

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА ТИПА ГОБСОНА

А. Р. ПЯРЛИСТ

Основное требование к трансформатору тока заключается в возможно более точном преобразовании им первичного тока во вторичный. Иными словами, токовая и угловая погрешности (соответственно f_i и δ') должны быть малыми или постоянными величинами при изменении первичного тока в широких пределах. Они выражаются следующим образом:

$$f_i \approx - \frac{I_0 \sin(\alpha + \psi)}{I_1} 100 \quad [\%] \quad (1)$$

$$\delta' \approx 3438 \frac{I_0}{I_1} \cos(\alpha + \psi), \quad [\text{мин}] \quad (2)$$

где I_0 — ток намагничивания; I_1 — первичный ток; ψ — угол потерь в железе сердечника; α — угол вторичной нагрузки.

Анализ факторов, влияющих на величину погрешностей трансформатора тока, показывает, что погрешности можно уменьшить путем воздействия на некоторые элементы конструкции трансформатора тока и изменения схемы или принципа его работы.

К сожалению, применение первого метода — метода прямого воздействия — почти всегда ведет к громоздким и дорогим устройствам. Поэтому более интересным является второй метод, называемый методом компенсации. Погрешности у компенсированных трансформаторов тока сводятся практически к нулю.

Имеется довольно много различных типов компенсации. Самым перспективным из них для одновитковых трансформаторов тока можно считать тип Гобсона. Однако до последнего времени теоретических исследований по этому вопросу в литературе не встречалось. В литературе приведены схема компенсации и результаты испытаний этого типа [1]. Поскольку эти схемы, судя по данным Гобсона, являются весьма хорошими, то необходимо разработать их теоретическую часть, чтобы исходя из нее выработать методику расчета.

В данной статье сделана попытка разработать указанную методику для расчета трансформатора тока типа Гобсона.

Методика расчета трансформатора тока типа Гобсона

Сердечник трансформатора круглой формы, состоит из двух частей, первую из которых называют трансформатором, вторую — компенсатором (рис. 1). Первичная цепь — общая, вторичная — охватывает оба сердечника, причем на трансформаторе намотано в два раза больше витков, чем на компенсаторе. На компенсаторе намотана еще одна обмотка (третья), число витков которой равно числу витков его вторичной обмотки.

В цепь третьей обмотки включено регулирующее сопротивление Z_3 , во вторичную цепь включают вторичную нагрузку Z_2 .

Принцип действия трансформатора тока заключается в следующем. Если через первичную обмотку течет номинальный ток $I_{1Н}$, то во вторичной и третьей цепях течет один и тот же ток $I_{2Н}$ (обычно 5 а). В третьей цепи

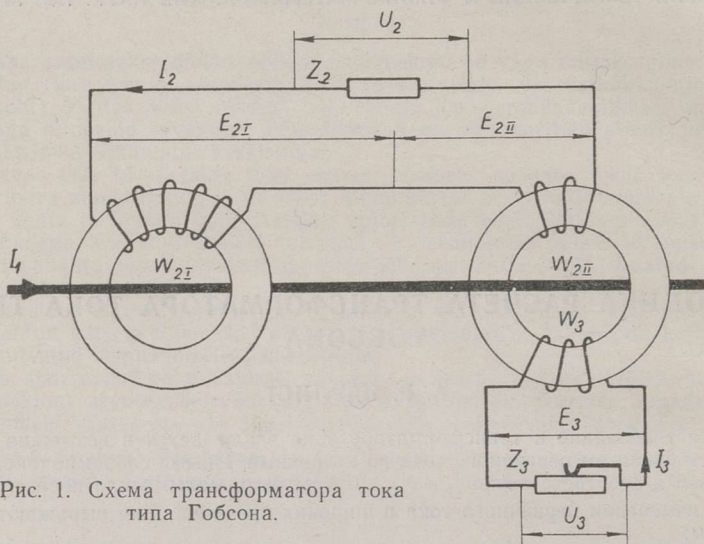


Рис. 1. Схема трансформатора тока типа Гобсона.

этот ток вызывает падение напряжения на сопротивлении Z_3 , равное $U_3 = I_{2Н}Z_3$. Пренебрегая сопротивлением соединительных проводов и обмотки w_3 , получаем $U_3 = E_3$, где E_3 — э. д. с. на третьей обмотке.

Так как $w_{2II} = w_3$, то $E_3 = E_{2II}$, где E_{2II} — э. д. с. на обмотке w_{2II} .

Падение напряжения на нагрузке вторичной цепи равно $U_2 = I_{2Н}Z_2$. Аналогично для U_2 имеем $U_2 = E_2$, где E_2 — э. д. с. во вторичной цепи. С другой стороны, $E_2 = E_{2I} + E_{2II}$.

Учитывая эти равенства, находим, что $E_{2I} + E_3 = U_2$.

Если увеличить E_3 до величины U_2 , увеличивая Z_3 , то $E_{2I} = 0$. Поток Φ в первом сердечнике тоже будет равен нулю, следовательно, погрешности будут равны нулю и трансформатор тока вполне компенсирован.

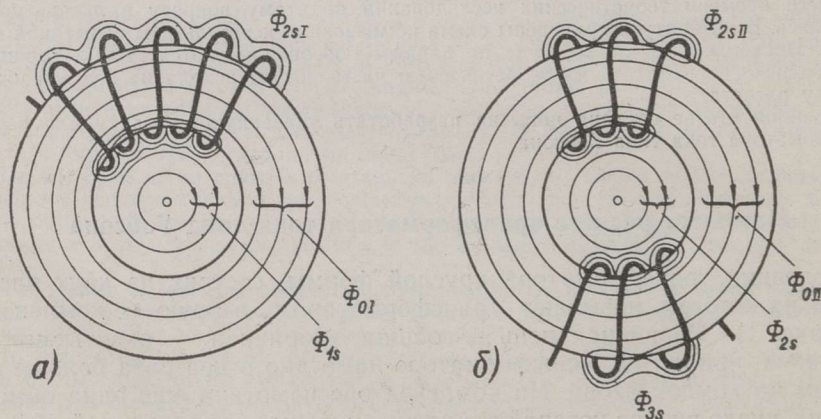


Рис. 2. Картина полей в сердечниках трансформатора тока типа Гобсона: а — первый сердечник; б — второй сердечник.

Так обстоит дело с идеальными трансформаторами тока. В действительности же вторичный ток при заданном $I_{1Н}$ из-за тока намагничивания всегда меньше $I_{2Н}$ и э. д. с. $E'_3 < U_2$, следовательно, э. д. с. $E'_{2Т} > 0$. Последняя вызывает магнитный поток, а следовательно, и появление погрешностей трансформатора тока. В таком случае имеется возможность уменьшить погрешности путем увеличения регулирующего сопротивления. При изменении первичного тока равновесие нарушается и трансформатор тока имеет погрешности.

Изучение процесса в трансформаторе тока со стальным сердечником является сложным, так как магнитные свойства материала сердечника непостоянны, а зависят от электрических величин. Поэтому при анализе работы трансформатора тока исходят из результирующей картины магнитного поля. Для упрощения картины весь поток, сцепляющийся с обмотками трансформатора тока, распределяется на отдельные потоки. Также следует все обмотки привести к числу витков первичной обмотки.

Так как трансформатор тока этого типа состоит из двух сердечников, то для анализа картины поля оба сердечника рассмотрены отдельно. В первом сердечнике имеются три разных потока (рис. 2 а):

- 1) основной поток трансформатора тока $\Phi_{0Т}$;
- 2) поток рассеяния в первичной обмотке $\Phi_{1СТ}$;
- 3) поток рассеяния во вторичной обмотке $\Phi_{2СТ}$.

Магнитодвижущая сила (м. д. с.), определяющая основной поток трансформатора, будет равна:

$$I_{0Т}\omega_1 = I_1\omega_1 + I_2\omega_{2Т}, \quad (3)$$

где ω_1 — число витков первичной обмотки; $\omega_{2Т}$ — число витков вторичной обмотки на первом сердечнике.

Для полных потоков первичной и вторичной обмоток имеем:

$$\Psi_{1Т} = \omega_1 \Phi_{0Т} + \Psi_{1СТ} = \omega_1 \Phi_{0Т} + L_{1Т} i_1$$

и

$$\Psi_{2Т} = \omega_{2Т} \Phi_{0Т} + \Psi_{2СТ} = \omega_{2Т} \Phi_{0Т} + L_{2Т} i_2,$$

где $\Psi_{1СТ}$ — полный поток рассеяния первичной обмотки; $\Psi_{2СТ}$ — полный поток рассеяния вторичной обмотки; $L_{1Т}$, $L_{2Т}$ — индуктивности рассеяния.

Что касается величин $\Psi_{1СТ}$ и $\Psi_{2СТ}$, то их можно выразить так потому, что линии потоков замыкаются главным образом по воздуху.

Обозначая напряжение на первичной стороне u_1 , на вторичной — au_2 , можно написать:

$$u_{1Т} = r_{1Т} i_1 + \frac{d\Psi_{1Т}}{dt} = r_{1Т} i_1 + L_{1Т} \frac{di_1}{dt} - e_{1Т} \quad (4)$$

и

$$e_{2Т} = r_{2Т} i_2 + L_{2Т} \frac{di_2}{dt} + au_2, \quad (5)$$

где a — коэффициент, показывающий, какая часть вторичного напряжения уравнивается на первом сердечнике; $r_{1Т}$, $r_{2Т}$ — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток на первом сердечнике; $e_{1Т}$, $e_{2Т}$ — э. д. с. на первичной и вторичной обмотках.

После приведения э. д. с. к первичной стороне это уравнение примет вид:

$$e'_{21} = r'_{21} i'_2 + L'_{21} \frac{di'_2}{dt} + a u'_2,$$

где

$$e'_{21} = e_{21} \frac{\omega_1}{\omega_{21}} = e_{11}, \quad u'_2 = u_2 \frac{\omega_1}{\omega_{21}},$$

$$r'_{21} = r_{21} \frac{\omega_1^2}{\omega_{21}^2}, \quad L'_{21} = L_{21} \frac{\omega_1^2}{\omega_{21}^2}, \quad i'_2 = i_2 \frac{\omega_{21}}{\omega_1}.$$

Итак, для первого сердечника уравнения имеют вид:

$$u_{11} = r_{11} i_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} - e_{11}, \quad (4)$$

$$e_{11} = r'_{21} i'_2 + L'_{21} \frac{di'_2}{dt} + a u'_2. \quad (6)$$

Аналогичным путем получены уравнения для второго сердечника, причем надо учитывать, что во втором сердечнике имеется четыре потока (рис. 2 б):

- 1) основной поток трансформатора тока Φ_{0II} ;
- 2) поток рассеяния в первичной обмотке Φ_{1SII} ;
- 3) поток рассеяния во вторичной обмотке Φ_{2SII} ;
- 4) поток рассеяния в третьей обмотке Φ_{3S} .

М. д. с., определяющая основной поток компенсатора, будет равна:

$$i_{0II} \omega_1 = i_1 \omega_1 + i_2 \omega_{21} + i_3 \omega_3, \quad (7)$$

где ω_3 — число витков третьей обмотки.

Полные потоки имеют вид*:

$$\Phi_{1II} = \omega_1 \Phi_{0II} + \Phi_{1SII} = \omega_1 \Phi_{0II} + L_{1II} i_1 + L''_{12} i''_2 + L''_{31} i''_3,$$

$$\Phi''_{2II} = \omega_{21} \Phi''_{0II} + \Phi''_{2SII} = \omega_1 \Phi_{0II} + L''_{211} i''_2 + L''_{23} i''_3 + L''_{12} i_1,$$

$$\Phi''_3 = \omega_3 \Phi''_{0II} + \Phi''_{3S} = \omega_1 \Phi_{0II} + L''_{31} i''_3 + L''_{31} i_1 + L''_{23} i''_2,$$

где L_{1II} , L_{12} , L_{31} , L_{2II} , L_{23} и L_3 — индуктивности рассеяния.

Для получения приведенных величин индуктивностей рассеяния необходимо истинные величины умножить на соответствующие соотношения числа витков.

$$L''_{12} = L_{12} \frac{\omega_1}{\omega_{21}}, \quad L''_{31} = L_{31} \frac{\omega_1}{\omega_3}, \quad L''_{23} = L_{23} \frac{\omega_1^2}{\omega_{21} \omega_3},$$

$$L''_{11} = L_{211} \frac{\omega_1^2}{\omega_{21}^2} \quad \text{и} \quad L''_3 = L_3 \frac{\omega_1^2}{\omega_3^2}.$$

Уравнения для напряжений напомним следующим образом:

$$u_{1II} = r_{1II} i_1 + L_{1II} \frac{di_1}{dt} + L''_{12} \frac{di''_2}{dt} + L''_{31} \frac{di''_3}{dt} - e_{11}, \quad (8)$$

* Двумя штрихами ['] как здесь, так и в дальнейшем обозначены величины второго сердечника, приведенные к первичной стороне.

$$e''_{2II} = r''_{2II} i''_2 + L''_{2II} \frac{di''_2}{dt} + L''_{23} \frac{di''_3}{dt} + L''_{12} \frac{di_1}{dt} + (1-a)u''_2, \quad (9)$$

$$e''_3 = r''_3 i''_3 + L''_3 \frac{di''_3}{dt} + L''_{31} \frac{di_1}{dt} + L''_{23} \frac{di''_2}{dt} + u''_3, \quad (10)$$

где

$$e''_{2II} = e_{2II} \frac{\omega_1}{\omega_{2II}} = e_{1II}, \quad u''_2 = u_2 \frac{\omega_1}{\omega_{2II}}, \quad i''_2 = i_2 \frac{\omega_{2II}}{\omega_1},$$

$$e''_3 = e_3 \frac{\omega_1}{\omega_3} = e_{1II}, \quad u''_3 = u_3 \frac{\omega_1}{\omega_3}, \quad i''_3 = i_3 \frac{\omega_3}{\omega_1},$$

$$r''_{2II} = r_{2II} \frac{\omega_1^2}{\omega_{2II}^2}, \quad r''_3 = r_3 \frac{\omega_1^2}{\omega_3^2}.$$

Здесь r_{1II} , r_{2II} , и r_3 — активные сопротивления первичной, вторичной и третьей обмоток второго сердечника; e_{1II} , e_{2II} и e_3 — э. д. с. на первичной, вторичной и третьей стороне второго сердечника.

Для определения величин потоков Φ_{0I} и Φ_{0II} применены следующие уравнения:

$$\Phi_{0Im} = \frac{E_{2I}}{4k_f \omega_{2I}} \quad \text{и} \quad \Phi_{0II m} = \frac{E_{2II}}{4k_f \omega_{2II}},$$

где k_f — коэффициент формы кривой; f — частота сети.

По максимальному значению потока определяются параметры магнитной цепи.

В своей статье Гобсон^[1] указывает, что его метод компенсации успешно применим в случае, если число витков вторичной и третьей обмоток на втором сердечнике одинаково. Как показал проведенный нами анализ, имеется возможность выполнить этот тип трансформатора тока при любом соотношении числа витков ω_{2II} и ω_3 , причем $\omega_3 \geq 0,25 \omega_{2II}$.

Поскольку при равенстве числа витков токи во вторичной и третьей цепях одинаковы и равны, то ниже рассмотрена методика расчета для такого трансформатора тока.

В таком случае $r_{2II} = r_3$, $L_{12} = L_{13}$ и $L_{2II} = L_3$. Следовательно, уравнения для первого и второго сердечника имеют вид:

$$u_{1I} = r_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} - e_1, \quad (4)$$

$$e_{1I} = r'_{2I} i'_2 + L'_{2I} \frac{di'_2}{dt} + a u'_2 \quad (6)$$

и

$$u_{1I} = r_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + L''_{12} \frac{di''_2}{dt} + L''_{12} \frac{di''_2}{dt} - e_{1II}, \quad (11)$$

$$e_{1II} = r''_{2II} i''_2 + L''_{2II} \frac{di''_2}{dt} + L''_{23} \frac{di''_2}{dt} + L''_{12} \frac{di_1}{dt} + (1-a)u''_2, \quad (12)$$

$$e_{1II} = r''_{2II} i''_2 + L''_{2II} \frac{di''_2}{dt} + L''_{12} \frac{di_1}{dt} + L''_{23} \frac{di''_2}{dt} + u''_3. \quad (13)$$

Для упрощения дальнейшего анализа предполагаем, что кривые токов и напряжений близки к синусоидам. Только тогда применение символического метода оправдано. Практика показывает, что это упрощение оправдывается, потому что обычно напряжение сети синусоидально, следовательно, поток Φ_0 , э. д. с. e_1 и e_2 и вторичное напряжение u_2 можно считать такими же. При нормальных нагрузках токи i_1 и i_2 также близки к синусоидам. На рис. 3 приведена векторная диаграмма для обоих сердечников, вместе взятых.

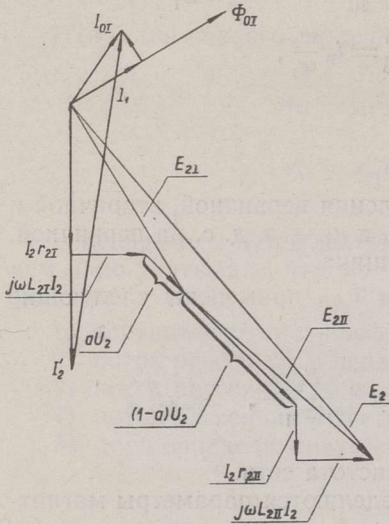


Рис. 3. Векторная диаграмма трансформатора тока типа Гобсона.

В практике встречаются случаи, когда $\dot{Z}_3 \neq \dot{Z}_2$. Из уравнений (12) и (13) следует, что

$$(1 - a)u_2'' = u_3''$$

или в комплексной форме:

$$(1 - \dot{a})\dot{U}_2 = \dot{U}_3.$$

После выражения напряжений через токи и сопротивления, уравнение примет вид:

$$(1 - \dot{a})\dot{I}_2\dot{Z}_2 = \dot{I}_3\dot{Z}_3,$$

откуда

$$\dot{a} = 1 - \frac{\dot{I}_3\dot{Z}_3}{\dot{I}_2\dot{Z}_2}. \quad (15)$$

Для вторичной обмотки первого сердечника, согласно уравнению (5), в комплексной форме получим.

$$\dot{E}_{2I} = r_{2I}\dot{I}_2 + j\omega L_{2I}\dot{I}_2 + \dot{a}\dot{U}_2.$$

Подставляя сюда уравнение (15) и учитывая, что $\dot{U}_2 = \dot{I}_2\dot{Z}_2$, найдем:

$$\dot{E}_{2I} = r_{2I}\dot{I}_2 + j\omega L_{2I}\dot{I}_2 + \dot{I}_2\dot{Z}_2 - \dot{I}_3\dot{Z}_3. \quad (16)$$

Если падение напряжения на нагрузке уравнивается э. д. с. e_{2II} , то уравнение (6) примет вид:

$$\dot{E}_{II} = r'_{2I}\dot{I}'_2 + j\omega L'_{2I}\dot{I}'_2, \quad (14)$$

так как $a\dot{U}'_2 = 0$.

Так как вторичная и третья обмотки совершенно одинаковы, то для компенсации нужно выбрать регулирующее сопротивление, равное вторичной нагрузке (т. е. $\dot{Z}_3 = \dot{Z}_2$).

Однако, в связи с падением напряжения на сопротивлениях r_{2I} и ωL_{2I} , возникают э. д. с. и поток в первом сердечнике. Если выбрать регулирующее сопротивление равным сопротивлению нагрузки, сложенному с сопротивлениями r_{2I} и ωL_{2I} , то никакого потока в первом сердечнике не будет. Следовательно, погрешности будут равны нулю.

Если $\dot{Z}_3 = \dot{Z}_2$, то расчет погрешностей аналогичен расчету простых трансформаторов тока с одним сердечником.

Поток в первом сердечнике соответственно равен:

$$\Phi_{01m} = \frac{E_{21}}{4k_f/w_{21}}.$$

Затем определяются индукция, из кривой намагничивания — м. д. с. F_{01} и по уравнениям (1) и (2) — погрешности трансформатора тока.

В уравнении (16) имеется несколько величин, из которых часть дана — I_2 , Z_2 , остальные определяются по соответствующим уравнениям.

Сопротивление r_{21} можно определить как сопротивление одного витка, умноженное на число витков обмотки. Длина одного витка обмотки, намотанной на кольцеобразном сердечнике, определяется следующим образом:

$$l_{21} = 2(a + b + 2c) 10^{-3},$$

где a — ширина сердечника; b — высота сердечника; c — учитывает увеличение длины одного витка из-за изоляции (в среднем $c \approx 5-6$ мм).

Сопротивление одного витка равно:

$$r_{21}^{(1)} = \frac{0,02l_{21}}{q_2},$$

где q_2 — сечение провода обмотки.

Для определения Z_3 применяем соответствующие уравнения, приведенные ниже.

Выше указывалось, что погрешности равны нулю, если сопротивление в третьей цепи равно сопротивлению вторичной цепи по абсолютной величине и по углу. Тогда полное падение напряжения во вторичной цепи уравновешивается э. д. с. на втором сердечнике ($e_{2II} = 0$). Согласно этому

$$e_{2II} = (r'_{21} + r'_{2II})i'_2 + (L'_{21} + L'_{2II}) \frac{di'_2}{dt} + L'_{12} \frac{di_1}{dt} + L'_{23} \frac{di'_3}{dt} + u'_2. \quad (17)$$

С другой стороны:

$$e'_{2II} = e_3 \frac{w_{2II}}{w_3}, \quad (18)$$

где

$$e'_3 = r'_3 i'_3 + L'_3 \frac{di'_3}{dt} + L'_{31} \frac{di_1}{dt} + L'_{23} \frac{di'_2}{dt} + u'_3. \quad (19)$$

Из этих трех уравнений (17, 18 и 19) вытекает:

$$\begin{aligned} (r'_{21} + r'_{2II})i'_2 + (L'_{21} + L'_{2II}) \frac{di'_2}{dt} + L'_{12} \frac{di_1}{dt} + L'_{23} \frac{di'_3}{dt} + u'_2 = \\ = \frac{w_{2II}}{w_3} \left(r'_3 i'_3 + L'_3 \frac{di'_3}{dt} + L'_{31} \frac{di_1}{dt} + L'_{23} \frac{di'_2}{dt} + u'_3 \right). \end{aligned} \quad (20)$$

В этом уравнении имеются величины токов i_2 и i_3 . Выражаем ток i_3 через i_2 . Из уравнений (3) и (7) получим:

$$i_3 = \frac{(i_{0II} - i_{0I})w_1 + i_2(w_{2I} - w_{2II})}{w_3}.$$

Если $\cos \varphi$ вторичной цепи равен $\cos \varphi$ третьей цепи,
то

$$\dot{I}_{0\Pi} - \dot{I}_{0I} \approx 0 \quad \text{и} \quad \dot{I}_3 = \frac{\dot{I}_2(\omega_{2I} - \omega_{2\Pi})}{\omega_3}.$$

Выразим уравнение (20) в комплексной форме. Вместо \dot{I}_1 , \dot{U}_2' и \dot{U}_3' напомним:

$$\dot{U}_2' = (R_2' + jX_2')\dot{I}_2', \quad \dot{U}_3' = (R_3' + jX_3')\dot{I}_3', \quad \dot{I}_1 = \frac{\dot{I}_{0I}\omega_1 - \dot{I}_2\omega_{2I}}{\omega_1}.$$

Подставляя найденные величины в уравнение (20) и пренебрегая величиной $\dot{I}_{0I}\omega_1$, являющейся малой по сравнению с $\dot{I}_2\omega_{2I}$, получим после деления обеих частей уравнения на \dot{I}_2' следующее выражение:

$$\begin{aligned} r'_{2I} + r'_{2\Pi} + j\omega(L'_{2I} + L'_{2\Pi}) - j\omega L'_{12} + j\omega L'_{23} \frac{\omega_{2I} - \omega_{2\Pi}}{\omega_3} + R_2' + jX_2' = \\ = \frac{\omega_{2\Pi}}{\omega_3} [(r_3' + j\omega L_3' + R_3' + jX_3') \frac{\omega_{2I} - \omega_{2\Pi}}{\omega_3} - j\omega L'_{3I} + j\omega L'_{23}]. \end{aligned}$$

Отсюда, после приравнивания вещественных и мнимых частей между собой, получим:

$$R_3' = \frac{(r'_{2I} + r'_{2\Pi} + R_2')\omega_3^2}{(\omega_{2I} - \omega_{2\Pi})\omega_{2\Pi}} - r_3' \quad (21)$$

и

$$X_3' = \frac{\omega_3}{\omega_{2\Pi}} \left[\frac{\omega_3(\omega L'_{2I} + \omega L'_{2\Pi} - \omega L'_{12} + \omega L'_{3I} - \omega L'_{23} + X_2')}{\omega_{2I} - \omega_{2\Pi}} + \omega L'_{23} \right] - \omega L_3'. \quad (22)$$

Чтобы выразить составляющие сопротивления R_3 и X_3 в неприведенной форме, напомним все приведенные величины следующим образом:

$$\begin{aligned} r'_{2I} = r_{2I} \frac{\omega_1^2}{\omega_{2I}^2}, \quad r'_{2\Pi} = r_{2\Pi} \frac{\omega_1^2}{\omega_{2\Pi}^2}, \quad r_3' = r_3 \frac{\omega_1^2}{\omega_3^2}, \\ R_2' = R_2 \frac{\omega_1^2}{\omega_{2I}(\omega_{2I} + \omega_{2\Pi})}, \quad R_3' = R_3 \frac{\omega_1^2}{\omega_3^2}, \quad X_2' = X_2 \frac{\omega_1^2}{\omega_{2I}(\omega_{2I} + \omega_{2\Pi})}, \\ X_3' = X_3 \frac{\omega_1^2}{\omega_3^2}, \quad L'_{2I} = L_{2I} \frac{\omega_1^2}{\omega_{2I}^2}, \quad L'_{2\Pi} = L_{2\Pi} \frac{\omega_1^2}{\omega_{2\Pi}^2}, \quad L_3' = L_3 \frac{\omega_1^2}{\omega_3^2}, \\ L'_{12} = L_{12} \frac{\omega_1}{\omega_{2\Pi}}, \quad L'_{3I} = L_{3I} \frac{\omega_1}{\omega_3}, \quad L'_{23} = L_{23} \frac{\omega_1^2}{\omega_{2\Pi}\omega_3}. \end{aligned}$$

Подставляя эти величины в уравнения (21) и (22), получим:

$$R_3 = \left(\frac{r_{2I}}{\omega_{2I}^2} + \frac{r_{2\Pi}}{\omega_{2\Pi}^2} + \frac{R_2}{\omega_{2I}(\omega_{2I} + \omega_{2\Pi})} \right) \frac{\omega_3^4}{(\omega_{2I} - \omega_{2\Pi})\omega_{2\Pi}} - r_3 \quad (23)$$

и

$$\begin{aligned} X_3 = \frac{\omega_3}{\omega_{2\Pi}(\omega_{2I} - \omega_{2\Pi})} \left[\omega_3 \left(\frac{\omega L_{2I}}{\omega_{2I}^2} + \frac{\omega L_{2\Pi}}{\omega_{2\Pi}^2} - \frac{\omega L_{12}}{\omega_1\omega_{2\Pi}} + \frac{\omega L_{3I}}{\omega_1\omega_3} - \frac{\omega L_{23}}{\omega_{2\Pi}\omega_3} + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{X_2}{\omega_{2I}(\omega_{2I} + \omega_{2\Pi})} \right) + \frac{(\omega_{2I} - \omega_{2\Pi})\omega L_{23}}{\omega_{2\Pi}\omega_3} \right] - \omega L_3. \quad (24) \end{aligned}$$

Из этих выражений видно, что регулирующее сопротивление зависит от параметров вторичной и третьей обмоток и вторичной нагрузки.

Для определения величины ωL_{2I} определяются полные потоки рассеяния вокруг одного витка вторичной обмотки, причем предполагается, что поле рассеяния имеется в проводе и вокруг провода в окне сердечника до расстояния R (рис. 4). Величину R определяем из условия, что составляющие напряженности электромагнитного поля, обусловленные первичным и вторичным проводами в точке, расположенной на расстоянии R от центра окна, одинаковы. Согласно этому можем написать для ωL_{2I} :

$$x_{2S\Gamma I} = \omega L_{2I} = \omega_{2I} x'_{2S\Gamma I}, \quad (25)$$

где

$$x'_{2S\Gamma I} = \frac{2\pi f}{I_2} (l_{2I} \Psi'_{2SI} + l_{2I} \Psi'_{2CI} + l_{1I} \Psi'_{1I}),$$

здесь Ψ'_{2SI} — полный поток сцепления с полем рассеяния, обусловленный вторичным проводом и его зеркальным изображением; l_{2I} — длина одного витка вторичной обмотки; Ψ'_{2CI} — полный поток сцепления с полем рассеяния, обусловленный соседними проводами; l_{1I} — расчетная длина первичного стержня в окне сердечника; Ψ'_{1I} — полный поток сцепления с полем рассеяния, обусловленный первичным проводом.

Для определения полных потоков сцепления воспользуемся следующими уравнениями:

$$\Psi'_{2SI} = \frac{\mu_0 I_2}{2\pi} \left\{ 0,25 + \ln \left[\left(\frac{4R_0^2 + R_{02}^2 \omega_{2I} (\omega_{2I} + 4)}{2R_0 R_{02} (\omega_{2I} + 4)} \right)^2 - 1 \right] \right\},$$

где R_0 — радиус окна сердечника трансформатора тока; R_{02} — радиус провода вторичной обмотки; μ_0 — магнитная проницаемость воздуха.

$$\Psi'_{2CI} = \frac{\mu_0 I_2}{\pi R_0^2 \varepsilon^2} \left\{ \left[\frac{4R_0^2 - 2R_0 R_{02} (\omega_{2I} + 2) + R_{02}^2 \omega_{2I} (\omega_{2I} + 4)}{2R_0 (\omega_{2I} + 2)} \right]^2 + 3R_{02}^2 + \frac{R_{02} [4R_0^2 - 2R_0 R_{02} (\omega_{2I} + 2) + R_{02}^2 \omega_{2I} (\omega_{2I} + 4)]}{R_0 (\omega_{2I} + 2)} \right\},$$

где

$$\varepsilon = \frac{2\pi}{\omega_{2I}},$$

и

$$\Psi'_{1I} = \frac{\mu_0 I_2 \omega_{2I}}{2\pi} \ln \frac{2R_0 (R_0 - 2R_{02}) (\omega_{2I} + 2)}{2R_0^2 \omega_{2I} - R_{02}^2 \omega_{2I} (\omega_{2I} + 4)}.$$

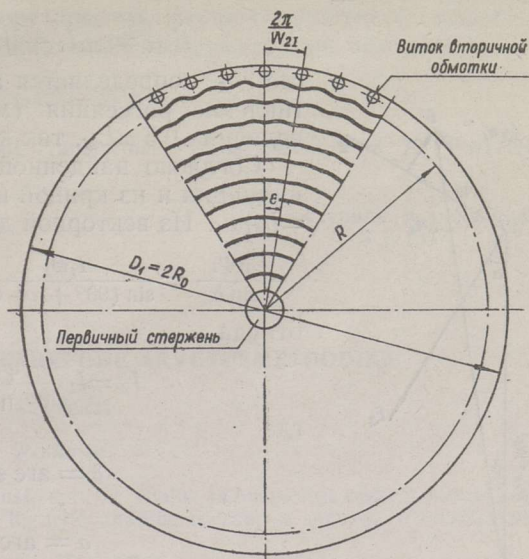


Рис 4. Картина поля трансформатора (первого сердечника) в окне сердечника.

При более точных расчетах величина I_2 неизвестна, так как ток намагничивания во втором сердечнике влияет на величину I_2 , уменьшая ее.

Для определения тока I_0 определяется э. д. с. $e_{2\Pi}$ по уравнению (9) в комплексной форме, пренебрегая величинами L_{23} и L_{12} , как малыми по сравнению с $L_{2\Pi}$:

$$\dot{E}_{2\Pi} = r_{2\Pi} \dot{I}_2 + j\omega L_{2\Pi} \dot{I}_2 + (1 - a) \dot{U}_2, \quad (26)$$

где $r_{2\Pi}$ определяется аналогично r_{2I} , а $\omega L_{2\Pi}$ — сопротивление рассеяния (можно считать, что оно равно величине $0,5 \omega L_{2I}$, так как $\omega_{2\Pi} = 0,5 \omega_{2I}$).

Согласно найденной величине э. д. с. определяются индукция и из кривой намагничивания — м. д. с. $F_{0\Pi} = I_{0\Pi} \omega_1$. Из векторной диаграммы (рис. 5) следует, что:

$$\frac{I_{0\Pi} \omega_1}{\sin \delta} = \frac{I_1 \omega_1}{\sin (90^\circ + \alpha + \psi)} = \frac{I_2 (\omega_{2I} + \omega_3)}{\sin [180^\circ - (90^\circ + \alpha + \psi + \delta)]},$$

откуда

$$I_2 = I_1 \frac{\omega_1 \cos (\alpha + \psi + \delta)}{(\omega_{2I} + \omega_3) \cos (\alpha + \psi)}, \quad (27)$$

где

$$\delta = \arcsin \frac{I_{0\Pi}}{I_1} \cos (\alpha + \psi),$$

$$\alpha = \arctg \frac{\omega L_{2I} + X_3}{r_{2I} + R_3},$$

а ψ определяется из кривой $\psi = \Phi(F_0)$.

Определив ток \dot{I}_2 по уравнению (27) и подставляя его в уравнение (26), получаем $\dot{E}_{2\Pi}^*$, причем $\dot{E}_{2\Pi}^* < \dot{E}_{2\Pi}$, так как найденная величина тока \dot{I}_2 меньше величины, определенной по уравнению:

$$I_2 = I_1 \frac{\omega_1}{\omega_{2I}}.$$

Так как суммарная э. д. с. \dot{E}_2 остается неизменной, то увеличивается величина \dot{E}_{2I} . Следовательно, новая величина э. д. с. на первом сердечнике будет иметь значение:

$$\dot{E}_{2I}^* = \dot{E}_{2I} + \dot{E}_{2\Pi} - \dot{E}_{2\Pi}^*. \quad (28)$$

Дальнейший расчет погрешностей аналогичен вышеприведенному.

Заключение

Из приведенной методики вытекает, что расчет погрешностей компенсированного трансформатора тока после определения э. д. с., возникающей во вторичной обмотке первого сердечника, аналогичен расчету обыкновенного трансформатора тока. Что касается определения э. д. с., то придется составить основные уравнения для данного трансформатора тока и при помощи этих уравнений найти выражение для e_{2I} .

Величина э. д. с. e_{2I} в большой мере зависит от величины регулирующего сопротивления Z_3 . Поэтому при изменении вторичной нагрузки и пер-

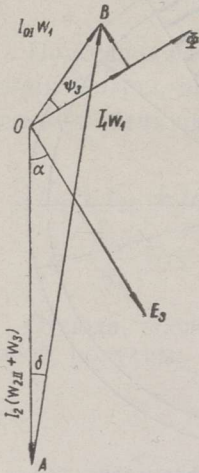


Рис. 5. Векторная диаграмма для определения вторичного тока.

вичного тока необходимо регулировать величину Z_3 . Поскольку в практике величину сопротивления Z_3 изменять неудобно, то этим типом рекомендуется пользоваться в качестве лабораторного прибора, так как там имеется возможность регулировать сопротивление Z_3 при изменении первичного тока или вторичной нагрузки.

Результаты приведенных теоретических расчетов получили хорошее подтверждение в ходе практических опытов, проведенных автором.

ЛИТЕРАТУРА

1. A. Hobson, The Zero Flux Current Transformer, Trans. AIEE, Vol. 72, Part III, 1953.

Институт энергетики
Академии наук Эстонской ССР

Поступила в редакцию
3 I 1957

HOBSONI TÛUPI VOOLUTRAFODE ARVUTUSMETOODIKA

A. Pärlist

Resümee

Voolutrafodelt nõutakse suurt täpsust, s. t., et voolu- ja nurgaviga oleksid võimalikult väikesed. Viimaste suurusele mõjuvate tegurite analüüs näitab, et seda on võimalik saavutada kahel teel:

- 1) voolutrafo üksikute konstruktiivsete elementide suurendamisega,
- 2) voolutrafo skeemi täiendamisel üksikute elementidega või tööprintsipi muutmisega.

Viimasel teel saadud voolutrafosid nimetatakse kompenseeritud voolutrafodeks. Paljudest olemasolevatest kompenseeritud voolutrafode tüüpidest osutub kõige perspektiivsemaks A. Hobsoni poolt loodud läbiviik-voolutrafo. Kuna senini pole kirjanduses ilmunud midagi selle tüübi arvutuste kohta, siis püütakse käesolevas artiklis seda lünka täita.

Selleks koostati voolutrafo põhivõrrandid üldjuhul ($\omega_{2II} \neq \omega_3$) kummalegi südamikule eraldi. Kuna Hobson soovitab oma artiklis kasutada voolutrafot, mille $\omega_{2II} = \omega_3$, siis on arvutusmetoodika väljatöötamisel lähtutud sellest tingimusest.

Teatavasti on voolutrafo viga Hobsoni skeemi puhul võimalik viia praktiliselt nullini, kui

$$Z_3 = Z_2 + z_{2I},$$

kus z_{2I} on mähise ω_{2I} näivtakistus.

Selleks on esitatud lähtevõrrandid Z_3 määramiseks ning antud valemid R_3 ja X_3 arvutamiseks.

Tihti pole praktikas võimalik Z_3 reguleerida vastavalt koormuse (Z_2) muutumisele, s. t. $Z_3 \neq Z_2$, seepärast on arvutusmetoodika esitatud lähtudes eelpoolöeldust. Võrrandist (16) nähtub, et e.m.j. e_{2I} võib muutuda küllalt suureks ning sellega seoses ka voolutrafo vead, seepärast pole see skeem sobiv kohtades, kus koormus ei ole püsiv.

Järgnevalt on toodud lähtepunktid sekundaarmähise puistetakistuse arvutamiseks ja antud lõplikul kujul valemid nende määramiseks.

Lõpuks on esitatud valemid täpseteks arvutusteks sekundaarvoolu (I_2) määramiseks. Orienteeruvail arvutustel võib sekundaarvoolu määramiseks kasutada valemit:

$$I_2 = I_1 \frac{\omega_1}{\omega_{2I}}.$$

Eelnevast nähtub, et antud kompenseeritud voolutrafo vigade arvutamise raskuspunkt kandub e.m.j. e_{2I} määramisele mähises ω_{2I} . Edasine arvutus on täiesti analoogiline tavalise voolutrafo arvutusele. E.m.j. e_{2I} määramiseks tuleb koostada voolutrafo põhivõrrandid.

METHODIK DER BERECHNUNG DES STROMWANDLERS VON A. HOBSON

A. Pärlist

Zusammenfassung

Unter den kompensierten Stromwandlern bietet ein gewisses Interesse der von A. Hobson geschilderte Typus. Bis zur letzten Zeit gibt es keine Angaben über den theoretischen Teil seiner Berechnung.

In dieser Abhandlung wird also eine Methode zur Berechnung dieses Einleiterstromwandlers ausgearbeitet.

Erstens werden Gleichungen der elektromotorischen Kraft (EMK) für einzelne Kerne des Stromwandlers bei der Bedingung $\omega_{2\text{II}} \neq \omega_3$ gegeben. Da für den von Hobson geschilderten Stromwandler das Verhältnis $\frac{\omega_{2\text{II}}}{\omega_3} = 1$ gilt, wird die Methode der Berechnung für solchen Typus vorgeschlagen.

Der Übersetzungsfehler und der Fehlwinkel (entsprechend f_i und δ) können verringert werden, wenn die Impedanzen folgendermassen gewählt werden — $Z_3 = Z_2 + z_{2\text{I}}$, wo $z_{2\text{I}}$ — die Impedanz der Spule $\omega_{2\text{I}}$ bezeichnet. Deshalb wird auch hier die Gleichung zur Bestimmung der Impedanz Z_3 gegeben.

Bei praktischen Messungen kommen Fälle vor, wo $Z_3 \neq Z_2$, sofern Z_3 bei Veränderungen von Z_2 nicht immer entsprechend nachreguliert werden kann. Aus Gleichung (16) folgt, dass in diesem Fall die EMK $e_{2\text{I}}$ steigt und auch die Fehler f_i und δ' zunehmen. Infolgedessen können diese Stromwandler nur in Laboratorien gebraucht werden, weil dort Z_2 nicht so oft wechselt.

Ferner werden Grundprinzipien zur Berechnung der Streuimpedanz der Spule $\omega_{2\text{I}}$, sowie Formeln zu deren Bestimmung vorgeschlagen.

Aus der Abhandlung folgt, dass, nachdem die EMK $e_{2\text{I}}$ bestimmt ist, die Berechnung der kompensierter Stromwandler analog der Berechnung gewöhnlicher Stromwandler verläuft. Zur Bestimmung der EMK $e_{2\text{I}}$ sind grundlegende Gleichungen für Stromwandler zusammenzustellen.

Institut für Energetik
der Akademie der Wissenschaften der Estnischen SSR

Eingegangen
am 3. Jan. 1957