

РЕЗОНАНСНЫЙ ТРЕХФАЗНЫЙ УТРОИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ

А. И. ЗАЙЦЕВ, Я. В. ПЕТРОВ

(Представлено доктором технических наук И. Д. Кутявиным)

Для питания ручного инструмента, а также индукционного нагрева требуются преобразователи частоты. Электрифицированный ручной инструмент, работающий на повышенной частоте, значительно облегчается по сравнению с таким же инструментом, работающим на промышленной частоте. Особенно важное значение облегченный инструмент имеет для угольной и лесной промышленности. Источниками повышенной частоты могут быть электромашинные преобразователи частоты, синхронные генераторы повышенной частоты и статические преобразователи.

Вращающиеся преобразователи по сравнению со статическими имеют преимущества, которые в основном состоят в хорошей форме кривой напряжения и относительно простой регулировке напряжения повышенной частоты. Однако вращающиеся преобразователи имеют и серьезный недостаток, заключающийся в наличии движущихся частей, что снижает в значительной степени надежность.

Несмотря на ряд ценных достоинств статических электромагнитных умножителей частоты — простота конструкции, дешевизна, высокая надежность и др., они еще не нашли распространения на практике из-за низкого коэффициента мощности (0,2—0,3), мягкой внешней характеристики и трудности регулирования напряжения повышенной частоты. Еще более сложной является задача получения трехфазных токов повышенной частоты. Так, для получения трехфазного тока утроенной частоты по классической схеме необходимо девять однофазных трансформаторов.

Установка при этом получается громоздкой. В настоящее время имеется ряд схем, с помощью которых можно получать утроенную частоту с меньшим числом трансформаторов [1] путем применения четырех-, пятистержневых трансформаторов и т. д.

Утроенную частоту можно получить, если для этой цели использовать явление в феррорезонансном контуре. Схема предлагаемого утроителя показана на рис. 1. При соответствующем подборе параметров схемы можно добиться компенсации основной гармоники тока во внешней цепи, и через трансформатор 1 будет протекать в основном ток тройной частоты. Мгновенное значение тока во внешней цепи будет равно разности мгновенных значений токов, протекающих через емкость 2 и дроссель насыщения 3. Вольтамперные характеристики такого контура даны на рис. 2. Для получения большего выхода тройной

частоты необходимо, чтобы рабочее напряжение было бы больше напряжения резонанса. Форма и фаза изменения внешнего тока зависят от величины подводимого напряжения к контуру. При достижении напряжения, равного напряжению резонанса, мгновенное значение тока во внешней цепи равно нулю. При дальнейшем увеличении напряжения фаза внешнего тока изменяется, а амплитуда его будет определяться амплитудным значением подводимого напряжения.

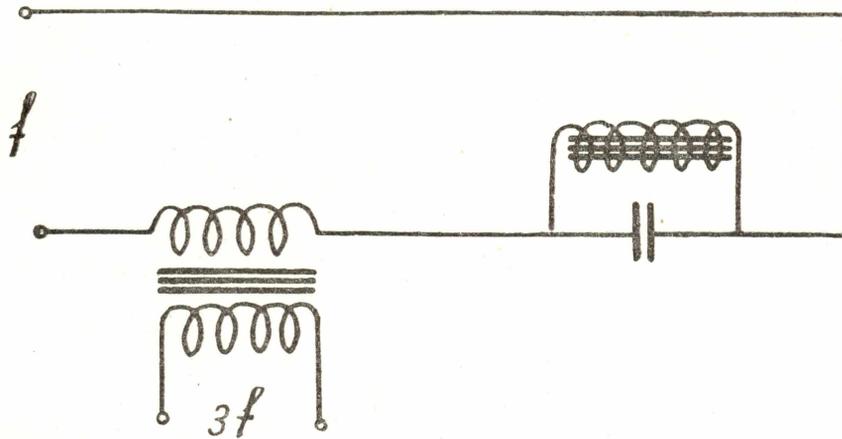


Рис. 1.

Таким образом, за счет суммирования токов в емкости и дросселе внешний ток будет изменяться с тройной частотой. Рассмотрим некоторые соотношения, характеризующие работу такого преобразователя. Основным показателем работы утроителя является ток трой-

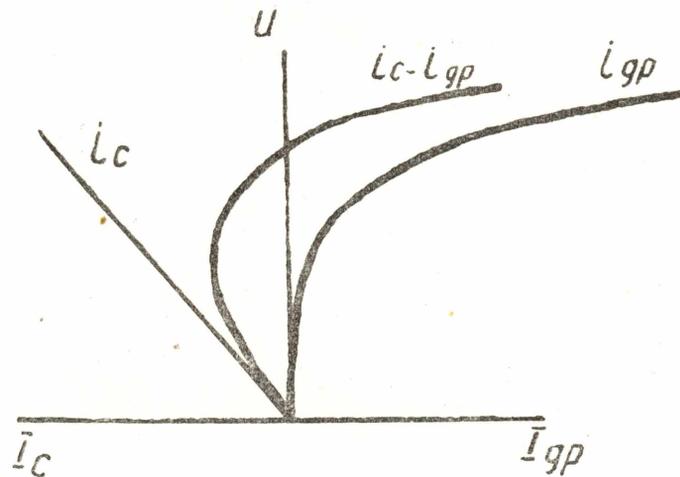


Рис. 2.

ной частоты во внешней цепи. Мгновенное значение тока во внешней цепи определится геометрической разностью токов конденсатора i_c и дросселя i_{dp}

$$i_{вн} = i_c - i_{dp}$$

Определим выражение тока в дросселе насыщения. Ввиду того, что кривая намагничивания является нелинейной, необходимо представить ее в виде некоторой аналитической зависимости. Одно из известных уравнений кривой намагничивания является уравнение вида

$$AW = \alpha \cdot Sh \beta B.$$

Величины α и β определяются из условия пересечения выбранной аналитической кривой с действительной кривой намагничивания в двух точках с координатами B_1, AW_1 , и B_2, AW_2 [3, 4] (рис. 3).

Для определения коэффициентов, входящих в приближенное уравнение кривой намагничивания, имеем два уравнения

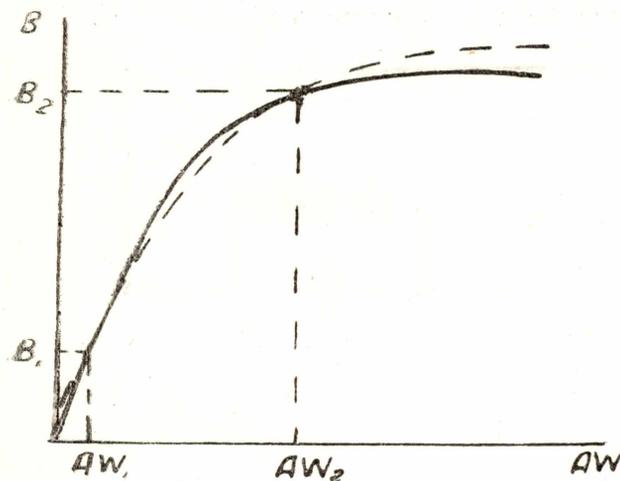


Рис. 3.

$$AW_1 = \alpha \operatorname{Sh} \beta B_1.$$

$$AW_2 = \alpha \operatorname{Sh} \beta B_2.$$

Отсюда получаем, что

$$\frac{AW_2}{AW_1} = \frac{\operatorname{Sh} \beta B_2}{\operatorname{Sh} \beta B_1}.$$

В интересующей нас области можно считать, что

$$\frac{\operatorname{Sh} \beta B_2}{\operatorname{Sh} \beta B_1} \approx e^{\beta(B_2 - B_1)},$$

откуда

$$\beta = \frac{\ln \left(\frac{AW_2}{AW_1} \right)}{B_2 - B_1}.$$

Далее имеем

$$\begin{aligned} AW &= AW_1 \frac{\operatorname{Sh} \beta B}{\operatorname{Sh} \beta B_1} = \\ &= AW_1 \frac{e^{\frac{\beta B}{B_2 - B_1} \ln \left(\frac{AW_2}{AW_1} \right)} - e^{-\frac{\beta B}{B_2 - B_1} \ln \left(\frac{AW_2}{AW_1} \right)}}{e^{\frac{\beta B_1}{B_2 - B_1} \ln \left(\frac{AW_2}{AW_1} \right)} - e^{-\frac{\beta B_1}{B_2 - B_1} \ln \left(\frac{AW_2}{AW_1} \right)}}. \end{aligned}$$

Обозначим

$$\frac{B_2}{B_1} = \kappa \text{ и } \frac{AW_2}{AW_1} = e^s \text{ или } s = \ln \frac{AW_2}{AW_1}.$$

Тогда

$$AW = AW_1 \frac{\operatorname{Sh} \left[\frac{s \cdot B}{B_1(\kappa - 1)} \right]}{\operatorname{Sh} \left(\frac{s}{\kappa - 1} \right)}.$$

С целью упрощения решения, пренебрегаем активными потерями в стали, остаточным магнетизмом и потоками рассеяния. Составим уравнения электрического и магнитного равновесия.

Уравнение электрического равновесия

$$W_a \frac{d\Phi}{dt} = U_{\max} \sin(\omega t + \psi). \quad (1)$$

Уравнение магнитного равновесия

$$iW_a = \frac{AW_1}{Sh\left(\frac{s}{\kappa-1}\right)} l_{cp} Sh \left[\frac{s \cdot \Phi}{(\kappa-1) g_c \cdot B_1} \right], \quad (2)$$

где W_a — число витков в обмотке переменного тока;
 g_c — полезное сечение магнитопровода;
 l_{cp} — средняя длина магнитопровода.
 Интегрируем уравнение (1)

$$\int_0^t d\Phi = \int_0^t \frac{U_{макс}}{W \cdot \omega} \sin(\omega t + \psi) d(\omega t),$$

$$\Phi_t = \Phi_0 - \frac{U_{макс} \cdot \cos(\omega t + \psi)}{W \cdot \omega} + \frac{U_{макс}}{W \cdot \omega} \cos \psi.$$

Для установившегося режима постоянный член равен нулю. Этому соответствует значение $\psi = \frac{\pi}{2}$. Значением Φ_0 мы условились пренебречь.

При условии $\psi = \frac{\pi}{2}$

$$\Phi = - \frac{U_{макс} \cdot \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)}{W \cdot \omega} = \frac{U_{макс} \cdot \sin \omega t}{W \omega}.$$

Подставим значение Φ в уравнение (2)

$$iW = \frac{AW_1}{Sh\left(\frac{s}{\kappa-1}\right)} l_{cp} Sh \left[\frac{S \cdot U_{макс} \cdot \sin \omega t \cdot 10^8}{(\kappa-1) g_c \cdot B_1 \cdot W \cdot \omega} \right]. \quad (3)$$

Обозначим

$$Q = \frac{S \cdot U_{макс} \cdot 10^8}{(\kappa-1) g_c B_1 \cdot W \cdot \omega}.$$

Перепишем последнее уравнение

$$iW = \frac{AW_1}{Sh\left(\frac{s}{\kappa-1}\right)} l_{cp} Sh [Q \cdot \sin \omega t].$$

Известно, что

$$Sh [Q \sin \omega t] = \frac{e^{-Q \sin \omega t} - e^{-Q \sin \omega t}}{2}.$$

Оба экспоненциальных члена являются периодическими функциями и могут быть изображены рядами Фурье

$$\begin{aligned}
 e^{Q \sin \omega t} &= \sum_{-\infty}^{+\infty} I_n(jQ) e^{-jn\omega t} = \\
 &= \sum_{-\infty}^{+\infty} [I_n(jQ) \cos n\omega t - jI_n(Q) \sin n\omega t],
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

$$\begin{aligned}
 e^{-Q \sin \omega t} &= \sum_{-\infty}^{+\infty} I_n(jQ) e^{jn\omega t} = \\
 &= \sum_{-\infty}^{+\infty} [I_n(jQ) \cos n\omega t + jI_n(Q) \sin n\omega t].
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Коэффициенты рядов $I_n(jQ)$ суть Бесселевы функции. При четных n они будут действительными величинами, а при нечетных — чисто мнимыми. Разность рядов (4) и (5) зависит от времени нечетным образом, а потому косинусоидальные члены сократятся и тогда

$$Sh(Q \sin \omega t) = -j \sum_{-\infty}^{+\infty} I_n(jQ) \sin n\omega t.$$

Вследствие того, что левая часть является действительной величиной, то в правой части сократятся члены с четным индексом [4].

Если учесть, что

$$I_{-n}(Q) = (-1)^n I_n(Q),$$

то будем иметь

$$Sh(Q \sin \omega t) = -2j \sum_0^{\infty} I_{2n+1}(jQ) \sin [(2n+1)\omega t].$$

Полученное уравнение подставим в уравнение (3)

$$iW = 2 \frac{AW_1}{Sh\left(\frac{s}{\kappa-1}\right)} l_{cp} \sum_0^{\infty} -jI_{2n}(jQ) \sin [(2n+1)\omega t]. \tag{6}$$

Из свойств функций Бесселя имеем, что произведения

$$-jI_1(jQ); \quad -jI_5(jQ); \quad -jI_9(jQ) \text{ — положительные,}$$

$$-jI_3(jQ); \quad -jI_7(jQ) \text{ — отрицательны.}$$

Подставив в уравнение (6) все значения, получим величину тока намагничивания дросселя насыщения

$$i_{gp} = 2 \frac{AW_1 l_{cp}}{WSh \left[\frac{\ln \frac{AW_2}{AW_1}}{\frac{B_2}{B_1} - 1} \right]} \times$$

$$\times \sum_0^{\infty} \left\{ -jI_{2n+1} \left[j \frac{\ln \frac{AW_2}{AW_1} U_{\max} \cdot 10^8}{\left(\frac{B_2}{B_1} - 1 \right) g_c \omega B_1 W} \right] \sin(2n+1) \omega t \right\}.$$

По последнему уравнению мы можем определить все гармонические составляющие тока в дросселе.

Первая гармоника тока дросселя

$$i_{1gp} = 2 \frac{AW_1 l_{cp}}{WSh \left[\frac{\ln \frac{AW_2}{AW_1}}{\frac{B_2}{B_1} - 1} \right]} jI_1 \left[\frac{\ln \frac{AW_2}{AW_1} U_{\max} \cdot 10^8}{\left(\frac{B_2}{B_1} - 1 \right) g_c \omega B_1 W} \right] \sin \omega t.$$

Третья гармоника тока дросселя

$$i_{3dp} = -2 \frac{AW_1 l_c}{WSh \left[\frac{\ln \frac{AW_2}{AW_1}}{\frac{B_2}{B_1} - 1} \right]} jI_3 \left[j \frac{\ln \frac{AW_2}{AW_1} U_{\max} \cdot 10^8}{\left(\frac{B_2}{B_1} - 1 \right) g_c \omega B_1 W} \right] \sin 3 \omega t.$$

Пятая гармоника тока дросселя

$$i_{5dp} = 2 \frac{AW_1 l_{cp}}{WSh \left[\frac{\ln \frac{AW_2}{AW_1}}{\frac{B_2}{B_1} - 1} \right]} jI_5 \left[j \frac{\ln \frac{AW_2}{AW_1} U_{\max} \cdot 10^8}{\left(\frac{B_2}{B_1} - 1 \right) g_c \omega B_1 W} \right] \sin 5 \omega t.$$

и т. д.

Фазовые сдвиги первой, пятой, девятой и т. д. гармоник относительно индукции равны нулю, а фазовые сдвиги третьей, седьмой и т. д. гармоник относительно индукции равны 180° (отстающий сдвиг фаз). При пренебрежении гистерезисом можно построить графически изменение тока в дросселе. Такой график представлен на рис. 4.

Ввиду того, что в дросселе насыщения наводятся нечетные гармонические э. д. с., а приложенное напряжение источника не содержит высших гармоник, то можно составить второе уравнение Кирхгофа, исходя из схемы замещения, представленной на рис. 5а и б. Как известно, индуктивное сопротивление с увеличением частоты увеличивается, а

сопротивление конденсатора уменьшается во столько раз, во сколько увеличивается частота. За счет наличия э. д. с. высших гармонических составляющих в дросселе ток в конденсаторе не будет синусоидальным. Высшие гармоники тока, протекая через конденсатор, иска-

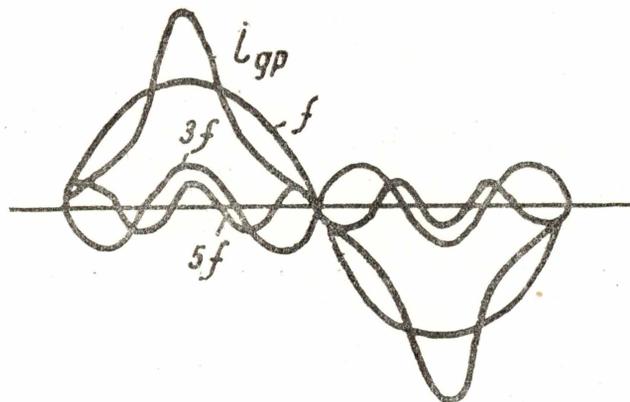


Рис. 4.

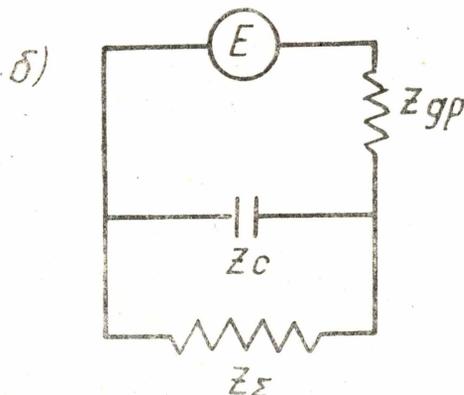
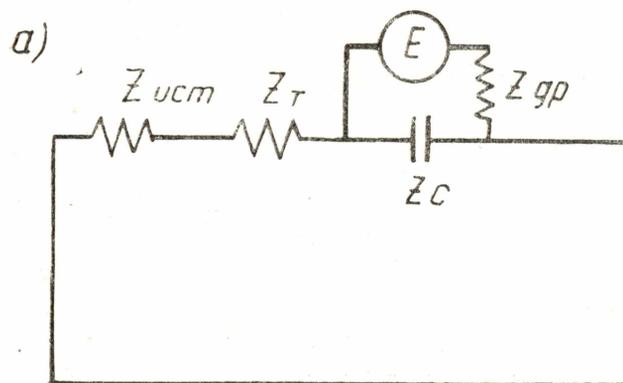


Рис. 5.

зят форму тока. Учитывая это положение, можно построить график изменения тока в конденсаторе. Аналогично дросселю будем иметь фазу тока пятой и девятой гармоник, равной нулю по отношению основной гармонике, а фазовые сдвиги третьей и седьмой отно-

сительно основной гармонике равным 180° (отстающий сдвиг фаз). Получаемая при этом форма тока в конденсаторе представлена на рис. 6 и осциллограмме рис. 7.

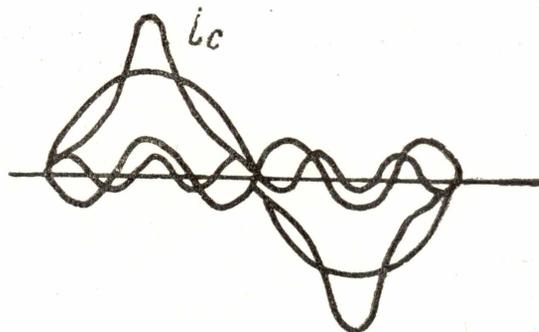


Рис. 6.

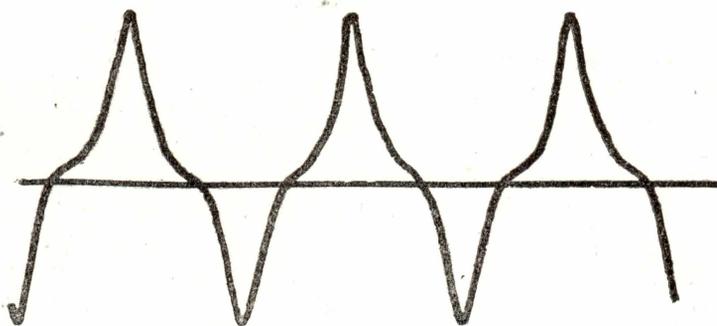


Рис. 7.

Величина тока высшей гармонической составляющей, протекающей через конденсатор, может быть определена по уравнению, когда известна э. д. с.,

$$i_{c(2n+1)} = E_{(2n+1)} (2n+1) \omega c,$$

а когда э. д. с. определить нельзя

$$i_{c(2n+1)} = i_{dp(2n+1)} \frac{(2n+1) \omega L_{\Sigma}}{(2n+1) \omega L_{\Sigma} + \frac{1}{(2n+1) \omega c}},$$

где L_{Σ} — суммарная индуктивность во внешней цепи,

$i_{dp(2n+1)}$ — ток высшей гармонической составляющей в дросселе.

По мере увеличения частоты ток через конденсатор увеличивается. Поэтому можно считать, что через внешнюю цепь будет протекать в основном ток тройной частоты. Этот ток будет равен разности токов в дросселе насыщения и конденсаторе.

При протекании этого тока через трансформатор утроенной частоты во вторичной обмотке будет наводиться э. д. с. тройной частоты, как это показано на осциллограмме рис. 8.

Поддержание постоянства э. д. с. может быть осуществлено изменением тока, протекающего через трансформатор повышенной частоты. Это достигается либо путем изменения подведенного напряжения

к контуру, либо путем изменения индуктивности дросселя насыщения посредством подмагничивания этого дросселя постоянным током. В обоих случаях э. д. с. утроенной частоты в дросселе увеличивается. Наличие высших гармоник приводит к искажению э. д. с. тройной частоты, что является недостатком.

Для получения трехфазной э. д. с. тройной частоты необходимо принять специальные меры. Для этого достаточно получить двух-

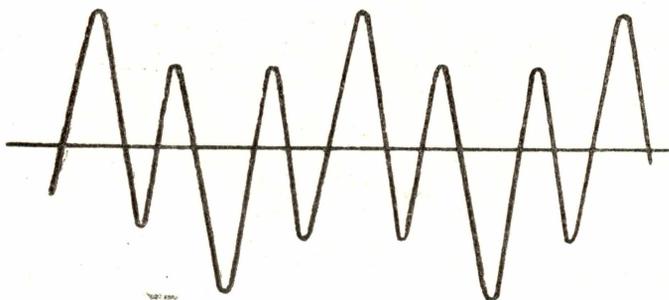


Рис. 8.

фазную систему напряжений со сдвигом на 90° а затем по известной схеме Скотта получить трехфазную систему. Сдвиг на 90° системы утроенной частоты можно получить, если один контур подключить на линейное напряжение, а другой — к свободной фазе и нулю. Преобразование двухфазной системы в трехфазную можно совместить с трансформаторами утроенной частоты, если вторичную обмотку одного из трансформаторов сделать с выводом средней точки и соединить вторичные обмотки по схеме, представленной на рис. 9.

С целью выравнивания нагрузки во всех фазах желательно делить вторичную обмотку того трансформатора, который включен с контуром на линейное напряжение. Для получения симметричной системы напряжений утроенной частоты необходимо, чтобы на-

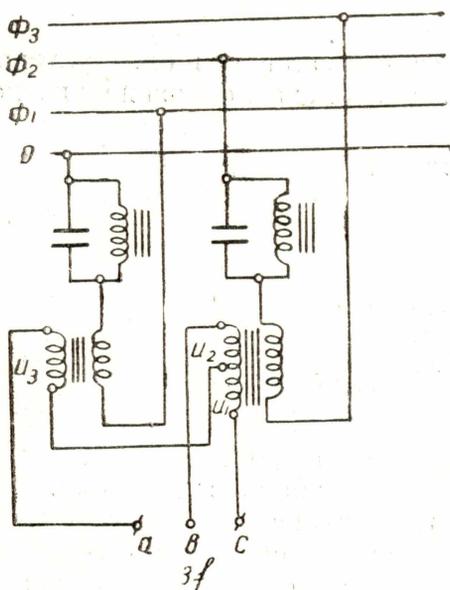


Рис. 9.

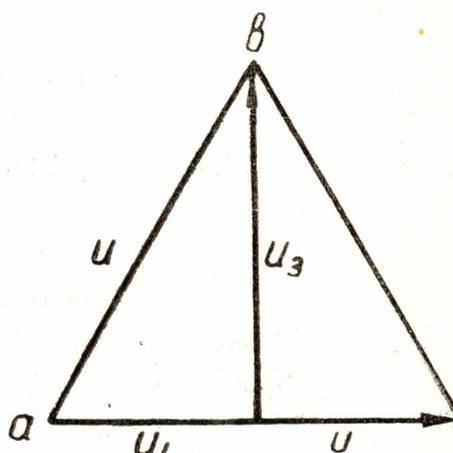


Рис. 10.

пряжение U_3 на рис. 9 было больше напряжений U_1 и U_2 в $\sqrt{3}$ раз, как это видно из векторной диаграммы рис. 10

$$U_3 = \sqrt{3} U_1 = \sqrt{3} U_2.$$

По сравнению с существующими схемами преобразователей частоты предлагаемая схема имеет ряд преимуществ, которые состоят в следующем.

1. Источники питания совершенно разгружены от протекания по ним больших токов намагничивания дросселей, как это имеет место в известных схемах. Через источники питания будет протекать только ток повышенной частоты.

2. Коэффициент мощности по основной частоте такого преобразователя приближается к единице по сравнению 0,2—0,3 существующих трансформаторных преобразователей.

3. При замене обычных дросселей насыщения дросселями с подмагничиванием можно производить относительно просто регулирование напряжения повышенной частоты.

4. Получение трехфазного тока повышенной частоты достигается всего лишь двумя контурами и двумя трансформаторами повышенной частоты.

5. За счет отсутствия тока основной частоты во внешней цепи (цепи источника питания) к. п. д. такого преобразователя будет выше обычных трансформаторных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Котария А. А. Магнитно-насыщенные трансформаторы в качестве умножителей частоты. Автореферат диссертации, Тбилиси, 1951.
2. Осовец С. М. Проектирование и расчет дросселей насыщения. Электричество, № 5, 1948.
3. Бессонов Л. А. Электрические цепи со сталью. ГЭИ, 1948.
4. Уиттекер и Ватсон. Курс современного анализа, часть II, ГТИ, 1934.