}_n - \dot{Z})}, \quad (1-4)$$

получим

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{Z}_1 - \dot{Z} + \frac{1}{\frac{1}{\dot{Z}} + \sum_{k=2}^n \frac{1}{\dot{Z}_k - \dot{Z}}}}.$$

В силу того что

$$\dot{Z}_1 - \dot{Z} = R_1 + j\omega (L_1 - M) = R_1 + j\omega L_{s1}; \\ \dot{Z}_k - \dot{Z} = \dot{Z}_{(k)} + j\omega (L_k - M) = \dot{Z}_{(k)} + j\omega L'_{sk};$$

$$M = \mu \frac{w_1^2 S_c}{l_{cp}},$$

где L_{s1} и L'_{sk} — индуктивность рассеяния первичной и k -й (приведенная к первичным виткам) обмоток; w_1 — число витков первичной обмотки; μ — магнитная проницаемость магнитопровода; S_c и l_{cp} — сечение магнитопровода и длина средней силовой линии, нетрудно видеть, что выражение (1-4) реализуется эквивалентной схемой, изображенной на рис. 1-3.

В большинстве практических случаев обычно задаются коэффициенты трансформации для отдельных обмоток и соотношения величин токов, что значительно упрощает ход расчета. Кроме этого, нагрузки вторичных обмоток, как правило, имеют активный характер.

Это обстоятельство также приводит к значительным упрощениям расчета. В этом случае будем иметь

$$I_1 = \dot{U}_1 \frac{1}{(R_1 + R) + j\omega(L_{s1} + L)};$$

$$\dot{U}'_{2k} = \dot{U}_1 \frac{(R + j\omega L) R'_k}{[(R_1 + R) + j\omega(L + L_{s1})] (R'_k + j\omega L'_{sk})},$$

где \dot{U}'_{2k} — приведенное к первичным виткам напряжение k -й обмотки; R'_k — приведенное к первичным виткам сопротивление k -й обмотки;

$$R = R_0 \frac{\omega^2 L_0^2}{R_0^2 + \omega^2 L_0^2};$$

$$L = L_0 \frac{R_0^2}{R_0^2 + \omega^2 L_0^2};$$

$$\frac{1}{R_0} = \sum_{k=2}^n \frac{1}{R'_k (1 + Q_k^2)};$$

$$\frac{1}{L_0} = \sum_{k=2}^n \frac{\omega Q_k^2}{R'_k (1 + Q_k^2)} + \frac{1}{M};$$

$$Q_k = \omega L'_{sk} / R'_k.$$

При необходимости в схеме может быть учтено сопротивление потерь в магнитопроводе и диэлектрике, которое включается параллельно $j\omega M$, и собственная емкость трансформатора C_0 . Так как эта операция не содержит каких-либо выкладок, принципиально отличных от приведенных выше, она приводится без доказательства.

К полученной эквивалентной схеме многообмоточного трансформатора может быть применен разработанный в § 1-1 аппарат исследования, т. е. найдены коэффициенты K , M_ω и $\operatorname{tg} \varphi$. Эти коэффициенты, как было указано, характеризуют работу трансформаторного каскада при любых режимах. При этом целесообразно проводить анализ для каждой нагрузки раздельно. Иными словами, если рассматривается k -я нагрузка, то все остальные $n - 1$ нагрузок могут быть, как это вытекает из эквивалентной схемы, заменены соответствующим комплексным сопротивлением, которое включается параллельно $j\omega M$. Осуществив, далее, необходимые преобразования этой параллельной ветви, мы придем к схеме, подобной схеме двухобмоточного трансформатора (но с новыми параметрами), которая анализируется уже рассмотренным выше способом. Аналогичная операция повторяется для всех других нагрузок.

Сказанное может быть пояснено на примере трехобмоточного трансформатора с активными нагрузками для области низких частот (для других участков частотного диапазона анализ в известной

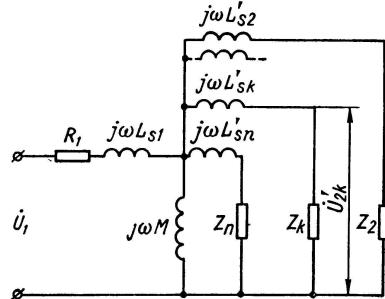


Рис. 1-3. Эквивалентная схема многообмоточного трансформатора

мере упрощается). При нагрузках комплексного характера и большем их числе усложняются только вычислительные операции, принципиальная же сторона вопроса не претерпевает существенных изменений.

Эквивалентная схема рассматриваемого трансформатора дана на рис. 1-4, а. Эту схему, если исследуется, например, вначале режим нагрузки R'_2 , можно последовательно преобразовать в схемы рис. 1-4, б и 1-4, в. При этом

$$L = \frac{R'_3}{\omega} \left(\frac{1 + Q_3^2}{Q_3} \right); \quad R = R'_3 (1 + Q'_3); \quad Q_3 = \frac{\omega L'_{S3}}{R'_3}; \quad L_0 = \frac{LM}{L + M}.$$

В результате получим схему (рис. 1-4, в), которая аналогична схеме двухобмоточного трансформатора и может быть исследована способом, изложенным в § 1-1. После этого подобным же образом схема преобразуется для нагрузки R'_3 .

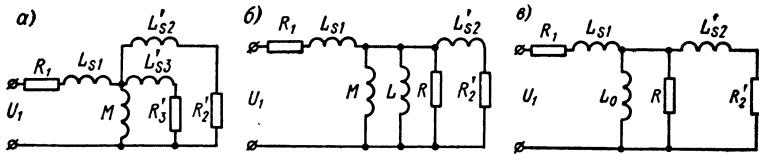


Рис. 1-4. Последовательность преобразования эквивалентной схемы многообмоточного трансформатора

Полезно отметить, что трансформаторы, у которых при работе все обмотки находятся под нагрузкой, как по экономическим соображениям, так и для снижения массы и габаритов целесообразно выполнять с отдельными обмотками, а не с одной обмоткой, имеющей соответствующие отводы. Это можно показать следующим образом. Пусть имеется n нагрузок с токами I_1, I_2, \dots, I_n , которые соответствуют числу витков w_1, w_2, \dots, w_n . Тогда для трансформатора с n обмотками будем иметь

$$S_1 = \sum_{k=1}^n I_k w_k (\delta k_m)^{-1},$$

а для трансформатора с одной обмоткой и $(n + 1)$ отводами

$$\begin{aligned} S_2 &= (\delta k_m)^{-1} \left(\sum_{k=1}^n I_k w_1 + \sum_{k=2}^n I_k w_2 + \dots + I_n w_n \right) = \\ &= (\delta k_m)^{-1} \left(\sum_{k=1}^n I_k w_k + w_1 \sum_{k=2}^n I_k + \dots + w_{n-1} I_n \right), \end{aligned}$$

где δ — допустимая плотность тока; k_m — коэффициент заполнения по меди; S_1 и S_2 — площади, занятые обмотками в первом и втором случаях.

Из полученных выражений видно, что $S_2 > S_1$, и, следовательно, второй трансформатор будет по объему больше первого. Обратная картина получается в том случае, когда по тем или иным причинам трансформатор приходится выполнять многообмоточным (или многоотводным) для обеспечения одинаковой мощности на разных нагрузках при условии работы только на одну нагрузку [38]. Это обстоятельство необходимо иметь в виду при конкретном проектировании.

1-3. Анализ эквивалентной схемы трансформатора с нагрузкой и внутренним сопротивлением источника питания различного характера

В предыдущем параграфе было показано, что эквивалентная схема многообмоточного трансформатора с целью упрощения ее анализа может быть сведена к соответствующей схеме двухобмоточного трансформатора. Поэтому достаточно исследовать последнюю с точки зрения ее особенностей, обусловленных характером нагрузок и внутреннего сопротивления источника питания.

Детально поставленная задача была решена в работе [19]. Поэтому в настоящем разделе приводятся лишь окончательные результаты без соответствующих подробных выводов. Рассмотрим теперь, пользуясь, в частности, общими выражениями, которые даны в § 1-1, возможные случаи использования трансформаторов по роду источников э. д. с. и типу нагрузок.

$$A. Z_i = R_i; \quad Z_h = R'_h.$$

К этой группе могут относиться: входные трансформаторы ламповых и полупроводниковых схем, работающие на активную нагрузку, и согласующие промежуточные трансформаторы. При этом модуль частотных искажений на нижней частоте ω_h определяется по формуле

$$M_h = \sqrt{\left(1 + \frac{R_{\text{в.}h}}{\omega_h L_1 Q_c}\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{в.}h}}{\omega_h L_1}\right)^2}, \quad (1-5)$$

где $Q_c = r_n/(\omega_h L_1)$ — добротность материала магнитопровода;

$$R_{\text{в.}h} = \frac{(R_i + r_1)(r'_2 + R'_h)}{R_i + r_1 + r'_2 + R'_h}.$$

По заданному значению M_h и известной величине Q_c из (1-5) может быть определена необходимая минимальная величина L_1 . Отношение $\tau = L_1/r_1$ определяет геометрические параметры магнитопровода (трансформатора) — см. приложение.

Фазовый сдвиг в области низких частот находится из выражения

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{R_{\text{в.}h}}{\omega_h L_1 + R_{\text{в.}h} Q_c^{-1}}. \quad (1-6)$$

Соотношение между частотными и фазовыми искажениями определяется из (1-5) и (1-6):

$$M_h = \left(1 + \frac{R_{\vartheta, h}}{Q_c} \right) \frac{1}{\cos \varphi_h}.$$

Если потери в материале магнитопровода малы, то полученные формулы значительно упрощаются:

$$M_h = \sqrt{1 + \left(\frac{R_{\vartheta, h}}{\omega_h L_1} \right)^2} = \sqrt{1 + \tan^2 \varphi_h}.$$

В области верхних частот

$$M_b = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_b L_s}{R_i + R_a} \right)^2} = \sqrt{1 + \tan^2 \varphi_b};$$

$$R_a = R'_h + r_1 + r'_2;$$

$$\tan \varphi_b = \frac{\omega_b L_s}{R_i + R_a},$$

откуда максимально допустимая величина L_s определится как

$$L_s \leq \frac{(R_i + R_a) \sqrt{M_b^2 - 1}}{\omega_b}.$$

Допустимая собственная емкость трансформатора определится из неравенства

$$C_0 \leq \frac{1}{3\omega_b R_h}.$$

К. п. д. трансформатора η в значительной степени определяется условиями его работы и применения. Однако можно привести некоторые ориентировочные данные, которые обычно принимаются при расчете с последующим утонением [19]:

Мощность нагрузки P_h ,				
вт	< 5	5—100	100—1000	> 1000
	0,7—0,8	0,8—0,9	0,9—0,95	0,95—0,98

При этом соотношения между r_1 и r'_2 будут определяться следующим образом:

а) для трансформатора, работающего в режиме А (обмотки работают в течение всего периода),

$$r'_2 = r_1; \quad r_1 = R_a \frac{1 - \eta}{2}; \quad r_2 = R_a \frac{1 - \eta}{2\eta};$$

б) для трансформатора, работающего в режиме В (в любой момент времени работает только половина обмотки),

$$r'_2 = \sqrt{2} r_1; \quad r_1 \approx 0,293 R_a (1 - \eta); \quad r_2 = 0,414 R_h \frac{1 - \eta}{\eta}.$$