ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

В. Д. Остроухов
Харьков

При передаче телемеханических сигналов по распределительной электрической сети необходимо учитывать влияние силовых трансформаторов, в ряде случаев весьма значительное. Взаимодействие индуктивности обмоток трансформатора с емкостью кабельной сети может вызвать резкие изменения входного сопротивления и затухания канала связи. Знание параметров трансформатора полезно при моделировании силовой сети как канала связи. Такая необходимость может возникнуть в случае сложной сети, когда аналитический расчет становится затруднительным.

В данной работе основное внимание уделяется экспериментальному определению первичных параметров трансформатора, их зависимости от частоты и силового тока. Экспериментальные исследования проводились на осветительном трансформаторе типа ТСШС 380-220/133 мощностью на 2,5 *ква*.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТИЧНЫХ ЕМКОСТЕЙ ТРАНСФОРМАТОРА, СОБСТВЕННЫХ И ВЗАИМНЫХ ИНДУКТИВНОСТЕЙ ОБМОТОК

Будем считать трансформатор чисто реактивной и линейной системой. Последнее допущение справедливо при малых сигналах, каковыми

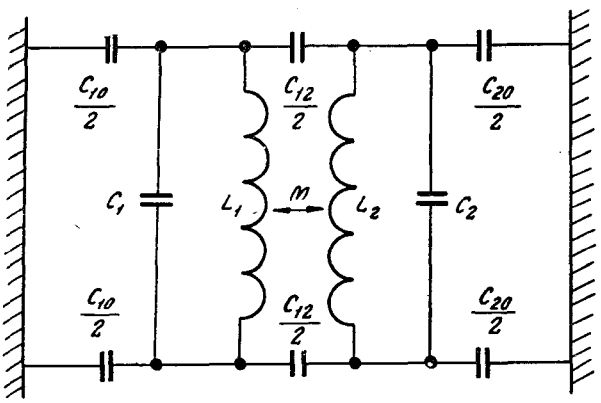


Рис. 1. Схема замещения фазы трансформатора.

и являются сигналы телемеханики. Кроме того, пренебрегаем магнитной связью между обмотками разных фаз. Как показывают измерения, это допустимо при частотах свыше 10 *кгц*. На высоких частотах трансформатор ведет себя как система с распределенными параметрами. Схема замещения трансформатора для этого случая, приведенная в [1], достаточно сложна и анализ ее затруднителен. Для простоты анализа схему замещения обмоток трансформатора целесообразно представить сосредоточенными элементами (рис. 1). Индексы *1* относятся к обмотке *ВН*, *2* — к обмотке *НН*.

Частичные емкости C_{10}, C_{20} и C_{12} могут быть определены следующим простым способом. Рассмотрим рис. 2, схема которого соответствует случаю электростатического поля или весьма низким частотам. Закорачивая зажимы *1*, *2* между собой, а затем последовательно *2* и *1* на кор-

пус и измеряя емкости полученных систем проводников, составим уравнения

$$C_1 = C_{10} + C_{20},\ C_2 = C_{10} + C_{12},\ C_3 = C_{12} + C_{20}, \quad (1)$$

где C_1, C_2 и C_3 — измеренные емкости.

Решая уравнения (1), получим значения частичных емкостей.

В данном случае $C_{10} = 30$ *пф*; $C_{20} = 80$ *пф*; $C_{12} = 55$ *пф*. Собственные емкости C_1, C_2 и индуктивности L_1 и L_2 обмоток, а также взаимную индуктивность M можно было бы определить, составляя выражения для входных сопротивлений схемы замещения (рис. 1) и приравнивая их соответствующим входным сопротивлениям реального трансформатора. Однако этот путь слишком сложен, так как требует решения пяти уравнений. Точность такого метода, очевидно, будет крайне низкой. Эти параметры желательно определять путем непосредственных измерений.

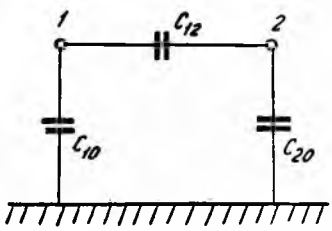


Рис. 2. Схема частичных емкостей.

Емкости C_1 и C_2 можно найти резонансным методом. Измерения лучше всего проводить в режиме короткого замыкания, так как индуктивностью контура будет индуктивность рассеяния, которая практически не зависит от частоты. Собственную емкость определим, зная две резонансные частоты: одну — собственного резонанса, вторую — при включении добавочной емкости. Например, для первичной обмотки при коротком замыкании вторичной

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_{1s}C_{1k}}, \quad (2)$$

где L_{1s} — индуктивность рассеяния первичной обмотки; $C_{1k} = C_1 + \frac{C_{10} + C_{12}}{4}$ — эквивалентная емкость контура.

При подключении добавочной емкости $C_{д1}$

$$\omega_2^2 = \frac{1}{L_{1s}(C_{1k} + C_{д1})}. \quad (3)$$

Разделив (2) на (3), получаем

$$\frac{\omega_1^2}{\omega_2^2} = \frac{f_1^2}{f_2^2} = \frac{C_{1k} + C_{д1}}{C_{1k}} = k_1,$$

откуда

$$C_{1k} = \frac{C_{д1}}{k_1 - 1};\ C_1 = C_{1k} - \frac{C_{10} + C_{12}}{4}. \quad (4)$$

Аналогично определяется собственная емкость вторичной обмотки

$$C_2 = C_{2k} - \frac{C_{20} + C_{12}}{4};\ C_{2k} = \frac{C_{д2}}{k_2 - 1}. \quad (5)$$

При измерениях получено $C_1 = 830$ *пф*; $C_2 = 332$ *пф*. Таким образом, собственные емкости обмоток значительно больше C_{10}, C_{20} и C_{12}.

Из формулы (2) и аналогичной ей для вторичной обмотки можно получить значения индуктивностей рассеяния $L_{1s} = 5$ *мгн* и $L_{2s} = 0{,}5$ *мгн*.

Собственные индуктивности также можно было бы определить резонансным методом. Однако непосредственные измерения показывают, что резонанс во вторичной обмотке *НН* получается весьма нечетким, поэтому точность определения L_2 будет невелика.

Индуктивность L_2 удобнее определять по формуле

$$L_2 = \frac{x_2}{\omega}.$$

Такой способ применим до частот, где еще не сказываются резонансные явления. Пренебрегая величиной R_2, возможно считать $x_2 \approx z_{2x}$, где z_{2x} — сопротивление вторичной обмотки в режиме холостого хода.

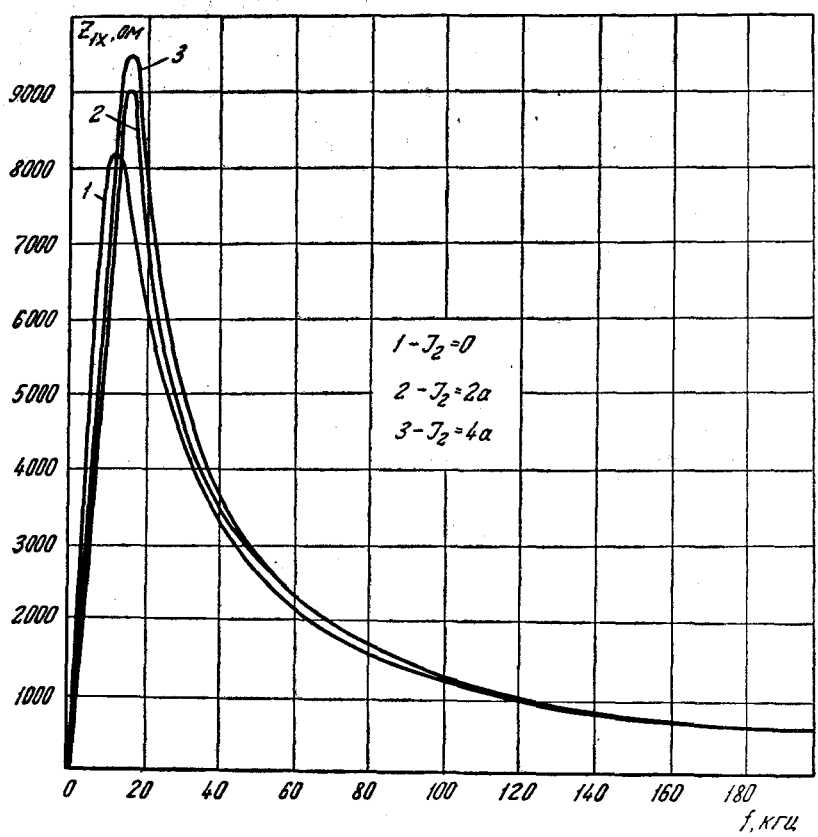


Рис. 3. Частотная зависимость входного сопротивления первичной обмотки ВН.

Резонанс в первичной обмотке ВН получается достаточно острым, поэтому L_1 определяется резонансным методом. Кроме того, L_1 можно определить и по величине $x_1 \approx z_{1x}$ на частотах, меньших частоты собственного резонанса.

На рис. 3 и 4 приведены графики входных сопротивлений z_{1x} и z_{2x} (кривые *1*), из которых видно, что определение L_1 и L_2 рассмотренными способами возможно до частот 13 — 18 *кгц*. С увеличением мощности трансформаторов точка резонанса сдвигается влево, т. е. указанный предел снижается. Характер сопротивления z_{2x} между точками первого максимума и минимума обусловлен вносимым сопротивлением первичной обмотки. Второй максимум z_{2x} обусловлен резонансом емкости C_2, индуктивности L_{2s} и наблюдается на частотах 200 — 300 *кгц*.

Ход изменения индуктивности на более высоких частотах можно проследить с помощью следующих теоретических рассуждений. Индук-

тивности L_1 и L_2 можно представить в виде суммы двух составляющих

$$L_1 = L_{1s} + L_{1m},\ L_2 = L_{2s} + L_{2m},$$

где L_{1m} и L_{2m} — составляющие, обусловленные наличием железа, или индуктивности намагничивания.

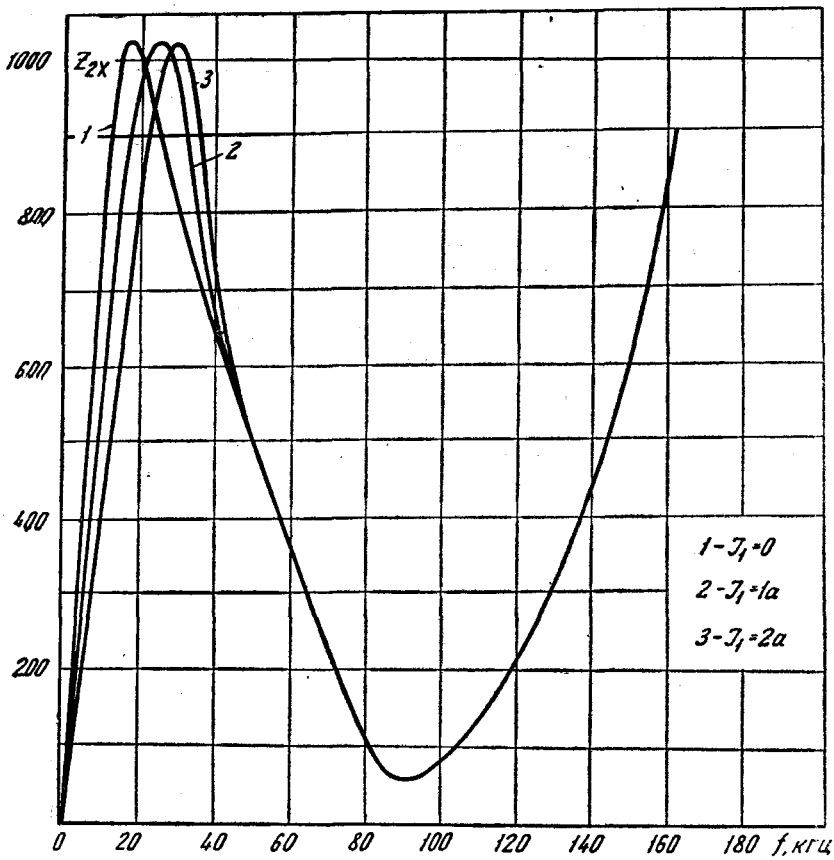


Рис. 4. Частотная зависимость входного сопротивления вторичной обмотки НН.

Эти составляющие пропорциональны средней величине магнитной индукции в листе. Отношение средней индукции к индукции на поверхности листа определяется выражением [2]

$$\frac{B_{m\,ср}}{B_m} = \frac{\sqrt{2}}{kd}\sqrt{\frac{\operatorname{ch} kd - \cos kd}{\operatorname{ch} kd + \cos kd}}, \qquad (6)$$

где $k = \sqrt{\frac{\omega\mu\gamma}{2}}$; d — толщина листа.

Для электротехнических сталей при $d = 0{,}35$ *мм* на частотах свыше 3 *кгц* $kd > 4$. В этом случае подкоренное выражение в (6) стремится к единице.

Тогда

$$\frac{B_{m\,ср}}{B_m} \approx \frac{\sqrt{2}}{kd} = \frac{2}{\sqrt{\omega\mu\gamma}}. \qquad (7)$$

Отсюда следует, что на высоких частотах средняя индукция, а значит и составляющие L_{1m} и L_{2m} изменяются обратно пропорционально $\sqrt{f}$. Так так

$$L_{1s} \ll L_{1m} \text{ и } L_{2s} \ll L_{2m}, \quad L_1 \sim \frac{1}{\sqrt{f}} \text{ и } L_2 \sim \frac{1}{\sqrt{f}}.$$

Эту закономерность легко подметить в изменении, например, z_{2x} (таблица).

f, кгц	1	5	10	15	20
z_{2x}, ом	120	420	700	850	900

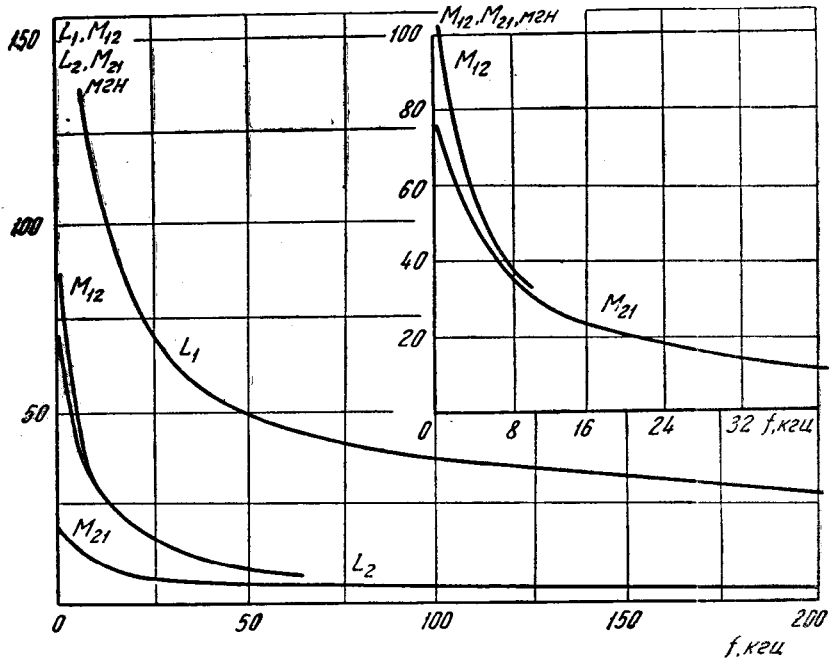


Рис. 5. Частотные зависимости индуктивностей и взаимоиндуктивностей.

Взаимная индуктивность определялась на основе известных соотношений

$$M_{21} = \frac{U_2}{\omega I_1}; \quad M_{12} = \frac{U_2}{\omega I_2}.$$

Частотный предел этого метода такой же, как при определении L_1 и L_2.

Взаимную индуктивность можно представить в виде двух составляющих

$$M = M_s + M_m.$$

Составляющая M_m зависит от частоты, как и L_m. На рис. 5 приведены графики L_1, L_2, M_{12} и M_{21} в зависимости от частоты, аппроксимированные выражениями вида

$$L = L_s + \frac{\alpha_m}{\sqrt{f}}, \quad M = M_s + \frac{\beta_m}{\sqrt{f}},$$

где f — в герцах; L и M — в генри.

Из графиков получены следующие значения коэффициентов:

$$\alpha_{1m} = 10{,}4;\ \alpha_{2m} = 1;\ \beta_m = 3{,}7;\ M_s \approx 0.$$

Как видно из графиков, M_{12} и M_{21} вначале немного не совпадают. Это объясняется разными значениями $I_1\omega_1$ и $I_2\omega_2$ при измерениях.

ВЛИЯНИЕ СИЛОВОГО ТОКА НА ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНСФОРМАТОРА

Под воздействием силового напряжения и тока высокочастотные параметры трансформатора претерпевают изменения. Нами рассматривается влияние силового тока на индуктивность обмоток, так как оно выражено наиболее резко. Изменение силового тока во времени приводит к колебаниям так называемой обратимой магнитной проницаемости, которая характеризует магнитное поле слабого тока высокой частоты при наличии более сильного низкочастотного тока. В результате будет колебаться индуктивность, соответствующая току высокой частоты.

Непосредственное исследование влияния силового тока частотой 50 *гц* оказывается затруднительным. Удобнее производить его в процессе подмагничивания сердечника постоянным током. При этом источник постоянного тока обрабатывается дросселем с достаточно большой индуктивностью. Чтобы не сказывался гистерезис, перед каждым измерением проводится магнитная подготовка — изменение полярности постоянного тока (5—10 переключений).

На рис. 3 и 4 представлены зависимости $z_{1x}(f)$ и $z_{2x}(f)$ при различных токах подмагничивания (кривые *2* и *3*). Максимальные токи соответствуют амплитудному значению намагничивающей силы, создаваемой силовым током.

Из графиков (рис. 3, 4) видно, что при увеличении подмагничивающего тока кривые идут более полого, а точка резонанса смещается вправо. Это свидетельствует об уменьшении индуктивности.

На рис. 6 представлено семейство $z_{2x}(I_1)$ при постоянных частотах сигнала. Поскольку $L_2 \approx \frac{z_{2x}}{\omega}$, зависимость $L_2(I)$ будет аналогичной.

Изменение индуктивности под действием силового тока может привести к модуляции высокочастотного сигнала. Чтобы показать это, аппроксимируем зависимость $L(I)$ выражением

$$L = \frac{L_0}{\sqrt{1 + aI^2}}. \tag{8}$$

Например, для L_2 на основе $z_{2x}(I)$ при $f = 1$ *кгц* получены следующие значения коэффициентов: $L_0 = 19$ *мгн*; $a = 3\,(I, a)$. С увеличением частоты коэффициент a уменьшается. Пусть силовой ток изменяется по закону $I = I_m \sin \Omega t$, а ток сигнала — по закону $i_c = I_{cm} \sin \omega t$. Пусть, кроме того, $\Omega \ll \omega$ и $I_{cm} \ll I_m$.

Напряжение сигнала на обмотке трансформатора

$$U_c = L\frac{di_c}{dt} + i_c\frac{dL}{dt}.$$

Так как $\Omega \ll \omega$, вторым слагаемым можно пренебречь; тогда

$$U_c = \omega L I_{cm} \cos \omega t. \tag{9}$$

При $aI^2 < 1$ (8) можно разложить в ряд

$$L = L_0\left(1 - \frac{aI^2}{2} + \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4}a^2I^4 - \ldots\right).$$

Пренебрегая третьим членом ряда, будем иметь

$$L \approx L_0\left(1 - \frac{aI^2}{2}\right). \tag{10}$$

Подставляя (10) в (9), получим U_c в виде

$$U_c = U_{cm}(1 - K_M \cos 2\Omega t)\cos \omega t, \tag{11}$$

где

$$U_{cm} = \omega L_0\left(1 - \frac{aI_m^2}{4}\right)I_{cm};\ K_M = \frac{aI_m^2}{4 - aI_m^2}.$$

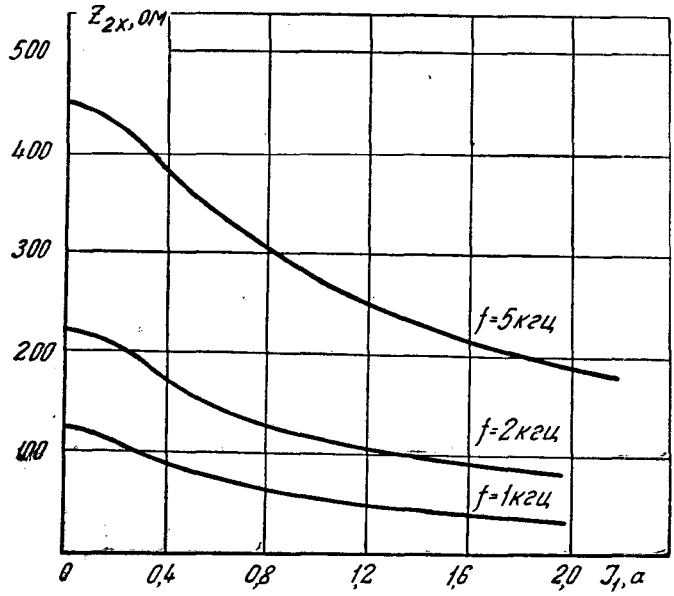


Рис. 6. Зависимость входного сопротивления вторичной обмотки от силового тока.

Выражение (11) показывает, что напряжение высокой частоты на обмотке трансформатора будет модулированным по амплитуде с двойной частотой сети Ω и коэффициентом модуляции K_M. Если не выполняются условия $I_{cm} \ll I_m$ и $\Omega \ll \omega$, то спектр напряжения сигнала может быть более сложным.

ЛИТЕРАТУРА

1. Б. Геллер, А. Веверка. Волновые процессы в электрических машинах. Госэнергоиздат, 1960.
2. Л. Р. Нейман, К. С. Демирчян. Теоретические основы электротехники. Госэнергоиздат, 1966.

К ТЕОРИИ АВТОМАТИЗАЦИИ РАСЧЕТА ТЕПЛОВЫХ ПОЛЕЙ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

В. Л. Рвачев, А. П. Слесаренко, В. Ф. Кравченко, В. П. Лысов
Харьков

Руководствуясь положениями работы [1], рассмотрим следующие задачи.

§ 1. Пусть на поверхностях s_{2ij} отдельных частей РЭА — (N_1), (N_2), ..., (N_m) задано распределение температуры, а между поверхно-