

One Core Phase Shifting Transformer for Control of the Power Flow Distribution in Electric Networks

Golub I.V.

Institute of Power Engineering of the Academy of Sciences of Moldova
Chisinau, Republic of Moldova

Abstract. This paper presents the variant of phase shifting transformer that is made, unlike from traditional technology, on the basis of only one magnetic core. The paper describes the methodology related to the analysis of operation modes of device and its components. Additionally it presents a mathematical model of device with determines the relationship between input and output electric quantities as well as own longitudinal and transverse parameters of an equivalent circuit of phase shifting transformer (PST). Proposed configuration of PST is interesting from an economic and operational consideration; enable continuous control of power flow distribution in electric networks as a result of regulation a phase shift angle between input and output voltages of device.

Keywords: phase shifting transformer, vector diagram, pie charts, phase shift angle, a complex conversion factor.

Dispizitiv cu un transformator de reglare a fazei pentru dirijarea fluxurilor de putere in rețelele electrice Golub I.V.

Institutul de Energetică al Academiei de Științe a Moldovei
Chișinău, Republica Moldova

Rezumat. În lucrare este prezentată o nouă configurație a instalației transformatorului de reglare a decalajului de fază, care este realizată, în comparație cu tehnologia tradițională, în baza unui singur element de transformator. S-a determinat metodologia de efectuare a cercetărilor referitor la analiza regimului de funcționare a instalației și a componentelor sale. S-a realizat un model matematic al instalației, care descrie relația dintre variabilele de intrare și de ieșire (curenți și tensiuni), luând în considerare rezistențele active și rezistențele difuze din elementele circuitului. Configurația propusă a PST este eficientă atât din punct de vedere economic, cât și din punct de vedere tehnic, ce permite controlul continuu la distribuția fluxurilor de putere în rețelele electrice în procesul de reglare al unghiului de defazaj dintre tensiunile de intrare și de ieșire a instalației.

Cuvinte-cheie: transformator de reglare a decalajului de fază, diagrama vectorială, diagramele radiale, unghiul de defazaj, factorul complex de conversie.

Однотрансформаторное фазорегулирующее устройство для управления потоками мощности в электрических сетях Голуб И.В.

Институт энергетики Академии наук Молдовы
Кишинев, Республика Молдова

Аннотация. В работе представлена схема трансформаторного фазорегулирующего устройства, которое выполнено, в отличие от традиционной технологии, на основе однотрансформаторного элемента. Определена методика проведения исследований, связанных с анализом режима работы устройства и его элементов. Построена математическая модель устройства, описывающая связь между входными и выходными величинами (токами и напряжениями) с учетом активных сопротивлений и сопротивлений рассеяния в элементах схемы. Предлагаемая конфигурация фазосдвигающего трансформатора эффективна как с экономической, так и с технической точки зрения, позволяя осуществлять непрерывный контроль распределения потоков мощности в электрических сетях в процессе регулирования угла сдвига фаз между входным и выходным напряжением устройства.

Ключевые слова: фазорегулирующий трансформатор, векторная диаграмма, круговые диаграммы, режим нагрузки, режим холостого хода, угол фазового сдвига, комплексный коэффициент преобразования, расчетная мощность устройства.

Введение

Фазорегулирующие устройства являются разновидностью FACTS-контроллеров. Они находят как самостоятельное применение (например, управление потоками мощности в замкнутых неоднородных электрических

сетях)[1-4], так и комбинированное использование в сочетании с дополнительными реактивными элементами (в частности, параметрические регуляторы мощности-IPC)[5]. Следует ожидать, что в условиях диверсификации энергетического рынка область практического использования

рассматриваемой разновидности FACTS-контроллеров будет значительно расширена, что потребует разработки, моделирования и анализа параметров режима новых, более эффективных, технических решений [6-9].

В работе рассмотрен новый вариант фазорегулирующего устройства, которое может быть востребовано в электроэнергетических системах.

I. ОПИСАНИЕ ПРИНЦИПАЛЬНОЙ СХЕМЫ

Рассматриваемый новый схемный вариант фазорегулирующего трансформатора представлен на Рис.1

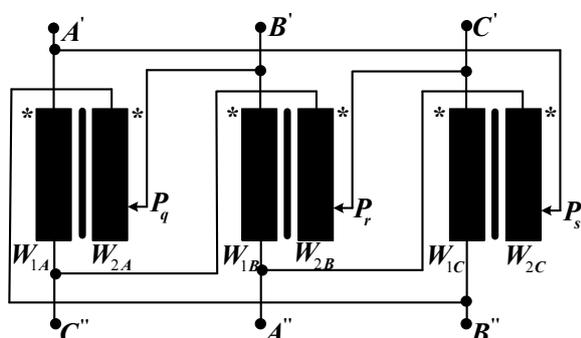


Рис.1.Схема фазорегулирующего трансформатора.

Векторная диаграмма напряжений устройства, изменяющихся в процессе регулирования угла фазового сдвига, изображена на Рис.2.

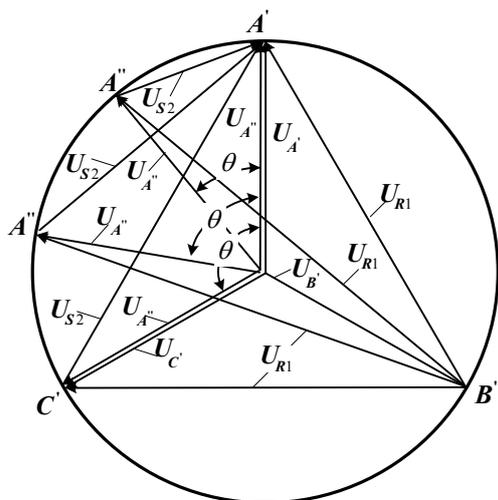


Рис.2. Векторная диаграмма устройства.

На рисунках приняты следующие обозначения:

A', B', C' - вводные зажимы устройства;

A'', B'', C'' - выводные зажимы устройства;

U'_A, U'_B, U'_C - система питающих напряжений;

U''_A, U''_B, U''_C - система выходных напряжений;

W_{1A}, W_{1B}, W_{1C} - рабочие обмотки фазорегулятора;

W_{2A}, W_{2B}, W_{2C} - регулировочные обмотки фазорегулятора;

P_q, P_r, P_s - контакты механизма переключения.

На каждый стержень трансформатора наложена одна рабочая и одна регулировочная обмотки. Начало каждой рабочей обмотки подключено к одной из фаз питающего напряжения. Конец каждой рабочей обмотки соединен с началом следующей в порядке чередования фаз регулировочной обмотки. При этом конец рабочей обмотки W_{1A} соединен с началом регулировочной обмотки W_{2B} , конец рабочей обмотки W_{1B} соединен с началом регулировочной обмотки W_{2C} , а конец рабочей обмотки W_{1C} соединен с началом регулировочной обмотки W_{2A} . Отпайки регулировочных обмоток через контакты механизма переключения (P_q, P_r, P_s) также соединены с началами следующих в порядке чередования фаз рабочих обмоток, т.е. контакт P_q соединен с началом обмотки W_{1B} , контакт P_r соединен с началом обмотки W_{1C} , а контакт P_s - с началом обмотки W_{1A} .

Согласованным перемещением контактов P_q, P_r, P_s по ответвлениям соответствующих регулировочных обмоток достигается изменение числа витков в обмотках W_{2A}, W_{2B}, W_{2C} . Связанное с этим изменение задействованного на них напряжения определяет значение угла фазового сдвига θ между системами входных (U'_A, U'_B, U'_C) и выходных (U''_A, U''_B, U''_C) напряжений. В этом случае векторы системы выходных напряжений скользят по дуге окружности, оставаясь неизменными по величине (как это показано для фазы A на Рис.2).

При нулевом значении включенных витков в обмотках W_{2A}, W_{2B}, W_{2C} (крайнее верхнее положение переключающих контактов) угол фазового сдвига θ равен нулю.

В крайнем нижнем положении переключающих контактов, при котором витки в указанных обмотках полностью включены, угол фазового сдвига равен своему максимальному значению.

II. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ АНАЛИЗА

Анализ процесса фазового преобразования может быть выполнен на основе прямой записи уравнений равновесия входного и выходного контуров.

При синусоидальных токах и напряжениях трансформаторный фазорегулятор может быть описан следующей системой уравнений:

$$U_p = Z_p I_p + \sum_{q=1}^n Z_{pq} I_q ;$$

где: U_p и I_p - напряжение и ток обмотки P ;

I_q - ток в обмотке q ;

Z_p - собственное сопротивление обмотки P ;

$Z_{pq} = jX_{pq}$ - взаимное сопротивление обмоток P и Q .

Рассмотрим некоторые режимы и характеристики выбранного схемного варианта.

III. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕМЕНТАХ, ОБРАЗУЮЩИХ ФАЗОРЕГУЛИРУЮЩИЙ ТРАНСФОРМАТОР

3.1 Режим холостого хода

Условия анализа режима холостого хода и необходимые для этого исходные данные представлены на Рис.3.

Составим уравнение равновесия контура, включающего напряжения U' и aU' , т.е. одного из контуров первичной системы.

Получим:

$$U' + jwLI_0 + jw\sqrt{LL_p}aI_0 + jwL_pI_0 + jw\sqrt{LL_p}a^2I_0 - aU' = 0$$

После алгебраических преобразований приходим к результату:

$$(1-a)U' + jw(L + a\sqrt{LL_p} + L_p + a^2\sqrt{LL_p})I_0 = 0 .$$

Учитывая, что $a\sqrt{LL_p} + a^2\sqrt{LL_p} = -\sqrt{LL_p}$, получаем:

$$(1-a)U' + jw(L - \sqrt{LL_p} + L_p)I_0 = 0 . \quad (1)$$

Входящие сюда величины L_p и $\sqrt{LL_p}$ могут быть представлены следующим образом:

$$L_p = k_y^2 L \text{ и } \sqrt{LL_p} = k_y L ,$$

где $k_y = \frac{W_p}{W_e}$ представляет собой изменяющееся в процессе регулирования отношение числа витков регулировочной обмотки к числу витков рабочей обмотки.

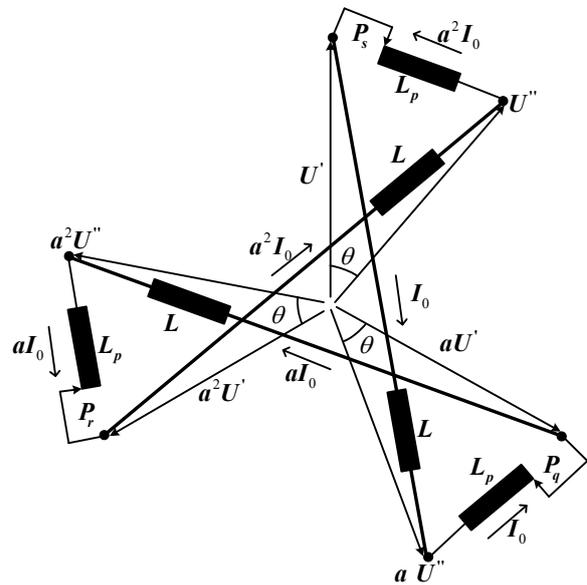


Рис.3. Распределение токов и напряжений в устройстве в режиме холостого хода.

Тогда равенство (1) приобретает такую форму записи:

$$(1-a)U' + jw(1-k_y + k_y^2)LI_0 = 0 ,$$

откуда:

$$I_0 = \frac{(1-a)U'}{jw(1-k_y + k_y^2)L} . \quad (2)$$

Далее запишем уравнение равновесия контура, включающего напряжения U' и U'' :

$$U' - jwL_p a^2 I_0 - jw\sqrt{LL_p} a I_0 - U'' = 0$$

В результате преобразований и соответствующих подстановок принимает вид:

$$U'' = U' - j\omega a \sqrt{L_p} (a \sqrt{L_p} - \sqrt{L}) I_0.$$

Заменяя в этом уравнении I_0 его значением из (2), получаем:

$$U' + \frac{a^2 k_y^2 + a k_y}{1 - k_y + k_y^2} (1 - a) U' = U''.$$

Выполнив необходимые алгебраические операции, приходим к результату:

$$U'' = \frac{1 + a k_y}{1 + a^2 k_y} U'. \quad (3)$$

Равенство (3) отражает связь между входным и выходным напряжениями в процессе регулирования угла θ .

Сомножитель $\frac{1 + a k_y}{1 + a^2 k_y} = K$ является комплексным коэффициентом преобразования по фазе, реализацию которого обеспечивает устройство.

Поскольку вектор выходного напряжения скользит по дуге окружности, мы можем записать:

$$\frac{1 + a k_y}{1 + a^2 k_y} = \cos \theta + j \sin \theta.$$

Раскрывая значение комплексного оператора a и группируя действительные и мнимые составляющие в отдельности, получаем:

$$\cos \theta = \frac{1 - k_y + \frac{k_y^2}{2}}{1 - k_y + k_y^2}; \quad \sin \theta = \sqrt{3} \frac{1 - \frac{k_y}{2}}{1 - k_y + k_y^2} k_y.$$

Любая из этих функций позволяет установить связь между θ и k_y . Используя для этой цели функцию косинуса, получим:

$$\theta = \arccos \left(1 - \frac{3}{2} \frac{k_y^2}{1 - k_y + k_y^2} \right).$$

Соответствующая этому выражению графическая зависимость $\theta = f(k_y)$ (Рис.4) дает возможность определить θ при данном значении k_y и, наоборот, определить необходимую величину k_y для установки заданного значения θ :

$$k_y = \frac{\cos \theta + \sqrt{3} \sin \theta - 1}{1 + 2 \cos \theta}.$$

Установим также закон изменения напряжений на обмотках в процессе регулирования угла θ :

$$U_1 = j\omega L_p a^2 I_0 + j\omega \sqrt{L L_p} \cdot a I_0;$$

$$U_2 = j\omega L a^2 I_0 + j\omega \sqrt{L L_p} \cdot I_0.$$

Заменяем L_p на его значение $L_p = k_y L$.

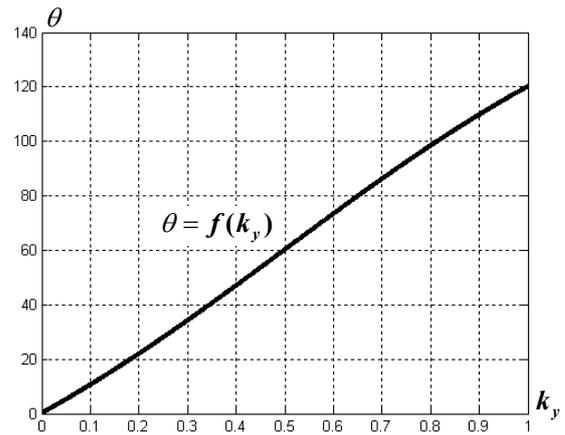


Рис.4. Графическая зависимость, определяющая связь между θ и k_y .

Тогда:

$$U_1 = j\omega k_y (1 + a k_y) L I_0;$$

$$U_2 = j\omega (a^2 + k_y) L I_0.$$

Исключим из полученных уравнений I_0 . В соответствии с равенством (2) получим:

$$U_1 = - \frac{a(1-a)(1+a k_y) k_y}{1 - k_y + k_y^2} U'$$

$$U_2 = - \frac{(1-a)(a^2 + k_y)}{1 - k_y + k_y^2} U' \quad (4)$$

Круговые диаграммы изменения напряжений U_1 и U_2 в процессе регулирования угла θ представлены на Рис.5.

В результате рассмотрения режима холостого хода могут быть установлены потери на перемагничивание (потери в стали) фазорегулирующего трансформатора.

Из общей теории трансформаторных устройств известно, что потери в стали зависят от удельных потерь материала, частоты сети, магнитной индукции в элементах магнитопровода и веса этих элементов, т.е.:

$$P_c = P_{10/50} \left[\left(\frac{B_c}{10^4} \right)^2 G_c + \left(\frac{B_{\text{я}}}{10^4} \right)^2 G_{\text{я}} \right] \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3}, \quad (5)$$

где B_c и $B_{\text{я}}$ - значения магнитной индукции в стержнях и ярмах магнитопровода;

G_c и $G_{\text{я}}$ - вес стержней и ярм;

f - частота сети;

$P_{10/50}$ - удельные потери в стали при максимальной индукции 10^4 Гс и частоте 50 Гц

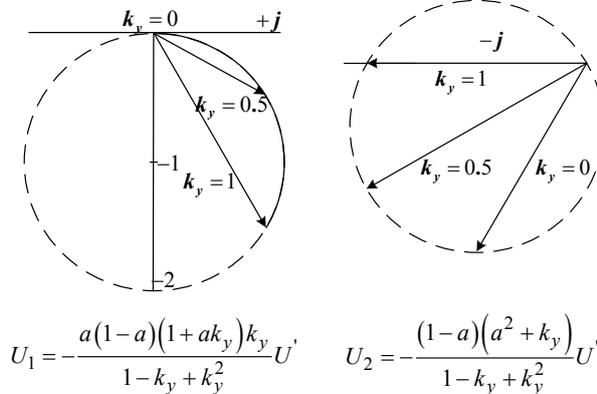


Рис.5. Круговые диаграммы изменения напряжений U_1 и U_2 в процессе регулирования угла θ .

Значение магнитной индукции в стержне B_c определим через напряжение U_2 рабочей обмотки.

$$U_2 = \frac{(1-a)(a^2+k_y)}{1-k_y+k_y^2} U' = -\frac{1-a}{a} \cdot \frac{U'}{1+a^2k_y}.$$

Модуль этой величины:

$$U_2 = |U_2| = \sqrt{3} \frac{U'}{\sqrt{1-k_y+k_y^2}}.$$

С другой стороны, напряжение рабочей обмотки может быть выражено следующим известным соотношением:

$$U_2 = 4,44 \sqrt{3} W' f B_c S_c,$$

где W' - число витков, соответствующее фазному напряжению;

S_c - сечение стержня.

Приравняв между собой правые части двух последних равенств, получаем:

$$B_c = \frac{1}{\sqrt{1-k_y+k_y^2}} \cdot \frac{U'}{4,44 W' f S_c}.$$

Введем обозначение:

$$\frac{U'}{4,44 W' f S_c} = B_{oc}.$$

Тогда значение магнитной индукции в стержне магнитопровода фазорегулирующего трансформатора может быть представлено следующим образом:

$$B_c = \frac{B_{oc}}{\sqrt{1-k_y+k_y^2}}.$$

Аналогичным образом получаем значение магнитной индукции в ярме:

$$B_{\text{я}} = \frac{B_{о\text{я}}}{\sqrt{1-k_y+k_y^2}}.$$

Полученные B_c и $B_{\text{я}}$ введем в равенство (5):

$$P_c = \left[\left(\frac{B_{oc}}{10^4 \sqrt{1-k_y+k_y^2}} \right)^2 G_c + \left(\frac{B_{о\text{я}}}{10^4 \sqrt{1-k_y+k_y^2}} \right)^2 G_{\text{я}} \right] \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3}.$$

Обозначим:

$$P_{oc} = \left[\left(\frac{B_{oc}}{10^4} \right)^2 G_c + \left(\frac{B_{оя}}{10^4} \right)^2 G_{я} \right] \left(\frac{f}{50} \right)^{1,3}.$$

При этом условии потери холостого хода фазорегулирующего трансформатора будут определяться равенством:

$$P_c = \frac{P_{oc}}{1 - k_y + k_y^2}. \quad (6)$$

Потери на перемагничивание могут быть представлены в виде мощности, расходуемой на нагрев некоего сопротивления:

$$R_o = \frac{(U')^2}{P_c} = (1 - k_y + k_y^2) \frac{(U')^2}{P_{oc}}.$$

Полагая

$$\frac{(U')^2}{P_{oc}} = R_{oc}, \text{ получим: } R_o = (1 - k_y + k_y^2) R_{oc}.$$

В схеме замещения устройства (Рис.6), работающего в режиме холостого хода, сопротивление R_o определяет активную составляющую тока намагничивания:

$$I'_{oa} = \frac{U'}{R_o}.$$

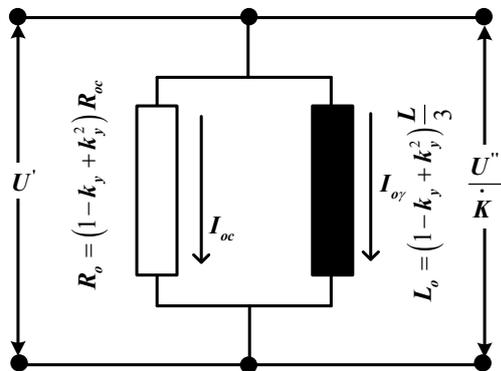


Рис.6. Схема замещения устройства.

Реактивная составляющая тока, потребляемого от сети, в режиме холостого хода:

$$I'_{op} = I_o - a^2 I_o = (1 - a^2) I_o.$$

Раскрывая это значение I_o , согласно (1,2), приходим к результату:

$$I'_{op} = - \frac{(1-a)(1-a^2)U'}{j\omega(1-k_y+k_y^2)L} = j \frac{3}{1-k_y+k_y^2} \cdot \frac{U'}{\omega L}.$$

Полный ток холостого хода фазорегулятора является геометрической суммой двух составляющих:

$$I'_o = I'_{oa} + I'_{op}.$$

Напряжения входа и выхода схемы замещения в режиме холостого хода (Рис.6) согласованы приведением выходного напряжения к приложенному напряжению путем деления U'' на комплексный коэффициент преобразования:

$$K^* = \frac{1 + ak_y}{1 + a^2 k_y}.$$

3.2 Режим нагрузки.

Задаемся токами в обмотках (см. Рис.7).

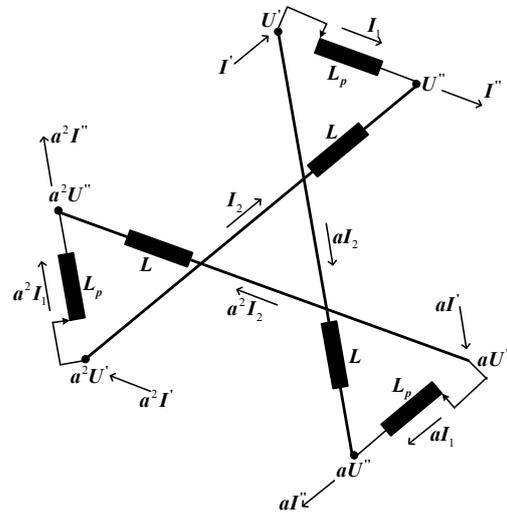


Рис.7. Распределение токов в обмотках устройства в режиме нагрузки.

При этих условиях токи входа и выхода (I' и I'') могут быть записаны через токи обмоток (I_1 и I_2) следующим образом:

$$I' = I_1 + aI_2, \\ I'' = I_1 + I_2.$$

Уравнение МДС трансформатора имеет следующий вид:

$$I_1 W_1 = a^2 I_2 W_2, \text{ или} \\ k_y I_1 = a^2 I_2.$$

Тогда:

$$I_2 = a k_y I_1.$$

При этом получаем:

$$I' = I_1 + a^2 k_y I_1 = (1 + a^2 k_y) I_1, \\ I'' = I_1 + a k_y I_1 = (1 + a k_y) I_1.$$

Отсюда следует:

$$\frac{I'}{1 + a^2 k_y} = \frac{I''}{1 + a k_y}, \text{ или } I'' = \frac{1 + a k_y}{1 + a^2 k_y} I'. \quad (7)$$

Сравнивая (7) и (3), убеждаемся в том, что закон преобразования токов соответствует закону преобразования напряжений.

Токи в обмотках, выраженные через ток нагрузки I' :

$$I_1 = \frac{I'}{1 + a^2 k_y}, \quad (8)$$

$$I_2 = \frac{a k_y I'}{1 + a^2 k_y}. \quad (9)$$

Круговые диаграммы токов I_1 и I_2 при различных значениях представлены на Рис.8.

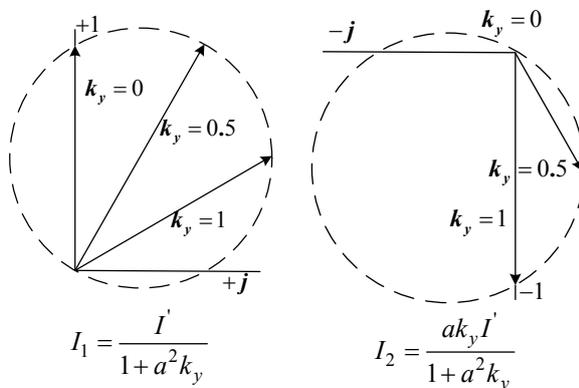


Рис.8. Круговые диаграммы токов I_1 и I_2

Учитывая активные сопротивления обмоток и сопротивления рассеяния, определяются продольные параметры схемы замещения устройства.

Условия анализа и параметры элементов схемы для рассматриваемого случая представлены на Рис.9.

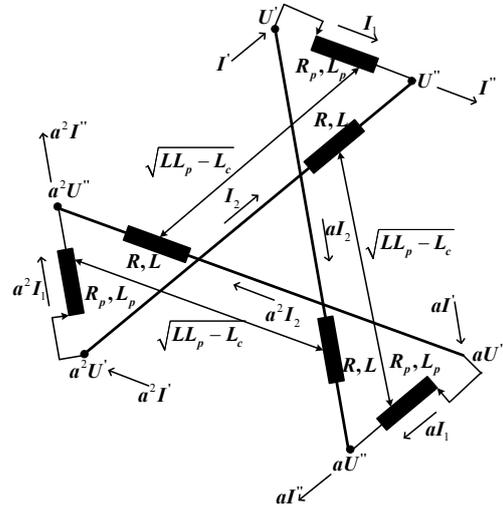


Рис.9. Параметры элементов схемы.

Запишем уравнения равновесия контура, включающего напряжения U' и aU' :

$$U' + (R + j\omega L) a I_2 - j\omega (\sqrt{LL_p} - L_c) a^2 I_2 - \\ - (R_p + j\omega L_p) a I_1 + j\omega (\sqrt{LL_p} - L_c) I_2 - a U' = 0,$$

где L_c - индуктивность рассеяния.

После алгебраических преобразований, получим:

$$(1 - a) U' + (R + j\omega L) a I_2 - (R_p + j\omega L_p) a + \\ + j\omega (\sqrt{LL_p} - L_c) (I_2 - a^2 I_1) = 0$$

Раскрывая I_1 и I_2 согласно (6) и (7), приходим к результату:

$$(1 - a) U' + (R + j\omega L) \frac{a^2 k_y}{1 + a^2 k_y} I' - (R_p + j\omega L_p) a \cdot \\ \cdot \frac{a}{1 + a^2 k_y} I' + j\omega (\sqrt{LL_p} - L_c) \frac{a k_y - a^2}{1 + a^2 k_y} I' = 0 \quad (10)$$

Далее составляем уравнения для контура, включающего напряжения U'' и aU''

$$U'' + (R_p + j\omega L_p)I_1 + j\omega(\sqrt{LL_p} - L_c)a^2I_2 + (R + j\omega L)aI_2 - j\omega(\sqrt{LL_p} - L_c)a^2I_2 - aU'' = 0$$

Выполнив соответствующие преобразования и подстановки, приходим к результату:

$$(1-a)U'' + (R + j\omega L)\frac{a^2k_y}{1+a^2k_y}I' - (R_p + j\omega L_p)\frac{I'}{1+a^2k_y} + j\omega(\sqrt{LL_p} - L_c)\frac{k_y - a^2}{1+a^2k_y}I' = 0 \quad (11)$$

Разделим это уравнение на комплексный коэффициент преобразования $\bar{K} = \frac{1+ak_y}{1+a^2k_y}$ и вычтем полученное из уравнения (10).

В результате приходим к уравнению связи между входным и выходным напряжением устройства в рассматриваемых условиях:

$$U' - \frac{U''}{\bar{K}} + (R + j\omega L)\frac{k_y}{1-k_y+k_y^2}I' + (R_p + j\omega L_p)\frac{I'}{1-k_y+k_y^2} - j\omega(\sqrt{LL_p} - L_c)\frac{2k_y}{1-k_y+k_y^2}I' = 0 \quad (12)$$

Собственные и взаимные параметры обмоток целесообразно выразить через активное сопротивление R и индуктивность L рабочей обмотки. Эти величины выполняют роль базовых значений и определяются соотношениями:

$$R = \rho \frac{l_g}{S_g} W; \quad L = \mu \frac{S_c}{l_c} W^2, \text{ где:}$$

- ρ - удельное сопротивление материала обмоток;
- μ - магнитная проницаемость материала сердечника;
- l_g - средняя длина витка обмотки;
- l_c - средняя длина пути намагничивания;
- S_g - сечение обмотки;
- S_c - сечение сердечника;

W - число витков рабочей обмотки.

Тогда, изменяющиеся в процессе регулирования параметры регулировочной обмотки (R и L), а также взаимная индуктивность (M) между обмотками фазорегулирующего трансформатора могут быть определены из условий:

$$R_p = k_y R, \quad L_p = k_y^2 L, \quad M = \sqrt{LL_p} - L_c = k_y L - L_c.$$

При этих условиях уравнение (1.10) приобретает вид:

$$\frac{U''}{\bar{K}} = U' + \frac{k_y(1+k_y)}{1-k_y+k_y^2} R I' + j\omega \frac{2k_y}{1-k_y+k_y^2} L_c I'. \quad (13)$$

Уравнение (13) может быть использовано для расчета влияния нагрузки на выходное напряжение устройства.

Обозначим:

$$R_k = \frac{k_y(1+k_y)}{1-k_y+k_y^2} R, \quad X_k = j\omega \frac{2k_y}{1-k_y+k_y^2} L_c. \quad (14)$$

Параметры R_k и X_k характеризуют активную и реактивную составляющие сопротивления короткого замыкания. Полная схема замещения устройства изображена на Рис.10.

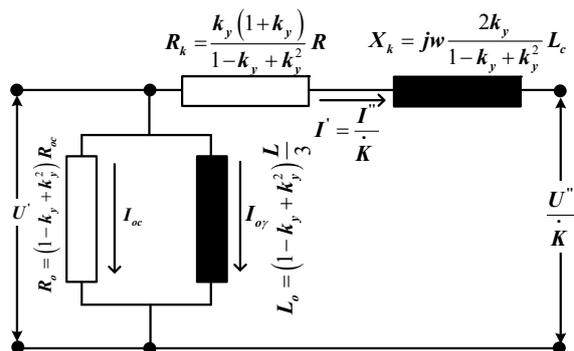


Рис.10. Схема замещения устройства.

4. Расчетная мощность устройства.

По определению, расчетной мощностью двухобмоточного трансформаторного устройства является полусумма мощностей его обмоток.

Беря полусумму произведений напряжений и токов соответствующих обмоток согласно (4, 5, 8, 9) и выражая модуль полученной величины, приходим к результату:

$$S_p = \frac{|U_1| \cdot |I_1^*| + |U_2| \cdot |I_2^*|}{2} = \frac{\sqrt{3}k_y}{1-k_y+k_y^2} |U^*| |I^*| = \frac{\sqrt{3}k_y}{1-k_y+k_y^2} S_n \quad (15)$$

где S_n - мощность нагрузки.

Таким образом, расчетная мощность устройства выражается соотношением:

$$S_p = \frac{\sqrt{3}k_y}{1-k_y+k_y^2} S_n \quad (16)$$

Графическая зависимость $S_n(k_y)$ представлена на Рис.11. Полученные соотношения позволяют определить массогабаритные параметры устройства в конкретных условиях его применения.

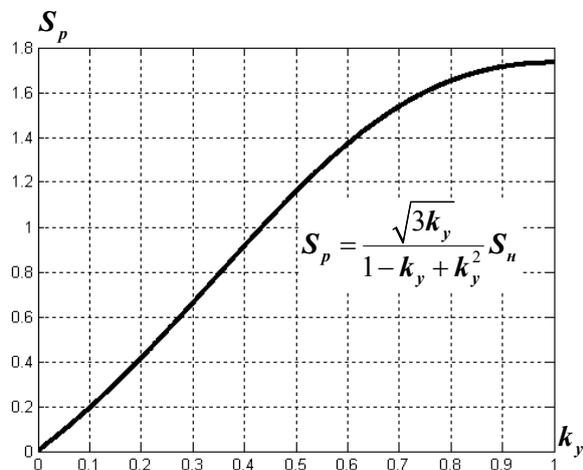


Рис.11. Кривая зависимости мощности устройства от k_y .

В частности, при рассмотрении режима плавки на проводах воздушных ЛЭП в реальных электрических сетях напряжением 35 кВ принято целесообразным ограничить предельный угол фазового сдвига значением $\theta \leq 30^\circ$.

Как было показано выше, связь между θ и k_y определяется соотношением

$$\theta = \arccos \left(1 - \frac{3}{2} \cdot \frac{k_y^2}{1 - k_y + k_y^2} \right) \quad (17)$$

Подставляя сюда $\theta = 30^\circ$, определим величину k_y , которая должна быть задана, чтобы обеспечить требуемый фазовый сдвиг. Получим $k_y = 0,268$. При этом значении k_y расчетная мощность устройства, определяется величиной $S_p = 0,577 \cdot S_n$.

Таким образом, при $\theta = 30^\circ$ расчетная (типовая) мощность фазорегулирующего трансформатора составляет 0,577 мощности нагрузки (или проходной мощности). Дальнейшее снижение этой величины может быть обеспечено за счет перегрузки устройства, что вполне допустимо по условиям его использования в осенне-зимний период, т.е. в период, когда возникает необходимость плавки гололеда.

Выводы

1. Разработан новый вариант устройства, обладающий более совершенными техническими характеристиками;
2. Определена методика проведения исследований, связанных с анализом режима работы устройства и его элементов;
3. Построена математическая модель устройства, описывающая связь между входными и выходными величинами (токами и напряжениями) с учетом активных сопротивлений и сопротивлений рассеяния в элементах схемы;
4. Построена эквивалентная схема замещения устройства, которая может быть использована для проведения режимных расчетов в действующих электрических сетях;
5. Получены математические соотношения для расчетной мощности устройства, характеризующие его массогабаритные показатели, которые определяют затраты на материалы при его изготовлении.

Литература (References)

- [1] P. Hurllet, J-C. Riboud Et al., French experience in phase-shifting transformers, Session A2-204, CIGRE 2006.
- [2] R. Sweeney, G. Stewart Et al., The specification and control of the phase shifting transformers for the enhanced interconnection between northern Ireland and the republic of Ireland, Session 14-118, CIGRE 2002.
- [3] W.L. Kling, D.A.M. Klaar Et al., Phase shifting transformers installed in the Netherlands in order to increase available international transmission capacity, Session C2-207, CIGRE 2004.
- [4] P. Bresesti et al., "Application of Phase Shifting Transformers for a secure and efficient operation of the interconnection corridors," in IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2004, pp. 1192–1197.
- [5] J.Brochu, F. Beauregard Et al., Innovative applications of phase-shifting transformers supplemented with series reactive elements, Session A2-203, CIGRE 2006
- [6] Kalinin L., Zaitsev D., Golub I., Tirshu M., Moraru L. "Transformator trifazat de reglare a decalajului de fază cu reglare în punctul neutru," Problemele energeticii regionale 1(27) 2015 стр.11-18
- [7] Kalinin L., Zaitsev D., Tirshu M., Osnovnye rezhimnye harakteristiki dvuhtransformatornogo fazoreguliruyushchego ustroystva. The main characteristics of the regime two-core phase shifting transformer. Science and technology as a basis of modernization for future sustainable development SSF-2014 18-21 September 2014 - Minsk, Belarus
- [8] S. A. N. Niaki, "A Novel Steady-state Model and Principle of Operation of Phase Shifting Transformer Compareable with FACTS New Devices," IEEE Transaction on power system technology, pp. 1450 -1457, vol. 3.
- [9] Verboomen, D. V. Herten, W. L. Kling, and R. Belmans, "Phase shifting transformers: Principles and applications," Future Power System, International Conference on, 2005.

Сведения об авторах:



Голуб Ирина Владимировна,
Институт Энергетики АНМ. Область научных интересов: режимы энергосистем, управляемые линии электропередачи переменного тока.
irina.golub@mail.ru