

**Ю.С. Русин**

# **Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты**

**Москва  
«Книга по Требованию»**

УДК 621.39  
ББК 32  
Ю11

**Ю.С. Русин**  
Ю11 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 предназначена 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.



Серия Книжный Ренессанс

[www.samizday.ru/reprint](http://www.samizday.ru/reprint)





## 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:  $Z_i$ ,  $Z'_H$  — 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

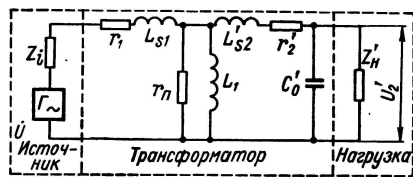


Рис. 1.1. Полная схема замещения двухобмоточного трансформатора

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

Анализ эквивалентной схемы трансформатора проводится в установившемся 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

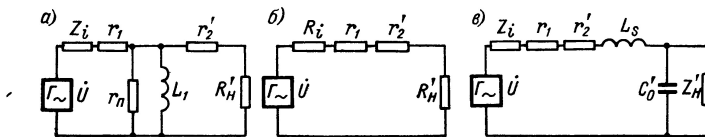


Рис. 1-2. Схемы замещения трансформатора для различных участков частотного диапазона: а — для нижних частот; б — для средних частот; в — для высших частот

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 нижних, средних и верхних частот рабочего диапазона). При этом в области нижних 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  $\omega$ , т. е.  $M_\omega = U_{2c}/U_{2\omega}$ ;

в) коэффициент фазовых искажений  $\text{tg } \varphi$ , 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

$$K_n = \frac{jx_n}{y_n + jz_n};$$

$$x_n = R'_n r_n X_1; \quad y_n = r_n R_1 R_2 - (R_2 + r_n) X_1 X_i;$$

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

$$M_n = 1 + \frac{R_{\text{э. н}}}{r_n} + \frac{R_2 X_i}{(R_1 + R_2) X_1} - j \left[ \frac{R_{\text{э. н}}}{X_1} - \frac{(R_2 + r_n) X_i}{(R_1 + R_2) r_n} \right];$$

$$\text{tg } \varphi_n = y_n/z_n,$$

где

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

б) для области средних частот

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

в) для области верхних частот

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

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

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

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

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

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

где

$$R_1 = r_1 + R_i; \quad R_2 = r_2' + R_H'; \quad Z_i = R_i + jX_i; \\ X_s = \omega L_s; \quad X_L = \omega L_H'; \quad X_C = -(\omega C')^{-1}; \quad C' = C_0' + C_H'$$

(штрихом здесь и далее отмечены величины, приведенные к первичной обмотке, 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 несколькими 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], принятое 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:

[illegible]

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,

систему (1-1) можно переписать в виде

Здесь введены следующие обозначения:

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

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

$$\Delta_k = \begin{vmatrix} \dot{Z}_k & \dot{Z} & \dot{Z} & \dots & \dot{Z} \\ \dot{Z} & \dot{Z}_{k+1} & \dot{Z} & \dots & \dot{Z} \\ . & . & . & . & . \\ \dot{Z} & \dot{Z} & \dot{Z} & \dots & \dot{Z}_n \end{vmatrix}; \quad \Delta_{k+1} = \begin{vmatrix} \dot{Z} & \dot{Z} & \dot{Z} & \dots & \dot{Z} \\ \dot{Z} & \dot{Z}_{k+1} & \dot{Z} & \dots & \dot{Z} \\ . & . & . & . & . \\ \dot{Z} & \dot{Z} & \dot{Z} & \dots & \dot{Z}_n \end{vmatrix}$$

С учетом того, что

9

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

$$I_1 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{Z}_1 - \dot{Z} + \frac{1}{\frac{1}{\dot{Z}} + \sum_{k=2}^n \frac{1}{\dot{Z}_k - \dot{Z}}}}.$$

В силу того что

$$\dot{Z}_1 - \dot{Z} = R_1 + j\omega(L_1 - M) = R_1 + j\omega L_{s1};$$

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

$$M = \mu \frac{\omega_1^2 S_c}{l_{cp}},$$

где  $L_{s1}$  и  $L'_{sk}$  — индуктивность рассеяния первичной и  $k$ -й (приведенная к первичным виткам) обмоток;  $\omega_1$  — число витков первичной обмотки;  $\mu$  — 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

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

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

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

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

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

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

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

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

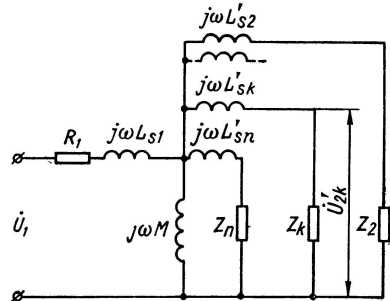


Рис. 1-3. Эквивалентная схема многообмоточного трансформатора

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  $K$ ,  $M_\omega$  и  $\text{tg } \varphi$ . Эти коэффициенты, как было указано, характеризуют работу трансформаторного каскада при любых режимах. При этом целесообразно проводить анализ для каждой нагрузки отдельно. 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 нижних частот (для других участков частотного диапазона анализ в известной

мере упрощается). При нагрузках комплексного характера и большом 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

$$L = \frac{R'_3}{\omega} \left( \frac{1 + Q_3^2}{Q_3} \right); \quad R = R'_3(1 + Q_3^2); \quad Q_3 = \frac{\omega L'_{s3}}{R'_3}; \quad L_0 = \frac{LM}{L + M}.$$

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  $R'_3$ .

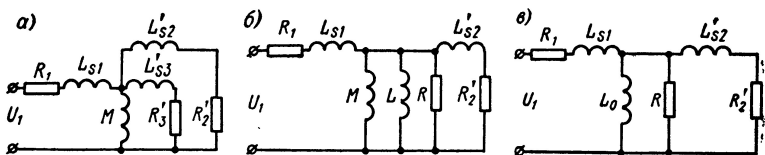


Рис. 1-4. Последовательность преобразования эквивалентной схемы многообмоточного трансформатора

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  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ . Тогда для трансформатора с  $n$  обмотками будем иметь

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

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

$$\begin{aligned} S_2 &= (\delta k_m)^{-1} \left( \sum_{k=1}^n I_k \omega_1 + \sum_{k=2}^n I_k \omega_2 + \dots + I_n \omega_n \right) = \\ &= (\delta k_m)^{-1} \left( \sum_{k=1}^n I_k \omega_k + \omega_1 \sum_{k=2}^n I_k + \dots + \omega_{n-1} I_n \right), \end{aligned}$$

где  $\delta$  — 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.

$$A. Z_i = R_i; \quad Z_n = R'_n.$$

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  $\omega_n$  определяется по формуле

$$M_n = \sqrt{\left(1 + \frac{R_{э.н}}{\omega_n L_1 Q_c}\right)^2 + \left(\frac{R_{э.н}}{\omega_n L_1}\right)^2}, \quad (1-5)$$

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

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

По заданному значению  $M_n$  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 нижних частот находится из выражения

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{R_{э.н.}}{\omega_n L_1 + R_{э.н.} Q_c^{-1}}. \quad (1-6)$$

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

$$M_H = \left(1 + \frac{R_{э.н}}{Q_c}\right) \frac{1}{\cos \varphi_H}.$$

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

$$M_H = \sqrt{1 + \left(\frac{R_{э.н.}}{\omega_H L_1}\right)^2} = \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H}.$$

В области верхних частот

$$M_B = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_B L_s}{R_i + R_a}\right)^2} = \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_B};$$

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

$$\operatorname{tg} \varphi_B = \frac{\omega_B L_s}{R_i + R_a},$$

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  $\eta$  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	$\leq 5$	5—100	100—1000	$> 1000$
К. п. д. $\eta$	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),

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