TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Seeria A Nr. 41. 1952. a.

А. И. ВОЛЬДЕК и А. Ф. КРООН

ТРЕХФАЗНЫЙ ИНДУКЦИОННЫЙ РЕГУЛЯТОР С СОЕДИНЕНИЕМ ОБМОТОК В ТРЕУГОЛЬНИК

ЭСТОНСКОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
ТАЛЛИН 1952

Содержание.

1. ВВЕДЕНИЕ.

Широко известны трехфазные индукционные регуляторы с присоединением одной из обмоток параллельно к сети, а другой — последовательно с сетью (рис. 1). С целью уменьшения числа контактных колец или гибких выводов в машине параллельная обмотка обычно размещается на роторе, а последовательная обмотка на

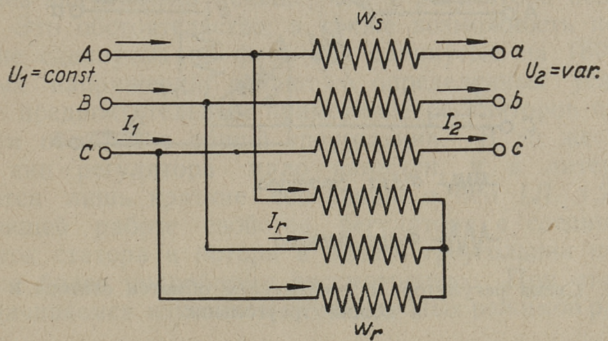

Рис. 1. Схема регулятора обычного типа.

статоре. Параллельная обмотка при этом может быть включена как в звезду, так и в треугольник.

Назовем этот тип индукционного регулятора регулятором обычного типа. При подключении этого регулятора к сети переменного тока с напряжением $U_1 = \text{const}$ напряжение на его выводных зажимах U_2 при повороте ротора регулятора будет изменяться по величине и по фазе. Этот тип регулятора имеет следующие характерные особенности: 1) магнитный поток регулятора при $U_1 = \text{const}$ и при условии пренебрежения активными сопротивлениями и индуктивностями рассеяния обмоток является постоянным по величине, 2) результирующий магнитный поток регулятора создается только за счет параллельной обмотки, на которую ложится полное напряжение сети, и 3) обе обмотки загружаются полным током нагрузки (параллельная обмотка — с учетом соотношения чисел витков).

Существует другой тип трехфазного индукционного регулятора — с включением по-фазно последовательно соединенных обмоток статора и ротора в общий треугольник (рис. 2). Питание из сети подводится к вершинам треугольника, а нагрузка подключается к средним точ-

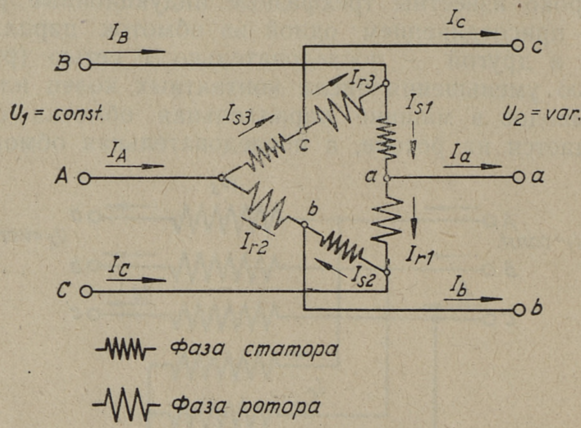

Рис. 2. Схема регулятора с соединением обмоток статора и ротора в общий треугольник.

кам сторон треугольника, образованным началами и концами фаз обмоток статора и ротора. Вторичное напряжение регулятора U_2 при $U_1 = \mathrm{const}$ является функцией угла поворота ротора относительно статора β. В дальнейшем угол β считается положительным при повороте ротора в сторону вращения поля, принимается равным нулю при совпадении осей фаз обмоток статора и ротора данного плеча треугольника и измеряется в электрических единицах угла.

Осуществление регулятора этого типа требует наличия шести контактных колец или гибких выводов на роторе.

Рассматриваемый тип регулятора имеет следующие характерные особенности: 1) магнитный поток регулятора изменяется по величине с изменением угла β и является минимальным при $\beta = 0$, 2) напряжение сети распределяется между обеими обмотками регулятора, в зависимости от соотношения их чисел витков и величины угла β, 3) магнитный поток регулятора создается обеими его обмотками, 4) ток нагрузки не загружает полностью обеих обмоток регулятора, а распределяется между ними, в зависимости от соотношения их чисел витков и величины угла β, и 5) при равенстве чисел витков обмоток статора и ротора и при пренебрежении активными сопротивлениями и индуктивностями рассеяния обмоток первичное U_1 и вторичное U_2 напряжения при всех положениях ротора совпадают по фазе или сдвинуты на 180°.

В силу особенностей 2) и 4) габаритная или расчетная мощность регулятора рассматриваемого типа в ряде случаев значительно меньше, чем у регулятора обычного типа. Это обстоятельство, а также возможность получения не сдвинутых по фазе или сдвинутых на 180° вторичных напряжений делают в определенных условиях более предпочтительным применение регуляторов с включением обмоток в общий треугольник. В то же время этот тип регулятора мало известен, и в литературе имеются лишь краткие сообщения о нем [Л. 1,2]. В настоящей работе свойства регулятора с соединением обмоток статора и ротора в общий треугольник подвергаются более подробному рассмотрению. При этом мы ограничиваемся изучением симметричных режимов работы.

2. ДИАГРАММЫ НАПРЯЖЕНИЙ ИДЕАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА.

Основные свойства рассматриваемого регулятора в наиболее легкой и наглядной форме можно установить при некоторой его идеализации. Назовем идеальным регулятор, у которого: 1) активные сопротивления и индуктивности рассеяния обмоток равны нулю, 2) потери в стали равны нулю и 3) магнитная проницаемость стали постоянна.

При приложении к первичным зажимам регулятора A, B, C (рис. 2) напряжений симметричной системы создается вращающееся поле. В идеальном регуляторе приложенные напряжения целиком уравновешиваются э. д. с., индуктируемыми вращающимся полем в фазах обмоток статора и ротора.

На рис. 3 изображена векторная диаграмма напряжений идеального регулятора для некоторого положительного угла. Треугольник ABC представляет систему первичных напряжений.

Э. д. с. E_s и E_r, индуктируемые в фазах обмоток статора и ротора данного плеча треугольники, сдвинуты по фазе на угол β, относятся как эффективные числа витков соответствующих обмоток и, взятые с обратным

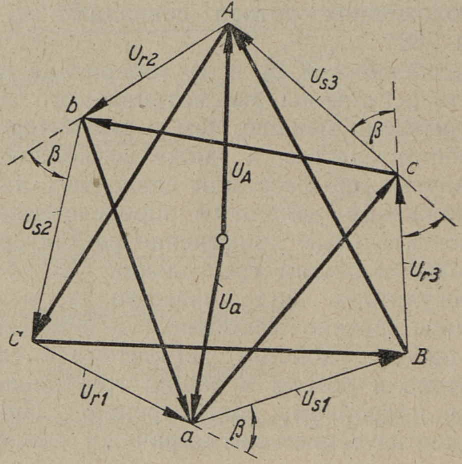

Рис. 3. Векторная диаграмма напряжений идеального регулятора.

знаком, в сумме равны приложенному линейному напряжению. На рис. 3 векторы $\dot{U}_{s1} = -\dot{E}_{s1}$, $\dot{U}_{r1} = -\dot{E}_{r1}$ и т. д. представляют составляющие приложенного напряжения, уравновешивающие э. д. с. E_{s1}, E_{r1}, E_{s2} и т. д. фаз обмоток статора и ротора. Треугольник abc представляет систему вторичных напряжений.

При изменении угла β и при постоянной величине треугольника ABC (т. е. при $U_1 = \text{const}$) треугольник abc (т. е. вторичные напряжения) будет изменяться по величине, а в общем случае также поворачиваться относительно треугольника ABC, что характеризует изменение фазы вторичных напряжений по отношению к первичным. При изменении угла β э. д. с. E_s и E_r будут также изменяться по величине. Величина магнитного потока регулятора изменяется пропорционально э. д. с. E_s и E_r, соответственным образом изменяется также намагничивающий ток регулятора.

При $\beta = 0$ вершины треугольника вторичных напряжений abc будут располагаться на сторонах треугольника первичных напряжений ABC, при $\beta < 0$ внутри треугольника ABC и при $\beta > 0$ снаружи его.

Ниже будет показано, что вершины треугольника вторичных напряжений abc при изменении угла β будут перемещаться по окружностям. При равенстве эффективных чисел витков статора и ротора диаметры окруж-

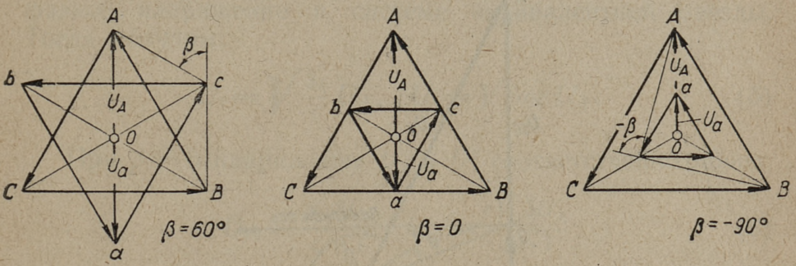

Рис. 4. Диаграмма напряжений идеального регулятора с $c = 1$.

ностей (см. ниже, равенство (13)) становятся бесконечно большими, а окружности превращаются в прямые, пересекающие стороны треугольника первичных напряжений по середине и перпендикулярно к ним.

На рис. 4 изображены диаграммы напряжения для регулятора с равными эффективными числами витков на статоре и роторе для трех значений угла β. При $\beta = 60°$ вторичные напряжения равны первичным, при $\beta = 0$ они равны половине первичных напряжений, а при $\beta = -60°$ вторичные напряжения обращаются в ноль. При $\beta > -60°$ вторичные напряжения сдвинуты относительно первичных по фазе на 180°, а при $\beta < -60°$ первичные и вторичные напряжения совпадают по фазе.

3. ГЕОМЕТРИЧЕСКОЕ МЕСТО ВТОРИЧНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ИДЕАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА.

Установим зависимость напряжений на фазах обмоток статора и ротора U_s и U_r от угла β.

На рис. 5 изображена часть векторной диаграммы рис. 3.

Для треугольника ABc рис. 5 имеем:

$$U_{AB}^2 = U_s^2 + U_r^2 - 2U_sU_r\cos(\pi - \beta). \tag{1}$$

Обозначим

$$\frac{\overline{Ac}}{\overline{cB}} = \frac{\overline{AO}}{\overline{OB}} = \frac{E_s}{E_r} = \frac{U_s}{U_r} = c, \tag{2}$$

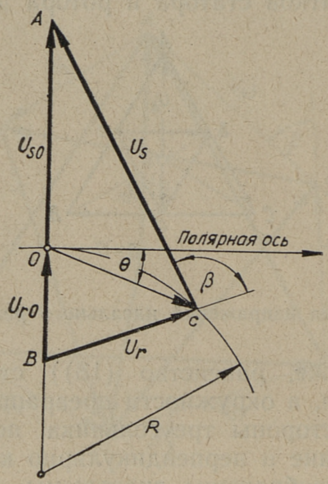

Рис. 5. К выводу уравнения геометрического места вторичного напряжения идеального регулятора.

причем

$$c = \frac{W_sk_s}{W_rk_r}, \tag{3}$$

где W_s — число витков фазы обмотки статора, W_r — число витков фазы обмотки ротора, k_s — обмоточный коэффициент обмотки статора для основной гармоники и k_r — то же для обмотки ротора.

Подставив в (1) $U_s = cU_r$, найдем напряжение фазы обмотки ротора:

$$U_r = \frac{U_{AB}}{\sqrt{c^2 + 2c\cos\beta + 1}}$$

и напряжение фазы обмотки статора:

$$U_s = \frac{cU_{AB}}{\sqrt{c^2 + 2c \cos \beta + 1}}.$$

Введем для сокращения письма обозначение η для часто встречающейся в дальнейшем величины:

$$\eta = \frac{c}{c^2 + 2c \cos \beta + 1} \qquad (4)$$

и подставим также $U_{AB} = \sqrt{3}\, U_A$, где U_A — первичное фазное напряжение в системе эквивалентной звезды. Тогда получим:

$$U_r = \sqrt{\frac{3\eta}{c}}\, U_A, \quad U_s = \sqrt{3\eta c}\, U_A. \qquad (5)$$

При $\beta = 0$ напряжения U_r и U_s соответственно равны:

$$U_{r0} = \frac{\sqrt{3} U_A}{c+1}, \; U_{s0} = \frac{c\sqrt{3} U_A}{c+1}. \qquad (6)$$

Отношения

$$\frac{U_s}{U_{s0}} = \frac{U_r}{U_{r0}} = \frac{\Phi}{\Phi_0} = (c+1)\sqrt{\frac{\eta}{c}} \qquad (7)$$

характеризуют изменение магнитного потока Φ с изменением угла β.

Найдем теперь геометрическое место вершин треугольника вторичных напряжений abc при изменении угла β.

На рис. 5 точка O (координата вершины c при $\beta = 0$) выбрана в качестве начала полярных координат. Из этого рисунка имеем:

$$U_s^2 = U_{s0}^2 + \varrho^2 - 2U_s\varrho \cos\left(\frac{\pi}{2} + \Theta\right), \qquad (8)$$

$$U_r^2 = U_{r0}^2 + \varrho^2 - 2U_r\varrho \cos\left(\frac{\pi}{2} - \Theta\right). \qquad (9)$$

Подставим по (2) $U_s = cU_r$ и $U_{s0} = cU_{r0}$ в (8), умножим (9) на c^2 и вычтем затем равенство (8) из равенства (9). При этом получим

$$0 = (c^2 - 1)\varrho^2 - 2U_{r0}\, c(c+1)\varrho \sin \Theta. \qquad (10)$$

Далее имеем

$$U_{r0} = \frac{\overline{AB}}{c+1} = \frac{\sqrt{3}U_A}{c+1}. \qquad (11)$$

Подставив (11) в (10), найдем искомую зависимость:

$$\varrho = \frac{2c\sqrt{3}}{c^2-1} U_A \sin \Theta, \qquad (12)$$

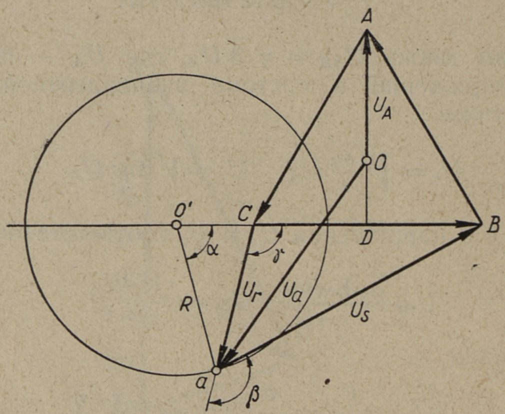

Рис. 6. Геометрическое место вторичного напряжения идеального регулятора с $c = 2$.

что представляет собой уравнение окружности с радиусом:

$$R = \frac{c\sqrt{3}}{c^2-1} U_A. \qquad (13)$$

Центр окружности лежит на продолжении стороны треугольника на расстоянии

$$y = R - U_{r0} + \frac{\sqrt{3}U_A}{2} = \frac{c\sqrt{3}}{c^2-1} U_A - \frac{\sqrt{3}U_A}{c+1} + \frac{\sqrt{3}U_A}{2} =$$

$$= \frac{\sqrt{3}(c^2+1)}{2(c^2-1)} U_A$$

от средины стороны треугольника AB вниз (см. рис. 5) при $y > 0$ ($c > 1$, $R > 0$) и вверх при $y < 0$ ($c < 1$, $R < 0$).

Вместо треугольников первичных и вторичных напряжений удобнее рассматривать по одному вектору первичного и вторичного фазного напряжения в системе эквивалентной звезды. При постоянном первичном напряжении конец вектора вторичного фазного напряжения в системе звезды при изменении β, очевидно, также будет перемещаться по окружности.

На рис. 6 для частного случая $c = 2$ изображено геометрическое место концов вектора вторичного фазного напряжения U_A в системе эквивалентной звезды при $U_A = \mathrm{const}$.

Координаты центра окружности, очевидно, равны по вещественной оси:

$$\overline{OD} = \frac{1}{2} U_A, \tag{14}$$

а по мнимой оси:

$$\overline{DO'} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{c^2 + 1}{c^2 - 1} U_A. \tag{15}$$

При $c < 1$ будет $\overline{DO'} < 0$ и в этом случае отрезок $\overline{DO'}$ откладывается вправо от вертикали.

Определим величину угла α, составляемого радиусом вектором R с горизонталью (рис. 6), в зависимости от угла поворота ротора β.

Из треугольника CBa найдем:

$$\sin\gamma = \frac{U_s}{\overline{CB}} \sin\beta.$$

Подставив сюда $\overline{CB} = \sqrt{3}\, U_A$ и значение U_s по (5), получим:

$$\sin\gamma = \sqrt{\eta c} \sin\beta \tag{16}$$

и соответственно

$$\cos\gamma = \sqrt{\eta} \left(\sqrt{c} \cos\beta + \frac{1}{\sqrt{c}}\right). \tag{17}$$

Далее, из треугольника $O'Ca$ найдем:

$$\sin\alpha = \frac{U_r}{R} \sin(180^\circ - \gamma).$$

Подставив сюда значение $\sin\gamma$ по (16), значение R по (13) и значение U_r по (5), получим:

$$\sin\alpha = \frac{c^2-1}{c}\eta\sin\beta. \tag{18}$$

Таким образом, получены все данные для построения окружности вторичного напряжения и нанесения на нем точек, соответствующих различным значениям угла β.

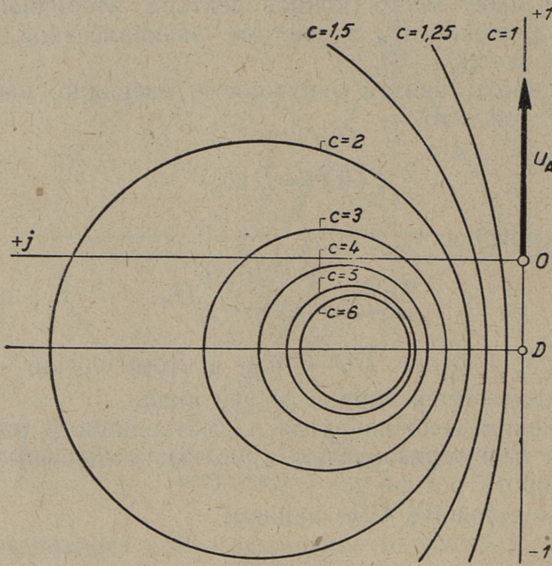

Рис. 7. Геометрические места вторичных напряжений идеальных регуляторов с $c > 1$.

На рис. 7 построены окружности вторичного напряжения для некоторых значений c. Вертикальная прямая является геометрическим местом вторичного напряжения для $c = 1$. Окружности для $c < 1$ (не показанные на рис. 7) располагаются вправо от этой вертикальной прямой, симметрично левым окружностям с обратными значениями c. Так, например, окружность для $c = \frac{2}{3}$ симметрична окружности для $c = \frac{3}{2}$.

Заметим, что если для схемы рис. 2 имеем $W_s > W_r$ и, следовательно, $c > 1$, соответственно чему окружность вторичного напряжения лежит на рис. 7 слева от вертикали, то переменив в схеме рис. 2 местами фазы обмоток статора и ротора или изменив направление чередования фаз первичного напряжения, получим окружность вторичного напряжения, лежащую на рис. 7 вправо от вертикали и соответствующую обратному значению c. Таким образом, достаточно рассмотреть лишь регуляторы по схеме рис. 2 с $c > 1$.

На основании рис. 6 легко получить математическое выражение для величины вторичного напряжения идеального регулятора. Рассматривая проекции этого напряжения на вещественную и мнимую оси, можно написать:

$$\dot{U}_a = (-\overline{OD} - U_r \sin\gamma) + j(\overline{DC} - U_r \cos\gamma).$$

Подставив сюда $\overline{OD} = \frac{1}{2} U_A$, $\overline{DC} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_A$, значения $\sin\gamma$ и $\cos\gamma$ соответственно по (16) и (17) и значение U_r по (5), получим:

$$\dot{U}_a = -\left(\frac{1}{2} + \sqrt{3}\,\eta \sin\beta\right) \dot{U}_A + j\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{c^2-1}{c}\,\eta \dot{U}_A. \quad (19)$$

Это равенство может быть также переписано в виде:

$$\dot{U}_a = -\dot{k}\dot{U}_A, \quad (20)$$

где величина

$$\dot{k} = \frac{1}{2} + \sqrt{3}\,\eta \sin\beta - j\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{c^2-1}{c}\,\eta \quad (21)$$

может быть названа коэффициентом трансформации напряжения идеального регулятора, определяющим величину вторичного напряжения как по величине, так и по фазе.

На основании (19) вычислены отношения (модулей) вторичного напряжения к первичному $k = \frac{U_a}{U_A}$ в зависимости от угла β для различных значений c. Результаты вычислений изображены на рис. 8.

Для каждого значения c вторичное напряжение достигает максимума при некотором значении угла β, расположенном во второй четверти. Обозначим это значение β через β_{max}. Минимальное значение вторичного напряжения U_{2min} достигается при угле $\beta = \beta_{min}$, причем β_{min}

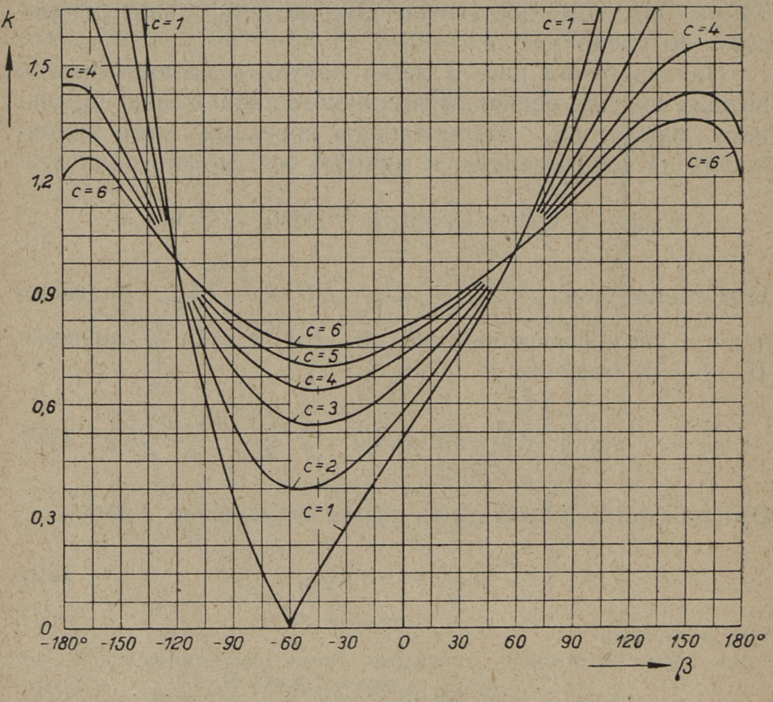

Рис. 8. Зависимости вторичного напряжения идеального регулятора от угла поворота ротора.

находится в пределах $-60° < \beta_{min} < 0$. Найдем значения U_{2max} и U_{2min} и соответствующие им углы β_{max} и β_{min} в функции c.

Согласно построения рис. 9:

$$U_{2max} = \overline{OO'} + \overline{O'G} = \sqrt{\overline{OD}^2 + \overline{DO'}^2} + R,$$

$$U_{2min} = \overline{OO'} - \overline{O'E} = \sqrt{\overline{OD}^2 + \overline{DO'}^2} - R.$$

Подставив сюда значения R, $\overline{OD}$ и $\overline{DO'}$ по (13), (14) и (15), получим:

$$\left.\begin{aligned} U_{2max} &= \frac{\sqrt{c^4+c^2+1}+c\sqrt{3}}{c^2-1}U_A, \\ U_{2min} &= \frac{\sqrt{c^4+c^2+1}-c\sqrt{3}}{c^2-1}U_A. \end{aligned}\right\} \qquad (22)$$

Коэффициенты при U_A в (22) очевидно представляют максимальное и минимальное значения модуля коэффициента трансформации k_{max} и k_{min}.

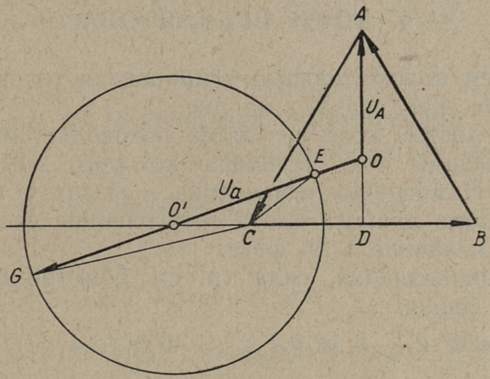

Рис. 9. К вычислению максимального и минимального напряжения идеального регулятора.

Можно показать также, что

$$\left.\begin{aligned} \cos\beta_{max} &= -\frac{\sqrt{3}(c^2+1)^2+4c\sqrt{c^4+c^2+1}}{2(c^2+1)\left(\sqrt{c^4+c^2+1}+c\sqrt{3}\right)}, \\ \cos\beta_{min} &= \frac{\sqrt{3}(c^2+1)^2-4c\sqrt{c^4+c^2+1}}{2(c^2+1)\left(\sqrt{c^4+c^2+1}-c\sqrt{3}\right)}. \end{aligned}\right\} \qquad (23)$$

По (23), имея в виду, что $90° < \beta_{max} < 180°$ и $-60° < \beta_{min} < 0°$, могут быть найдены значения углов β_{max} и β_{min}.

Из рис. 8 и равенств (22) видно, что возможные пределы регулирования величины вторичного напряжения уменьшаются при удалении значения коэффициента c от единицы. При значениях c, близких к единице, пределы регулирования теоретически очень велики (при $c=1$ вторичное напряжение идеального регулятора равно бесконечности), однако практически пределы регулирования ограничиваются насыщением стали и величиной намагничивающих токов.

Очевидно, что рис. 7 можно рассматривать также в качестве диаграммы геометрических мест линейных напряжений, если изменить соответственно масштабы, а величина k по (21) определяет также соотношение между первичным и вторичным линейными напряжениями.

4. ТОКИ РЕГУЛЯТОРА.

Выберем положительные направления токов в обмотках такими, как указано на рис. 2.

При холостом ходе регулятор потребляет из сети намагничивающий ток, величина которого изменяется с углом β. Намагничивающие токи в фазах обмоток статора и ротора данного плеча треугольника схемы рис. 2 равны по величине и по фазе.

Намагничивающая сила (н. с.) обмоток плеча треугольника равна:

$$\dot{F} = W_s k_s \dot{I}_\mu + W_r k_r \dot{I}_\mu \varepsilon^{j\beta} = W_r k_r (c + \varepsilon^{j\beta}) \dot{I}_\mu.$$

Величина $\varepsilon^{j\beta}$ в это уравнение входит в силу того, что ось фазы обмотки ротора повернута относительно оси фазы статора на угол β.

Для идеального регулятора модуль н. с.

$$F = \sqrt{c^2 + 2c\cos\beta + 1}\, W_r k_r I_\mu \qquad (24)$$

при неизменном первичном напряжении изменяется пропорционально магнитному потоку Φ, р-во (7). Обозначая значения электромагнитных величин при $\beta = 0$ индексом o, по (24) согласно сказанному можно написать:

$$(c^2 + 2c\cos\beta + 1)\, W_r k_r I_\mu = (c+1)^2 W_r k_r I_{\mu 0},$$

откуда получим отношение величины намагничивающего тока к его значению при $\beta = 0$:

$$\frac{I_\mu}{I_{\mu_0}} = \frac{(c+1)^2}{c^2 + 2c\cos\beta + 1}. \qquad (25)$$

Пусть регулятор нагружен со вторичной стороны симметричными токами $\dot{I}_2$. Тогда фазы обмоток статора и ротора, кроме намагничивающих токов $\dot{I}_\mu$, будут нагружены еще «нагрузочными» токами $\dot{I}'_s$ и $\dot{I}'_r$, и полные токи обмоток будут:

$$\dot{I}_s = \dot{I}_\mu + \dot{I}'_s, \quad \dot{I}_r = \dot{I}_\mu + \dot{I}'_r. \tag{26}$$

Напишем уравнения равновесия токов для одного из узлов a, b, c рис. 2:

$$\dot{I}_s - \dot{I}_r - \dot{I}_2 = 0.$$

Подставив сюда $\dot{I}_s$ и $\dot{I}_r$ по (26), получим:

$$\dot{I}'_s - \dot{I}'_r = \dot{I}_2. \tag{27}$$

Сумма н. с., создаваемых нагрузочными токами $\dot{I}'_s$ и $\dot{I}'_r$, при всех условиях должна равняться нулю:

$$W_s \dot{I}'_s + W_r \dot{I}'_r \varepsilon^{j\beta} = 0,$$

откуда

$$\dot{I}'_r = -c \dot{I}'_s \varepsilon^{-j\beta}. \tag{28}$$

Решая (27) и (28) относительно $\dot{I}'_s$ и $\dot{I}'_r$, получим:

$$\dot{I}'_s = \frac{1}{1 + c\varepsilon^{-j\beta}} \dot{I}_2, \tag{29}$$

$$\dot{I}'_r = \frac{-c\varepsilon^{-j\beta}}{1 + c\varepsilon^{-j\beta}} \dot{I}_2. \tag{30}$$

Из (29) и (30) найдем отношение модулей нагрузочных токов к модулю тока нагрузки:

$$\frac{I'_s}{I_2} = \frac{1}{\sqrt{c^2 + 2c\cos\beta + 1}}, \quad \frac{I'_r}{I_2} = \frac{c}{\sqrt{c^2 + 2c\cos\beta + 1}}. \tag{31}$$

Как видно из (29) и (30), при $\beta = 0$ ток $\dot{I}'_s$ при любом c совпадает по фазе с вторичным током $\dot{I}_2$, а ток $\dot{I}'_r$ противоположен по фазе этому току. Принимая во внимание избранные по рис. 2 направления токов, можно сказать, что при $\beta = 0$ вторичный ток является арифметической суммой нагрузочных составляющих токов статора и ротора. При угле $\beta = 0$ достигается поэтому, с точки зрения загрузки обмоток токами, самый выгодный режим работы регулятора, а при повороте ротора регулятора из положения $\beta = 0$ токи обмоток статора и ротора при том же значении вторичного тока будут возрастать. Одновременно при этом, как указывалось выше, увеличивается также намагничивающий ток, протекающий по обмоткам.

Первичный ток I_1 также можно представить в виде суммы намагничивающего тока $\dot{I}_{\mu I}$ и нагрузочной составляющей первичного тока I_1'. Намагничивающий ток $\dot{I}_{\mu I}$ складывается из намагничивающих токов $\dot{I}_{\mu}$ двух плеч треугольника и равен

$$ {}_{\mu I} = \sqrt{3} I_{\mu}. $$

Выразим нагрузочную составляющую первичного тока через вторичный ток одноименной фазы. В качестве одноименных фаз можно, например, выбрать фазы A и a (см. рис. 2). Интересующие нас токи в линейных проводах этих фаз обозначим через $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$. Нагрузочные составляющие токов в обмотках плеча BC треугольника (см. рис. 2) тогда выражаются равенствами (29) и (30).

Напишем уравнения равновесия нагрузочных составляющих токов для узла A рис. 2:

$$ \dot{I}_1' - \dot{I}_{s3}' + \dot{I}_{r2}' = 0 $$

или, выразив токи $\dot{I}_{s3}'$ и $\dot{I}_{r2}'$ через $\dot{I}_{s1}'$ и $\dot{I}_{r1}'$:

$$ \dot{I}_1' - \dot{I}_{s1}' \varepsilon^{j\frac{2\pi}{3}} + \dot{I}_{r1}' \varepsilon^{-j\frac{2\pi}{3}} = 0. $$

Подставив сюда вместо $\dot{I}_{s1}'$ и $\dot{I}_{r1}'$ их значения по равенствам (29) и (30), получим:

$$ \dot{I}_1' = \frac{\varepsilon^{j\frac{2\pi}{3}} + c\varepsilon^{-j\left(\frac{2\pi}{3}+\beta\right)}}{1 + c\varepsilon^{-j\beta}} \dot{I}_2. $$

Избавимся в этом выражении от мнимости в знаменателе и раскроем его, тогда найдем:

$$\underset{\cdot}{I_1'} = - \underset{\cdot}{k_i} \underset{\cdot}{I_2}, \tag{32}$$

где величина

$$\underset{\cdot}{k_i} = \frac{1}{2} + \sqrt{3}\,\eta \sin\beta + j\,\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{c^2 - 1}{c}\,\eta \tag{33}$$

может быть названа коэффициентом трансформации токов. Коэффициент $\underset{\cdot}{k_i}$ является комплексной величиной,

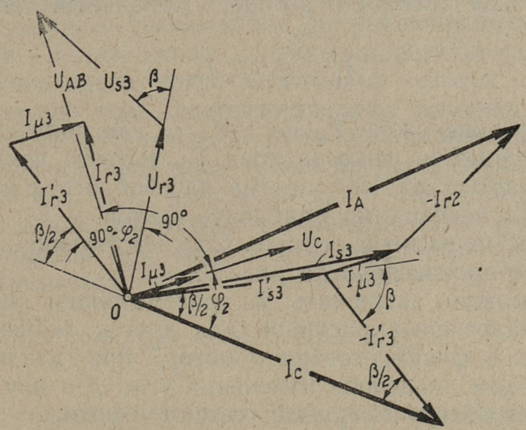

Рис. 10. Векторная диаграмма токов регулятора с $c = 1$.

сопряженной с коэффициентом трансформации напряжений.

На рис. 10 изображена векторная диаграмма токов для регулятора с $c = 1$. Диаграмма соответствует положительному значению угла β. На рисунке изображен вектор линейного первичного напряжения $U_{AБ}$ и его составляющие на фазах ротора и статора U_r и U_s, сдвинутые по фазе на угол β. Вторичное фазное напряжение в системе эквивалентной звезды U_c отстает от напряжения U_{AB} на 90°. Ток нагрузки этой фазы I_c отстает в изображенном случае от напряжения U_c на угол $\varphi_2 > 0$ и нагрузка, следовательно, носит индуктивный характер. Ток нагрузки I разложен на составляющие I'_{s3} и $-I'_{r3}$, сдвинутые по фазе на угол β и являющиеся нагрузочными составляющими токов в обмотках. В случае $c=1$ эти токи равны по величине и соответствующие векторы составляют углы $\frac{\beta}{2}$ с вектором $\dot{I}_c$. Вектор $\dot{I}_{r3}$, соответствующий выбранному на рис. 2 положительному направлению токов, противоположен по направлению вектору $-\dot{I}'_{r3}$ и изображен на левой половине рисунка. Намагничивающий ток $\dot{I}_{\mu 3}$ в рассматриваемых фазах обмоток отстает от напряжения $\dot{U}_{AB}$ на угол 90°. Векторы $\dot{I}_{s3}=\dot{I}_{\mu 3}+\dot{I}'_{s3}$ и $\dot{I}_{r3}=\dot{I}_{\mu 3}+\dot{I}'_{r3}$ представляют полные токи в фазах статора и ротора. Первичный ток в фазе A равен

$$\dot{I}_A=\dot{I}_{s3}-\dot{I}_{r3}.$$

Так как $\dot{I}_{r2}$ опережает $\dot{I}_{r3}$ на 120°, то для получения тока $\dot{I}_A$ необходимо из вектора тока $\dot{I}_{s3}$ вычесть вектор тока $\dot{I}_{r3}$, повернутый на 120° против часовой стрелки, т. е. к вектору $\dot{I}_{s3}$ необходимо прибавить вектор $-\dot{I}_{r3}$, повернутый на 60° по часовой стрелке. Соответствующее построение также произведено на рис. 10.

Как можно заключить из рассмотрения рис. 10, а также аналогичных рисунков для других значений c, β и φ, токи в фазах статора и ротора при различных c, при широком диапазоне изменения угла β и при различных по характеру нагрузках остаются меньше тока нагрузки, что, как уже указывалось выше, является одним из преимуществ регулятора рассматриваемого типа. Из рис. 10 видно также, что за счет намагничивающего тока ток обмотки статора увеличивается, а ток обмотки ротора уменьшается.

Если на схеме рис. 2 изменить чередование фаз первичного напряжения то, наоборот, за счет намагничивающего тока будет увеличиваться ток ротора.

На статоре машины, вследствие большего его диаметра, обычно может быть размещена обмотка для большего объема тока, чем на роторе. Поскольку схема соединений, соответствующая рис. 2 с указанным там чередованием фаз, приводит за счет намагничивающего тока к увеличению тока именно в обмотке статора, то эта схема соединений с соответствующим чередованием фаз как-раз наиболее пригодна для регулятора рассматриваемого типа.

Рассмотренные выше вопросы, касающиеся нагрузочных составляющих токов, в равной мере справедливы как для идеального регулятора, так и для реального регулятора, так как сопротивления обмоток и явления в магнитной цепи не оказывают на нагрузочные составляющие токов никакого влияния. Что же касается намагничивающих токов, то в реальном регуляторе их величину необходимо определить с учетом насыщения. При этом намагничивающий ток будет расти при увеличении абсолютного значения угла β несколько быстрее, чем это дается равенством (25), при том тем быстрее, чем больше угол β, так как с увеличением $|\beta|$ увеличивается степень насыщения. Кроме этого, в реальном регуляторе помимо намагничивающего тока необходимо учесть активную составляющую тока, соответствующую потерям в стали. Если принять, что потери в стали пропорциональны квадрату магнитной индукции, то они пропорциональны также квадрату э. д. с. $E_з$ и E_r и тогда в соответствии с (7) потери в стали регулятора с равными нулю сопротивлениями обмоток при постоянном первичном напряжении будут изменяться согласно равенству

$$P_{Fe} = \frac{(c+1)^2}{c^2 + 2c \cos\beta + 1} P_{Feo}, \qquad (34)$$

где P_{Feo} — потери в стали при данном первичном напряжении и $\beta = 0$.

С учетом сопротивлений обмоток при квадратичной зависимости потерь от индукций потери в стали будут при увеличении $|\beta|$ расти несколько медленнее, чем это дается равенством (34), так как будут увеличиваться падения напряжения в обмотках. Это отклонение от равенства (34), однако, незначительно, и поскольку предполагаемая квадратичная зависимость не вполне точна, то практически всегда можно пользоваться равенством (34).

5. ВЛИЯНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ ОБМОТОК НА НАПРЯЖЕНИЕ РЕГУЛЯТОРА.

Выше было показано, что геометрическим местом вторичного напряжения идеального регулятора при постоянстве первичного напряжения является окружность.

Очевидно, что потери в стали и явление насыщения, если только принять магнитную проницаемость стали в продолжении периода тока постоянной величиной, сами по себе не могут влиять на геометрическое место вторичного напряжения. В реальном регуляторе сопротивления обмоток вызывают искажение окружности вторичного напряжения. Активная составляющая тока, соответствующая потерям в стали, и изменение намагничивающего тока в результате насыщения влияют на величину вторичного напряжения только через вызываемые ими падения напряжения в обмотках. При умеренной, практически допускаемой степени насыщения это влияние невелико, поскольку соответствующие составляющие тока сравнительно малы по сравнению с полными токами в обмотках при нагрузке. Поэтому практически достаточно установить влияние сопротивлений обмоток на вторичное напряжение регулятора.

Введем следующие обозначения:

r_s — активное сопротивление фазы обмотки статора,
r_r — то же — обмотки ротора,
x_s — индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки статора (с учетом взаимоиндукции от потоков рассеяния других фаз обмотки статора),
x_r — то же — обмотка ротора,
x_1 — сопротивление самоиндукции фазы обмотки статора от основной гармоники поля в воздушном зазоре (с учетом взаимоиндукции от основных гармоник поля других фаз статора),
x_2 — то же — обмотки ротора,
x — сопротивление взаимоиндукции фаз статора и ротора от основной гармоники поля в воздушном зазоре (с учетом основной гармоники поля других фаз индуктирующей обмотки).

Сопротивления x_1, x_2 и x равны [Л. 3]:

$$\left.\begin{aligned} x_1 &= 6f\mu_0 \frac{Dl}{k_\mu k_\delta \delta} \cdot \frac{w_s^2 k_s^2}{p^2}, \\ x_2 &= 6f\mu_0 \frac{Dl}{k_\mu k_\delta \delta} \cdot \frac{w_r^2 k_r^2}{p^2}, \\ x &= 6f\mu_0 \frac{Dl}{k_\mu k_\delta \delta} \cdot \frac{w_s k_s w_r k_r}{p^2}. \end{aligned}\right\} \qquad (35)$$

Здесь:

f — частота,
μ_0 — магнитная проницаемость воздуха,
D — диаметр расточки статора,
l — активная длина машины,
δ — ширина воздушного зазора,
p — число пар полюсов,
k_δ — коэффициент воздушного зазора,
k_μ — коэффициент насыщения магнитной цепи (отношение полной н. с. при данном насыщении к н. с. воздушного зазора шириной $k_\delta \delta$).

Остальные обозначения ясны из предыдущего.

Очевидно,

$$\frac{x_1}{x_2} = c^2, \quad \frac{x_1}{x} = \frac{x}{x_2} = c, \tag{36}$$

где c — отношение эффективных чисел витков, равенство (3).

Для сокращения письма обозначим через Z_s и Z_r комплексы сопротивлений обмоток статора и ротора:

$$Z_s = r_s + jx_s, \ Z_r = r_r + jx_r. \tag{37}$$

Составим уравнения первичного ($\dot{U}_{AB}$) и вторичного ($\dot{U}_{ab}$) напряжений.

Имеем (рис. 2):

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_{Ac} + \dot{U}_{cB},$$
$$\dot{U}_{ab} = \dot{U}_{aC} + \dot{U}_{Cb}.$$

Далее, напряжение на фазе статора в плече равно:

$$\dot{U}_{Ac} = (Z_s + jx_1)\, \dot{I}_{s3} + jx\dot{I}_{r3}\varepsilon^{j\beta}.$$

Во втором члене, учитывающем явление взаимоиндукции от токов в обмотке ротора, входит множитель ε^{β} в силу того, что ротор повернут в сторону вращения поля на угол β и поэтому э. д. с., индуктируемая полем ротора в фазе обмотки статора, опережает на угол β э. д. с., индуктируемую этим же полем в фазе обмотки ротора того же плеча треугольника, так как поле пересекает сначала фазу статора, а затем фазу ротора.

Аналогично, напряжения на других интересующих нас фазах равны:

$$\dot{U}_{cB} = (Z_r + jx_2)\,\dot{I}_{r3} + jx\dot{I}_{s3}\varepsilon^{-j\beta},$$
$$\dot{U}_{aC} = (Z_r + jx_2)\,\dot{I}_{r1} + jx\dot{I}_{s1}\varepsilon^{-j\beta},$$
$$\dot{U}_{Cb} = (Z_s + jx_1)\,\dot{I}_{s2} + jx\dot{I}_{r2}\varepsilon^{j\beta}.$$

Следовательно, напряжения $\dot{U}_{AB}$ и $\dot{U}_{ab}$ равны:

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_{AB} &= (Z_s + jx_1)\,\dot{I}_{s3} + (Z_r + jx_2)\,\dot{I}_{r3} + \\ &\quad + jx\dot{I}_{s3}\varepsilon^{-j\beta} + jx\dot{I}_{r3}\varepsilon^{j\beta}, \\ \dot{U}_{ab} &= (Z_s + jx_1)\,\dot{I}_{s2} + (Z_r + jx_2)\,\dot{I}_{r1} + \\ &\quad + jx\dot{I}_{s1}\varepsilon^{-j\beta} + jx\dot{I}_{r2}\varepsilon^{j\beta}. \end{aligned}\right\} \tag{38}$$

Выразим токи всех фаз через токи плеча AB по зависимостям:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_{s1} &= \dot{I}_{s3}\alpha^2,\ \dot{I}_{s2} = \dot{I}_{s3}\alpha, \\ \dot{I}_{r1} &= \dot{I}_{r3}\alpha^2,\ \dot{I}_{r2} = \dot{I}_{r3}\alpha, \end{aligned}\right\} \tag{39}$$

где

$$\alpha = \varepsilon^{j\frac{2\pi}{3}} \text{ и } \alpha^2 = \varepsilon^{j\frac{4\pi}{3}}.$$

Токи плеча AB, далее, выразим через первичный и вторичный токи. Согласно схеме рис. 2 имеем:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{s3} - \dot{I}_{r2} = \dot{I}_{s3} - \dot{I}_{r3}\alpha,$$
$$\dot{I}_a = \dot{I}_{s1} - \dot{I}_{r1} = (\dot{I}_{s3} - \dot{I}_{r3})\,\alpha^2,$$

откуда найдем:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_{s3} &= \frac{\dot{I}_A - \dot{I}_a\alpha^2}{1-\alpha}, \\ \dot{I}_{r3} &= \frac{\dot{I}_A - \dot{I}_a\alpha}{1-\alpha}. \end{aligned}\right\} \tag{40}$$

Перейдем в (38) сначала по (39) к токам $\dot{I}_{s3}$ и $\dot{I}_{r3}$, а затем по (40) к токам $\dot{I}_A$ и $\dot{I}_a$. Тогда получим:

$$\left.\begin{aligned}
&(1-\alpha)\,\dot{U}_{AB} = [(Z_s + jx_1) + (Z_r + jx_2)]\,\dot{I}_A + \\
&\quad + jx\left(\varepsilon^{j\beta} + \varepsilon^{-j\beta}\right)\dot{I}_A - [\alpha^2 (Z_s + jx_1) + \alpha\,(Z_r + \\
&\quad + jx_2)]\,\dot{I}_a - jx\left(\alpha\varepsilon^{j\beta} + \alpha^2\varepsilon^{-j\beta}\right)\dot{I}_a, \\
&(1-\alpha)\,\dot{U}_{ab} = [\alpha\,(Z_s + jx_1) + \alpha^2\,(Z_r + jx_2)]\,\dot{I}_A + \\
&\quad + jx\left(\alpha\varepsilon^{j\beta} + \alpha^2\varepsilon^{-j\beta}\right)\dot{I}_A - [(Z_s + jx_1) + \\
&\quad + (Z_r + jx_2)]\,\dot{I}_a - jx\left(\alpha^2\varepsilon^{j\beta} + \alpha\varepsilon^{-j\beta}\right)\dot{I}_a.
\end{aligned}\right\}\quad (41)$$

Далее имеем:

$$\varepsilon^{j\beta} + \varepsilon^{-j\beta} = 2\cos\beta,$$

$$\alpha\varepsilon^{j\beta} + \alpha^2\varepsilon^{-j\beta} = -\,(\cos\beta + \sqrt{3}\sin\beta),$$

$$\alpha^2\varepsilon^{j\beta} + \alpha\varepsilon^{-j\beta} = -\,(\cos\beta - \sqrt{3}\sin\beta).$$

Линейные напряжения $\dot{U}_{AB}$ и $\dot{U}_{ab}$, кроме того, выразим через фазные напряжения в системе эквивалентной звезды $\dot{U}_A$ и $\dot{U}_a$:

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A - \dot{U}_B = \dot{U}_A - \alpha^2\dot{U}_A = (1-\alpha^2)\,\dot{U}_A,$$
$$\dot{U}_{ab} = \dot{U}_a - \dot{U}_b = \dot{U}_a - \alpha^2\dot{U}_a = (1-\alpha^2)\,\dot{U}_a.$$

Введя в (41) приведенные зависимости и учитывая, что $(1-\alpha)(1-\alpha^2) = 3$,

получим:

$$\left.\begin{aligned}
&3\dot{U}_A = [(Z_s + jx_1) + (Z_r + jx_2)]\,\dot{I}_A + j\,2x\cos\beta\,\dot{I}_A - \\
&\quad - [\alpha^2\,(Z_s + jx_1) + \alpha\,(Z_r + jx_2)]\,\dot{I}_a + jx\,(\cos\beta + \\
&\quad + \sqrt{3}\sin\beta)\,\dot{I}_a, \\
&3\dot{U}_a = -\,[(Z_s + jx_1) + (Z_r + jx_2)]\,\dot{I}_a - \\
&\quad - jx\,(-\cos\beta + \sqrt{3}\sin\beta)\,\dot{I}_a + [\alpha\,(Z_s + jx_1) + \\
&\quad + \alpha^2\,(Z_r + jx_2)]\,\dot{I}_A - jx\,(\cos\beta + \sqrt{3}\sin\beta)\,\dot{I}_A.
\end{aligned}\right\}\quad (42)$$

Зависимости (42) являются основными уравнениями регулятора и по форме аналогичны уравнениям трансформатора.

Для анализа общего случая регулятора ($c \neq 1$) исключим из уравнений (42) первичный ток $\dot{I}_A$. При этом после некоторых упрощающих преобразований получим:

$$\dot{U}_a = -\dot{k}\dot{U}_A - Z_{k2}\dot{I}_a, \tag{43}$$

где

$$\dot{k} = -\frac{\alpha(Z_s + jx_1) + \alpha^2(Z_r + jx_2) - jx(\cos\beta + \sqrt{3}\sin\beta)}{(Z_s + jx_1) + (Z_r + jx_2) + j2x\cos\beta} \tag{44}$$

и

$$Z_{k2} = \frac{Z_s Z_r + jZ_s x_2 + jZ_r x_1}{(Z_s + jx_1) + (Z_r + jx_2) + j2x\cos\beta}. \tag{45}$$

Первый член равенства (43):

$$\dot{U}_{ao} = -\dot{k}\dot{U}_A. \tag{46}$$

определяет вторичное напряжение при холостом ходе ($I_a = 0$), а второй член:

$$\Delta\dot{U}_a = Z_{k2}\dot{I}_a \tag{47}$$

определяет падение вторичного напряжения при нагрузке, причем комплекс Z_{k2} представляет сопротивление короткого замыкания регулятора, отнесенное к вторичной стороне, а $\dot{k}$ — «коэффициент трансформаций напряжений» при холостом ходе.

Величины $\dot{k}$ и Z_{k2} согласно (44) и (45) зависят от углового положения ротора регулятора. Экспериментально $\dot{k}$ может быть определен по опыту холостого хода как отношение

$$\dot{k} = -\frac{\dot{U}_{a0}}{\dot{U}_A},$$

а сопротивление Z_{k2} может быть определено экспериментально по опыту трехфазного короткого замыкания на первичной стороне при питании вторичной стороны симметричным напряжением — по фазному в системе звезды питающему напряжению и току на вторичной, питающей стороне:

$$Z_{k2} = \frac{\dot{U}_{2k}}{\dot{I}_a}.$$

Равенства (44) и (45) возможно значительно упростить без заметного ущерба для точности.

Действительно, сопротивления x_1, x_2 и x, соответствующие потоку в воздушном зазоре, во много раз больше Z_s и Z_r, которые соответствуют потокам рассеяния и активным сопротивлениям обмоток. Поэтому во всех практических случаях можно пренебречь: 1) в числителе равенства (44) и в знаменателях равенств (44) и (45) действительными составляющими Z_s и Z_r; и 2) в числителе равенства (45) произведением Z_sZ_r.

Введем, кроме того, коэффициент рассеяния:

$$\sigma_s = 1 + \frac{x_s}{x_1}, \quad \sigma_r = 1 + \frac{x_r}{x_2}$$

и примем:

$$\sigma_s \approx \sigma_r \approx \frac{\sigma_s + \sigma_r}{2} = \sigma,$$

так как σ_s и σ_r обычно весьма близки по величине.

Тогда вместо (44) и (45) получим:

$$\dot{k} = \frac{1}{2} + \sqrt{3}\,\xi \sin\beta - j\,\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{c^2 - 1}{c}\,\sigma\xi \qquad (48)$$

и

$$Z_{k2} = \frac{1}{c}(Z_s + c^2 Z_r)\,\xi, \qquad (49)$$

где

$$\xi = \frac{c}{\sigma(c^2 + 1) + 2c\cos\beta}. \qquad (50)$$

Для идеального регулятора $\sigma = 1$, $Z_s = Z_r = 0$ и $\xi = \eta$, и в этом случае поэтому $Z_{k2} = 0$, а для $\dot{k}$ получим приведенное ранее выражение.

Геометрическое место вторичного напряжения регулятора при холостом ходе $\dot{U}_{ao}$ по (46) и (48) отличается от окружности тем сильнее, чем больше σ отличается от единицы. Обычно коэффициент рассеяния находится в пределах $\sigma = 1{,}06 \div 1{,}10$.

На рис. 11 жирной линией изображено геометрическое место вторичного напряжения при холостом ходе

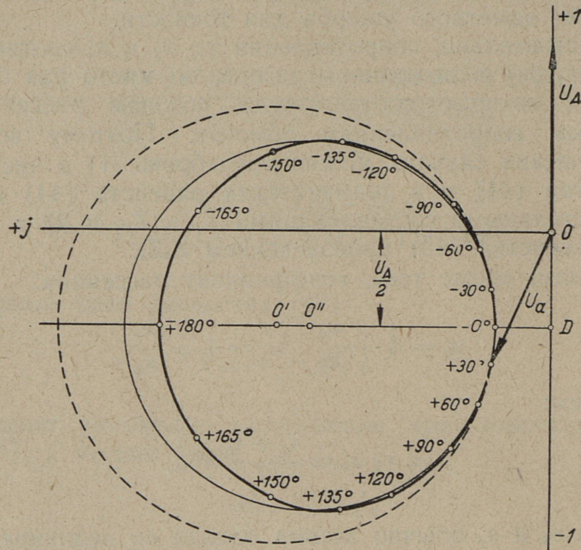

Рис. 11. Геометрическое место вторичного напряжения идеального регулятора с $c = 1$ и $\sigma = 1{,}07$.

для регулятора с $c = 2$ и $\sigma = 1{,}07$, вычисленное по (46) и (48). Как следует из (48), кривая эта симметрична относительно горизонтальной линии с координатами $-\frac{1}{2}\dot{U}_A,\ jO$.

На рис. 11 пунктирной линией изображена также окружность вторичного напряжения для идеального регулятора ($\sigma = 1$) с $c = 2$. Как видно из рис. 11, геометрическое место вторичного напряжения с учетом индуктивностей рассеяния обмоток ($\sigma \neq 1$) в большом диапазоне изменения угла β лишь сравнительно незначительно отличается от геометрического места идеального регулятора

($\sigma = 1$). Большее расхождение имеет место лишь при углах, близких к 180°, когда большое значение получают падения напряжения в индуктивностях рассеяния от намагничивающего тока вследствие значительного роста последнего. Однако, когда величина c сравнительно мало отличается от единицы, величину рабочей зоны угла β приходится ограничивать из-за явления насыщения, которое усиливается по мере увеличения угла β, и поэтому большее расхождение жирной и пунктирной кривых рис. 11 при углах β, близких к 180°, не имеет особого значения.

Величина

$$U_{aog} = -\left(\frac{1}{2} + \sqrt{3}\,\xi \sin\beta\right) U_A$$

определяет составляющую вторичного напряжения холостого хода по действительной оси координатной системы рис. 11.

Разность максимального и минимального значений U_{aog} дает максимальный раствор жирной кривой рис. 11 в направлении оси действительных. Как можно показать, разность эта равна:

$$D = \frac{2c\sqrt{3}}{\sqrt{\sigma^2(c^2+1) - 4c^2}}\,U_A. \qquad (51)$$

Диаметром, равной этой разности D, на рис. 12 проведена тонкая окружность с центром, расположенным таким образом, что пунктирная окружность касается жирной кривой в точке, соответствующей $\beta = 0$.

Как видно из рис. 11, тонкая окружность в зоне углов $-120° < \beta < 120°$ достаточно хорошо совпадает со сплошной кривой, и поэтому с достаточной точностью можно принять, что при учете индуктивностей рассеяния геометрическое место вторичного напряжения при холостом ходе в зоне рабочих углов β регулятора также представляет собою окружность.

6. ВНУТРЕННЯЯ МОЩНОСТЬ РЕГУЛЯТОРА.

Схема соединений обмоток регулятора рассматриваемого типа (рис. 2) вполне аналогична схеме автотрансформатора с соединением обмоток в треугольник.

В автотрансформаторах, как известно, энергия с первичной стороны на вторичную передается частично электрическим, а частично электромагнитным путем — через магнитное поле (электромагнитная или внутренняя мощность). Как и в автотрансформаторе, электромагнитные нагрузки регулятора, а следовательно и его габариты — определяются исключительно электромагнитной или внутренней мощностью, которая в общем случае отлична от мощности на вторичных зажимах, называемой ниже внешней мощностью. Величина электромагнитной мощности регулятора, естественно, при различных режимах работы различна и зависит от угла β поворота ротора относительно статора. В отличие от автотрансформатора, внутренняя мощность индукционного регулятора при определенных углах β может быть больше внешней мощности.

Назовем коэффициентом внутренней мощности индукционного регулятора отношение его кажущейся электромагнитной или внутренней мощности к кажущейся внешней мощности на вторичных зажимах. Найдем здесь коэффициент внутренней мощности регулятора рассматриваемого типа, причем для получения наиболее простых результатов не будем учитывать сопротивлений обмоток, а также потерь в стали.

Определим кажущуюся мощность одной фазы ротора через вторичную кажущуюся мощность на одну фазу.

Выберем фазу ротора в плече BC треугольника схемы рис. 2. Электромагнитная мощность этой фазы в комплексной форме равна:

$$\underset{\cdot}{P}'_r = \underset{\cdot}{U}_{r1}\hat{I}'_{r1}, \qquad (52)$$

где $\underset{\cdot}{U}_{r1}$ — напряжение на фазе ротора, а $\hat{I}'_{r1}$ — сопряженная величина комплекса нагрузочной составляющей тока в той же фазе. Действительная часть (52) представляет активную мощность фазы ротора, а мнимая — реактивную мощность.

Для плеча AB схемы рис. 2 имеем:

$$\underset{\cdot}{U}_{AB} = \underset{\cdot}{U}_{s3} + \underset{\cdot}{U}_{r3} = c\underset{\cdot}{U}_{r3}\varepsilon^{j\beta} + \underset{\cdot}{U}_{r3},$$

откуда напряжение на фазе ротора плеча AB:

$$\dot{U}_{r3} = \frac{\dot{U}_{AB}}{1 + c\varepsilon^{j\beta}}.$$

Выразим в этом равенстве напряжение $\dot{U}_{AB}$ через вторичное напряжение $\dot{U}_a$ в системе эквивалентной звезды, приняв во внимание зависимости:

$$\dot{U}_{AB} = (1 - \alpha^2)\,\dot{U}_A,\ \dot{U}_a = -\dot{k}\dot{U}_A.$$

Тогда получим:

$$\dot{U}_{r3} = -\frac{1 - \alpha^2}{\dot{k}} \cdot \frac{\dot{U}_a}{1 + c\varepsilon^{j\beta}}.$$

Напряжение на фазе ротора плеча BC равно:

$$\dot{U}_{r1} = \alpha^2 \dot{U}_{r3}.$$

Учитывая, что

$$(1 - \alpha^2)\,\alpha^2 = \alpha^2 - \alpha = -j\sqrt{3},$$

из приведенных соотношений получим:

$$\dot{U}_{r1} = \frac{j\sqrt{3}}{\dot{k}} \cdot \frac{\dot{U}_a}{1 + c\varepsilon^{j\beta}}. \qquad (53)$$

Согласно рис. 2 и равенству (30) сопряженный комплекс нагрузочной составляющей тока в интересующей нас фазе ротора равен:

$$\hat{I}'_{r1} = \frac{-c\varepsilon^{j\beta}}{1 + c\varepsilon^{j\beta}}\hat{I}_a. \qquad (54)$$

Приняв во внимание, что

$$\dot{P}_2 = \dot{U}_a \hat{I}_a$$

является комплексом вторичной мощности, на основании (52), (53) и (54) окончательно для мощности фазы ротора получим:

$$\dot{P}'_r = -\frac{j\sqrt{3}}{\dot{k}} \cdot \frac{c\varepsilon^{j\beta}}{(1 + c\varepsilon^{j\beta})^2}\dot{P}_2. \qquad (55)$$

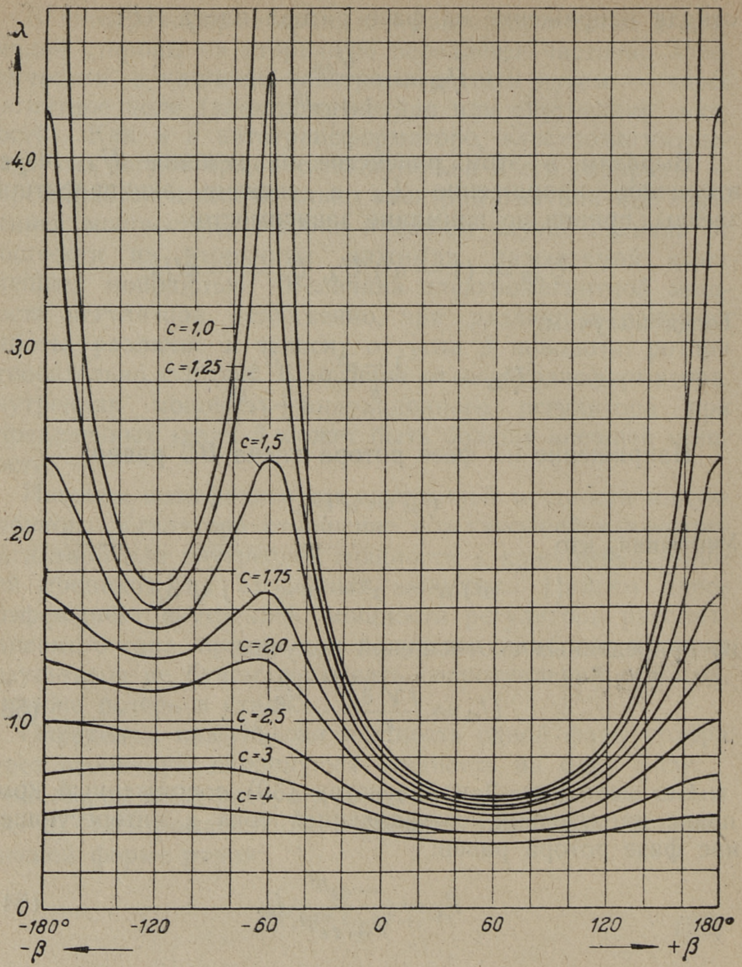

Рис. 12. Зависимости коэффициентов внутренней мощности регуляторов с различными c от угла β.

Нетрудно показать, что для мощности фазы статора P_s' получается то же выражение, но с противоположным знаком, т. е. электромагнитные мощности фаз статора и ротора равны по величине и противоположны по знаку, как это следует и из простых физических соображений.

Электромагнитные нагрузки обмоток определяются кажущимися мощностями, т. е. модулем (55):

$$P' = \frac{\sqrt{3}}{k} \cdot \frac{c}{c^2 + 2c\cos\beta + 1} P_2 = \frac{\sqrt{3}\eta}{k} P_2, \tag{56}$$

где k — модуль коэффициента трансформации напряжений (или нагрузочных токов) идеального регулятора.

Для коэффициента внутренней мощности регулятора $\lambda = P' : P_2$ на основании (56) получим:

$$\lambda = \frac{\sqrt{3}\eta}{k}. \tag{57}$$

На рис. 12 изображены кривые зависимости коэффициента внутренней мощности λ от угла β для нескольких значений c. При $\lambda > 1$ внутренняя мощность регулятора больше внешнего.

7. МЕХАНИЧЕСКИЙ МОМЕНТ РЕГУЛЯТОРА.

Механический момент вращения, действующий на ротор, пропорционален электромагнитной мощности, передаваемой через магнитное поле воздушного зазора.

В отличие от регулятора обычного типа, механический момент в регуляторе рассматриваемого типа возникает также под воздействием намагничивающего тока, так как угол сдвига фаз между э. д. с. ротора и намагничивающим током $\frac{\pi}{2} - \gamma \neq \frac{\pi}{2}$.

Момент от намагничивающего тока равен:

$$M_0 = -\frac{3pU_rI_\mu}{\omega}\cos\left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right) = -\frac{3^2p}{\omega} \cdot \frac{\eta^2}{c} \cdot \frac{U_A^2}{x_2}\sin\beta, \tag{58}$$

где ω — угловая частота тока, а p — число пар полюсов.

Величину механического момента M' от нагрузочных составляющих токов получим, умножив (55) на $\frac{3p}{\omega}$ и выделив действительную составляющую:

$$M' = \frac{3p}{\omega} Re\left[\frac{jc\sqrt{3}\varepsilon^{j\beta}}{k(1 + c\varepsilon^{j\beta})^2} P_2\right]. \tag{59}$$

Знаки в (58) и (59) выбраны таким образом, чтобы положительные моменты действовали в сторону увеличения угла β.

При $c=1$ вместо (59) получим:

$$M' = -\frac{p3\sqrt{3}}{\omega} \cdot \frac{P_{2r}}{1+\cos\beta+\sqrt{3}\sin\beta}, \qquad (60)$$

где P_{2r} — реактивная вторичная мощность.

Таким образом, при $c=1$ активная нагрузка не создает вращающего момента, что также является преимуществом регулятора рассматриваемого типа.

8. СРАВНЕНИЕ РЕГУЛЯТОРОВ.

Регулирование величины напряжения переменного тока в заданных пределах может быть достигнуто регуляторами обеих схем соединения: рис. 1 и 2.

Когда требуется постоянство фазы вторичного напряжения относительно первичного, явное преимущество имеет регулятор по схеме рис. 2 при $c=1$. Некоторое, небольшое изменение фазы вторичного напряжения, происходящее за счет падений напряжений в обмотках, может быть отчасти скомпенсировано выбором значения c, слегка отличающегося от единицы.

Когда при регулировании вторичного напряжения фаза его не имеет значения, предпочтение необходимо оказать тому типу регулятора, габаритная или внутренняя мощность которого будет наименьшей.

Можно показать, что для регулятора обычного типа коэффициент внутренней мощности равен:

$$\lambda_\lambda = \frac{c_\lambda}{k_\lambda}, \qquad (61)$$

где c_λ — отношение чисел витков последовательной и параллельной обмоток, а k_λ — отношение вторичного напряжения к первичному.

Выбрав для регулятора обычного типа минимальное значение c_λ и для регулятора рассматриваемого типа наиболее близкое к единице значение c, обеспечивающие регулирование напряжения в заданных пределах, необходимо сопоставить значения их внутренних мощностей, пользуясь соотношениями (57) и (61). Более выгодным является применение регулятора с меньшей внутренней мощностью.

В общем можно сказать, что регулятор рассматриваемого типа наиболее приспособлен для регулирования

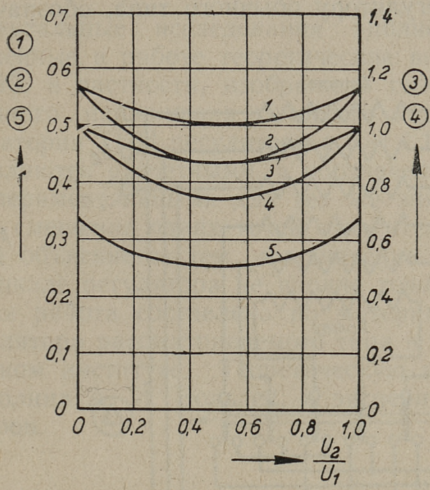

Рис. 13. Сравнение индукционных регуляторов двух типов при пределах регулирования $U_2 = (0 \div 1{,}0)\ U_1$.

1 — отношение нагрузочных токов в обмотках $\frac{I'_{s_1 r}}{I'_{s_1 r\lambda}}$

2 — отношение внутренних мощностей

$$\frac{\lambda}{\lambda_\lambda} = \frac{P'}{P'_\lambda}$$

3 — отношение магнитных потоков $\frac{\Phi}{\Phi_\lambda}$

4 — отношение намагничивающих токов $\frac{I_\mu}{I_{\mu\lambda}}$

5 — отношение сопротивлений короткого замыкания $\frac{z_{k2}}{z_{k2\lambda}}$

Ординаты кривых *1*, *2* и *5* отсчитываются по левой шкале, а кривых *3* и *4* — по правой шкале.

напряжения в области $U_2 = 0{,}5U_1 \pm \Delta U$, а регулятор обычного типа в области $U_2 = U_1 \pm \Delta U$, где ΔU — половина ширины полосы регулирования вторичного напряжения.

Рис. 13 иллюстрирует свойства регуляторов обоих типов при регулировании напряжения в пределах $U_2 = (0 \div 1{,}0)\,U_1$ при $c = c_\lambda = 1$, причем величины, относящиеся к регулятору обычного типа, обозначены индек-

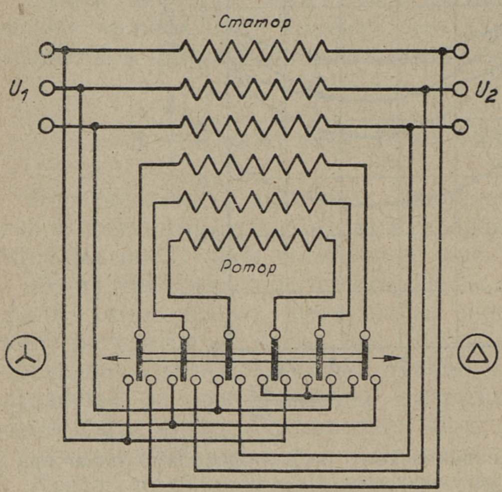

Рис. 14. Схема переключения регулятора со схемы рис. 2 на схему рис. 1.

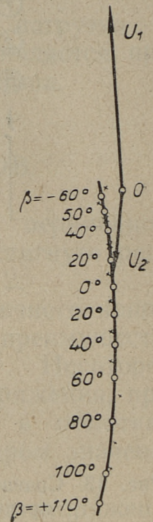

Рис. 15. Геометрическое место вторичных напряжений регулятора с $c = 1{,}19$ при холостом ходе.

сом λ. В этом случае один регулятор может быть получен из другого простым пересоединением обмоток и кривые 3, 4 и 5 относятся именно к этому случаю. В указанном диапазоне регулирования явные преимущества имеет регулятор рассматриваемого типа. При необходимости регулирования напряжения в пределах $U_2 = (0 \div 2{,}0)\,U_1$ можно также использовать регулятор с $c = c_\lambda = 1$ и, пользуясь схемой переключения рис. 14, при $U_2 < U_1$ работать по схеме рис. 2, а при $U_2 > U_1$ — по схеме рис. 1. При этом в диапазоне $U_2 < U_1$ по схеме рис. 2

можно допустить значительно большую нагрузку, чем это было бы допустимо при работе по схеме рис. 1.

Можно показать, что регулятор рассматриваемого типа имеет преимущества перед регулятором обычного типа также в ряде других случаев. В частности при регулировании вторичного напряжения с нуля это имеет место при высшем пределе вторичного напряжения $U_2 \leqslant 1{,}4\, U_1$.

Экспериментальные исследования вполне подтверждают полученные в работе теоретические выводы.

На рис. 15, в частности, изображено геометрическое место вторичного напряжения холостого хода испытанного в лаборатории ТПИ регулятора с $c = 1{,}19$, где жирные точки являются расчетными, а обозначенные крестиками — экспериментальными для тех же значений угла β. Некоторое смещение одних точек относительно других вдоль кривой объясняется тем, что значение $\beta = 0$ было указано на шкале регулятора не вполне точно.

Настоящая работа составлена по материалам исследования регулятора рассматриваемого типа в Таллинском политехническом институте. Теоретическую часть исследования выполнил А. И. Вольдек, а экспериментальную — А. Ф. Кроон.

ЛИТЕРАТУРА.

1. А. И. Вольдек. Индукционный регулятор с соединением обмоток статора и ротора в общий треугольник. Электричество, 1949, № 7.
2. М. П. Костенко. Электрические машины, специальная часть. Госэнергоиздат, 1949.
3. Р. Рихтер. Электрические машины, т. IV. ОНТИ, 1939.

Редактор С. Буачидзе.
Технический редактор Х. Коху.
Корректоры Х. Пеел и И. Рамми.

Сдано в набор 12. VIII 1952. Подписано к печати 3. X 1952. Тираж 800. Бумага 54×84, 1/16. Печатных листов 2,5. По формату 60×92 печатных листов 2,05. Учетно-издательских листов 1,41. МВ-19 104. Типография „Ханс Хейдеман“, Тарту, Валликраави 4. Заказ № 3027.

Цена руб. 1.—