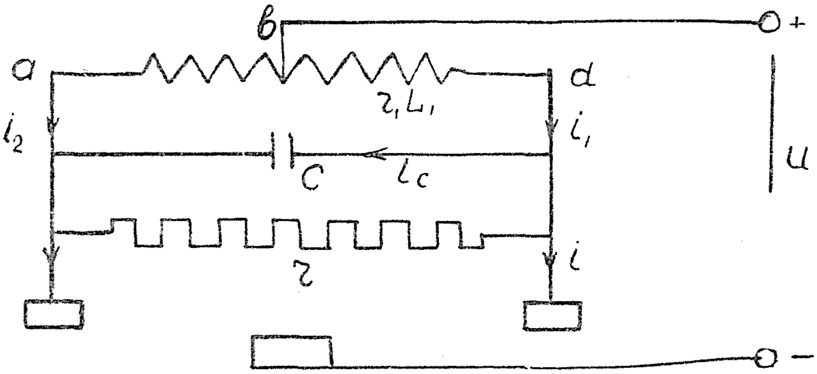
ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
Том 76 ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА 1954 г.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА В ОДНОФАЗНЫЙ ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТЫ

И. Г. КУЛЕЕВ

Одним из существенных недостатков асинхронных двигателей с коротко-замкнутым ротором является отсутствие экономически выгодного способа регулирования скорости. Метода плавного регулирования скорости этих двигателей до настоящего времени еще не найдено.

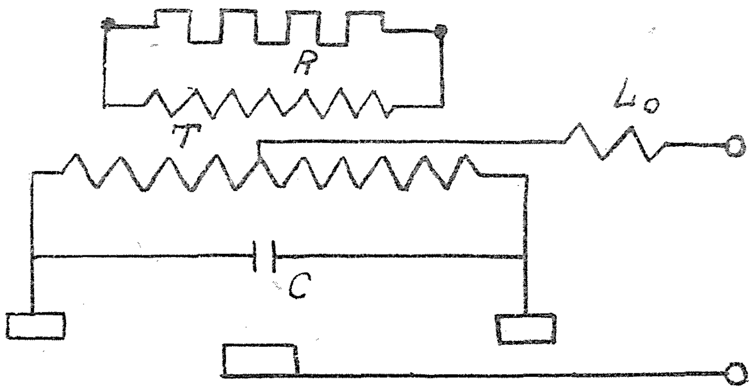
Ступенчатое регулирование путем увеличения числа обмоток на статоре приводит к значительному снижению косинуса фи и к.п.д. двигателя при увеличенных габаритах. В связи с этим поиски экономически выгодного способа преобразования частоты для регулирования скорости асинхронных двигателей с коротко-замкнутым ротором являются весьма важной задачей. Он мог бы успешно конкурировать со способом генератор-двигатель, применяемым в настоящее время на продольно-строгальных станках. Несомненно, он был бы более выгодным, чем многоскоростные



Фиг. 1

асинхронные двигатели, нашедшие некоторое распространение в настоящее время также на станках. В последнее время находят себе распространение установки повышенной частоты ($300 \div 1000$) пер/сек. Такой частотой питаются электродвигатели пил, применяемые в лесоразработках. В шахтах также желательно иметь для питания электросверл частоту в пределах названной, так как при повышенной частоте габариты ручного сверла становятся меньшими. Приведенными примерами не исчерпываются народнохозяйственные потребности в преобразователях частоты.

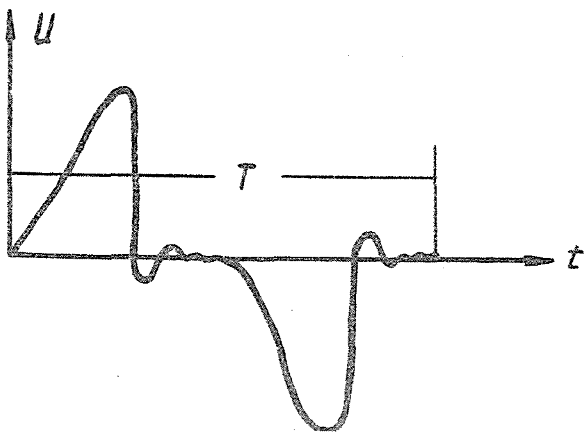
В настоящей работе рассматривается процесс преобразования частоты по схеме, представленной на фиг. 1. Здесь ab и bd—дроссели, связанные своими концами, r_1—активное сопротивление дросселя, L_1—индуктивность его, C—емкость, r—нагрузочное активное сопротивление, U—напряжение источника постоянного тока. Предлагаемая схема самовозбуждающегося инвертора имеет следующие преимущества перед схемой, представленной на фиг. 2, нашедшей в настоящее время распространение. В схеме фиг. 2 имеется дроссель L_0 и трансформатор T, в схеме фиг. 1—только дроссель. По стоимости трансформатор дороже дросселя. При переходных режимах трансформатора токи, обусловленные нагрузкой, протекают в соответствии с постоянной времени полей рассеяния. Эта постоянная времени, несомненно, меньше постоянной времени дросселя, для которого она связана



Фиг. 2

с полным потоком. Увеличение постоянной времени весьма благоприятно отражается на коммутации: чем она больше, тем медленнее нарастание тока анода.

При преобразовании постоянного тока в переменный по схеме фиг. 1 или 2 синусоидальное напряжение на выходе получится в том случае, когда частота собственных колебаний контура и частота напряжения, пода-



Фиг. 3

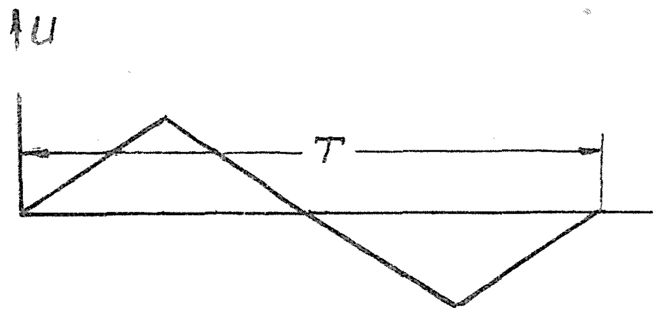
ваемого на сетку, будут равны. При частоте напряжения на сетке большей частоты собственных колебаний контура получается пикообразная форма кривой на сопротивлении r (фиг. 3).

При частоте напряжения на сетке меньшей частоты собственных колебаний контура получается треугольная форма кривой напряжения на выходе, подобная приведенной на фиг. 4.

При индуктивности дросселя большей, чем индуктивность рассеяния трансформатора, потребуется меньшая емкость колебательного контура, чтобы получить промышленную частоту, так как собственная частота контура определяется по формуле:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}. \qquad (1)$$

Уменьшение емкости контура дополнительно удешевит установку. Индуктивность L_0—в схеме автора не требуется, так как индуктивность дросселя ab достаточна для того, чтобы получить при небольшой емкости промышленную частоту и синусоидальное напряжение на выходе.



Фиг. 4

В схеме автора предусмотрены 2 дросселя ab и bd, между которыми имеется только электрическая связь, что устраняет магнитное влияние левой части на рабочий процесс правой части схемы. Магнитная независимость половин схемы, с одной стороны, упрощает явления, происходящие в схеме, а с другой стороны, приводит к более синусоидальной форме кривой напряжения.

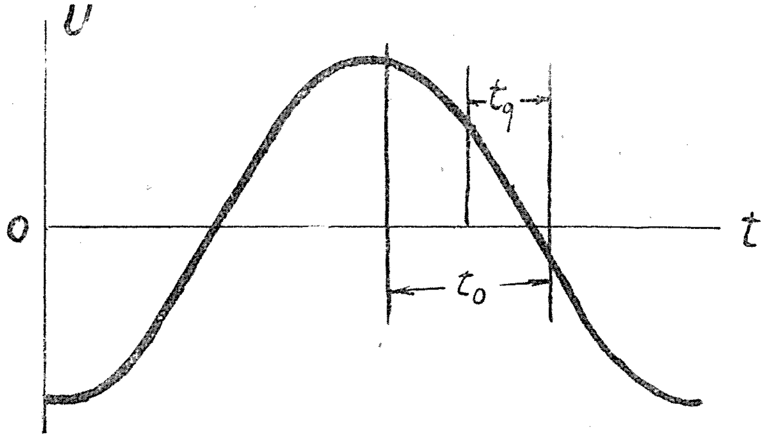
Кроме того, по схеме фиг. 1 предусмотрено плавное регулирование частоты выходного напряжения в широких пределах.

Подсчет емкости конденсатора

Как известно, ионные управляемые вентили обладают следующими свойствами: после погасания дуги сетка вентиля восстанавливает свое управляющее действие не мгновенно, а спустя некоторый промежуток времени, определяемый процессом деионизации межэлектронного пространства. Этот промежуток времени принято называть временем деионизации и обозначать $t_д$. Наличие времени деионизации вызывает необходимость не только погашать горящий вентиль, но и в течение определенного промежутка времени препятствовать его повторному зажиганию до тех пор, пока сетка вентиля не восстановит свое запирающее действие. Так как напряжение анод—катод гаснущего вентиля определяется напряжением на коммутирующей емкости и вследствие того, что в момент коммутации и в некоторый последующий промежуток времени анод является отрицательным по отношению к катоду, создаются условия, препятствующие повторному зажиганию. Повторное зажигание становится возможным только после того, как напряжение на коммутирующей емкости пройдет через нулевое значение. К этому моменту времени сетка должна восстановить свое запирающее действие.

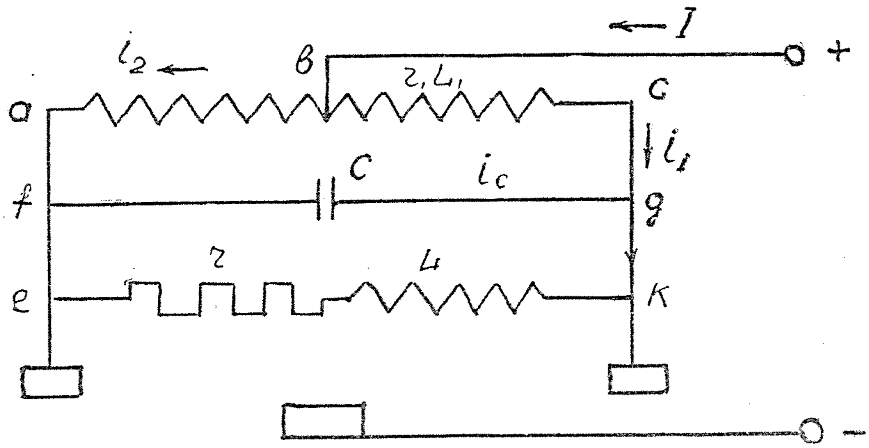
Таким образом, если промежуток времени, отсчитываемый от момента коммутации, в течение которого напряжение на коммутирующей емкости достигает нуля, больше, чем время деионизации, то надежность коммутации будет обеспечена. На фиг. 5 приведена кривая напряжения на коммутирующей емкости, которая поясняет сказанное.

Емкость конденсатора должна быть такой, чтобы компенсировать отставание тока, вызванное индуктивностью цепи, и, кроме того, она должна обеспечить опережение тока не менее чем на t_{∂}. Емкость преобразова-



Фиг. 5

теля, при которой собственная частота контура получается равной промышленной частоте, оказывается не меньше той, которая необходима для создания времени опережения.



Фиг. 6

Применительно к схеме фиг. 6 можем получить нижеследующее. Проводимость конденсатора $b_c = \omega_0 C$, активная проводимость цепи

$$g = \frac{r}{r^2 + \omega_0^2 L^2} = \frac{r}{z^2}.$$

Индуктивная проводимость той же цепи

$$b = \frac{\omega_0 L}{r^2 + \omega_0^2 L^2}.$$

Полная проводимость разветвления $efgk$

$$\gamma^1 = \sqrt{\frac{r^2}{z^4} + \left(\frac{\omega_0 C z^2 - \omega_0 L}{z^2}\right)^2} =$$

$$= \frac{1}{z^2}\sqrt{r^2 + (\omega_0\, C z^2 - \omega_0\, L)^2}\ .$$

Активное сопротивление разветвления $efgk$

$$r^1 = \frac{r z^2}{[r^2 + (\omega_0 C z^2 - \omega_0 L)^2]} = \frac{g}{\gamma^2}\ .$$

Индуктивное сопротивление цепи $efgk$

$$x'_1 = \left(\omega_0\, C - \frac{\omega_0 L}{z^2}\right) : \frac{r^2 + (\omega_0 C z^2 - \omega_0 L)}{z^4} =$$

$$= \frac{(\omega_0\, C z^2 - \omega_0 L)\, z^2}{r^2 + (\omega_0\, C z^2 - \omega_0 L)^2}\ .$$

Полное сопротивление колебательного контура

$$z = \sqrt{(r' + r_1)^2 + (x' + x_1)^2}\ .$$

Угол сдвига фаз разветвления φ определяется из формулы:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{x'}{r^1} = \frac{\dfrac{(\omega_0 C z^2 - \omega_0 L)\, z^2}{r^2 + (\omega_0 C z^2 - \omega_0 L)^2}}{\dfrac{r z^2}{r^2 + (\omega_0 C z^2 - \omega_0 L)^2}} = \frac{\omega_0\, C z^2 - \omega_0\, L}{r}\ . \tag{2}$$

Ток схемы должен опережать напряжение, поэтому

$$\operatorname{arc\,tg} \frac{\omega_0\, C z^2 - \omega_0\, L}{r} = (\varphi + \varphi'),$$ где φ'—угол опережения.

Следовательно, емкость схемы

$$C = \frac{\operatorname{tg}(\varphi - \varphi')\, r + \omega_0 L}{\omega_0\, z^2}\ .$$

Аналитическое исследование работы преобразователя

1. Нагрузка активная

Применительно к фиг. 1, когда работает левый анод, можем написать

$$i_1 r_1 + L_1 p i_1 + \frac{i_c}{pC} = u = i_2\, r_1 + L_1\, p i_2, \tag{3}$$

где

$$i_1 = i_c + i\,; \frac{i_c}{pC} = i\, r\,, \tag{4}$$

откуда

$$i_c = p i\, r\, C. \tag{5}$$

Подставляя значение i_c в уравнение (4), получим

$$i_1 = pirC + i. \tag{6}$$

Заменяя в уравнении (3) i_1 его значением по уравнению (6), будем иметь:

$$pirCr_1 + ir_1 + L_1 p^2 irC + L_1 pi + ir = 0$$

или

$$p^2 L_1 rCi + pi(L_1 + rCr_1) + i(r_1 + r) = u.$$

Освобождаясь от множителя при p^2, будем иметь:

$$pi + pi\frac{L + rr_1 C}{LrC} + i\frac{r_1 + r}{L_1 rC} = \frac{u}{L_1 rC}$$

или

$$p^2 i + a_1 pi + a_0 i = k,$$

где

$$a_1 = \frac{L_1 + rr_1 C}{L_1 rC}, \quad a_0 = \frac{r_1 + r}{L_1 rC}; \quad k = \frac{u}{L_1 rC}.$$

Изображением этого уравнения будет:

$$p^2 i(p) - p^2 i_0 - pi'_0 + a_1 pi(v) - a_1 pi_0 + a_0 i(p) = k,$$

откуда

$$i(p) = \frac{k + p^2 i_0 + pi_0 + a_1 pi_0}{p^2 + a_1 p + a_0}.$$

Характеристическое уравнение

$$p^2 a_1 p + a_0 = 0$$

имеет два корня

$$p_1 = -b + j\omega_0 \quad \text{и} \quad p_2 = -b - j\omega_0,$$

где

$$b = \frac{a_1}{2} = \frac{L_1 + r_1 rC}{2L_1 rC} = \frac{1}{2rC} + \frac{r_1}{2L_1},$$

$$\omega_0 = \sqrt{a_0 - \frac{a_1^2}{4}} = \sqrt{\frac{r_1 + r}{L_1 rC} - \frac{1}{4}\left(\frac{L_1 + r_1 rC}{L_1 rC}\right)^2}. \tag{7}$$

Искомый ток i определяется линейным дифференциальным уравнением второго порядка. Его решением будет следующее выражение:

$$i = A_0 + A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}. \tag{8}$$

Значение коэффициента A_0 мы получим, если в уравнение (8) выделим постоянную величину, для чего достаточно P приравнять нулю

$$A_0 = \frac{k}{a_0} = \frac{uL_1 rC}{L_1 rC(r_1 + r)} = \frac{u}{r_1 + r}.$$

Коэффициенты A_1 и A_2 должны удовлетворять условию, что в момент $t_0 = 0$ и $t = T$ ток i и его производная по времени должны соответственно иметь равные и противоположные значения.

$$A)\ A_0 + A_1 + A_2 = -(A_0 + A_1 e^{p_1 T} + A_2 e^{p_2 T}),$$

$$B)\ A_1 p_1 + A_2 p_2 = -(A_1 p_1 e^{p_1 T} + A_2 p_2 e^{p_2 T}).$$

Умножая уравнение A на P_2 и вычитая из него уравнение B, получим

$$2A_0p_2 - A_1(p_1-p_2) = A_1e^{p_1T}(p_1-p_2)$$

или

$$2A_0p_2 = A_1(p_1-p_2)(1+e^{p_1T}),$$

откуда

$$A_1 = \frac{2A_0p_2}{(p_1-p_2)(1+e^{p_1T})} = -\frac{2A_0(b+j\omega_0)}{(-b+j\omega_0+b+j\omega_0)(1+e^{p_1T})} =$$

$$= -\frac{2A_0(b+j\omega_0)}{2j\omega_0(1+e^{p_1T})} =$$

$$= -\frac{A_0(b+j\omega_0)}{j\omega_0[1+e^{-bT}(\cos\omega_0T+j\sin\omega_0T)]} =$$

$$= -\frac{A_0\sqrt{b^2+\omega^2_0}\cdot e^{\psi}}{j\omega_0\sqrt{1+2e^{-bT}\cos\omega_0T+e^{-2bT}\cdot\cos^2\omega_0T+e^{-2bT}\sin^2\omega_0T}\;e^{\varphi}} =$$

$$= -\frac{A_0\sqrt{b^2+\omega_0^2}\cdot e^{\psi}}{j\omega_0\sqrt{1+2e^{-bT}\cdot\cos\omega_0T+e^{-2bT}}\cdot} =$$

$$= -\frac{A_0\sqrt{b^2+\omega_0^2}\;e^{j(\psi-\varphi)}}{j\omega_0\sqrt{1+2e^{-bT}\cdot\cos\omega_0T+e^{-2bT}}},$$

где

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{\omega_0}{b}; \quad \operatorname{tg}\varphi = \frac{e^{-bT}\cdot\sin\omega_0T}{1+e^{-bT}\cdot\cos\omega_0T}.$$

Аналогично находим

$$A_2 = \frac{A_0\sqrt{b^2+\omega_0^2}\cdot e^{-j(\psi-\varphi)}}{j\omega_0\sqrt{1+2e^{-bT}\cos\omega_0T+e^{-2bT}}}.$$

Подставляя значения A_0, A_1 и A_2 в уравнение (8), получим

$$i(t) = \frac{u}{r_1+r}\left[1-\frac{2\sqrt{b^2+\omega_0}\;e^{-bt}\cdot\sin(\omega_0t+\psi-\varphi)}{\omega_0\sqrt{1+2e^{-bT}\cos\omega_0T+e^{-2bT}}}\right]. \quad (9)$$

Напряжение на зажимах сопротивления будет

$$u(t) = i(t)r = u_c(t). \quad (10)$$

2. Режим холостого хода

Схема для этого случая работы представлена на фиг. 7.

Явления в схеме описываются уравнением $i_1r_1+L_1p\,i_1+\frac{i_1}{pC}=u$

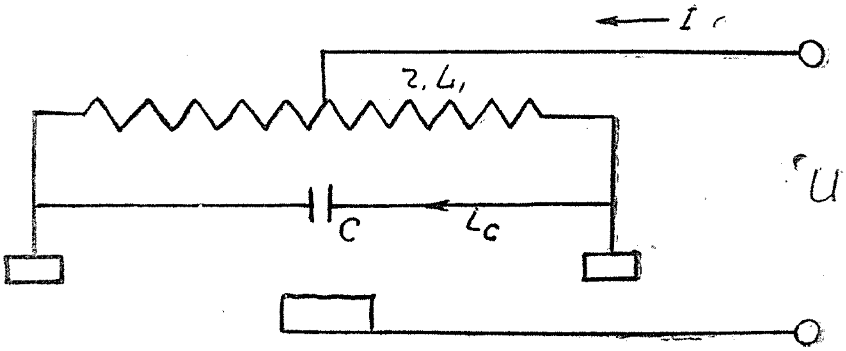
Изображение этого уравнения:

$$r_1i(p)-L_1pi_0+L_1pi_1(p)+\frac{i(p)}{Cp}+u_0=u,$$

откуда

$$i_c(p) = i_1(p) = \frac{L_1 p i_0 - u - u_0 + u}{r_1 + L_1 p + \frac{1}{Cp}} =$$

$$= \frac{p(L_1 p i_0 - u_0 + u)}{L_1(p^2 + a_1 p + a_0)},$$



Фиг. 7

где

$$a_1 = \frac{r_1}{L_1}; \qquad a_0 = \frac{1}{L_1 C}.$$

Напряжение на зажимах конденсатора

$$u_c(p) = \frac{i_1(p)}{pC} = \frac{L_1 p i_0 - u_0 + u}{L_1 C\left(p^2 + \frac{r_1}{L_1} p + \frac{1}{L_1 C}\right)}. \tag{11}$$

Характеристическое уравнение имеет два корня:

$$p_1 = -b + j\omega_0 \text{ и } p_2 = -b - j\omega_0,$$

где

$$b = \frac{a_1}{2} = \frac{r_1}{2L_1} \qquad \text{и} \qquad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_1 C} - \frac{r_1^2}{4L_1^2}}.$$

Напряжение на зажимах конденсатора определяется линейным дифференциальным уравнением второго порядка.

Его решение

$$u_c = A_0 + A_1 \cdot e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}. \tag{12}$$

Значение коэффициента A_0 получим, если приравняем p в выражение (12) нулю

$$A_0 = u - u_0.$$

Коэффициенты A_1 и A_2 должны удовлетворять условию, что в момент $t = 0$ и $t = T$ напряжение и его производная по времени должны соответственно иметь равные и противоположные значения:

$$\left.\begin{aligned} &\text{а) } A_0 + A_1 + A_2 = -(A_0 + A_1 e^{p_1 T} + A_2 e^{p_2 T}), \\ &\text{б) } A_1 p_1 + A_2 p_2 = -(A_1 p_1 e^{p_1 T} + A_2 p_2 e^{p_2 T}). \end{aligned}\right\} \tag{13}$$

Умножая уравнение (а) на P_2 и вычитая из него уравнение (б), получим:

$$A_1 = -\frac{A_0 \sqrt{b^2+\omega_0^2}\, e^{(\psi-\varphi)}}{-j\omega_0 \sqrt{1+2e^{-bT}.\cos\omega_0 T+e^{-2bT}}}.$$

Здесь

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{\omega_0}{b}; \quad \operatorname{tg}\varphi = \frac{e^{-bT}.\sin\omega_0 T}{1+e^{-bT}.\cos\omega_0 T}.$$

Аналогично находим

$$A_2 = \frac{A_0 \sqrt{b^2+\omega_0^2}\, e^{(\psi-\varphi)}}{j\omega_0 \sqrt{1+2e^{-bT}.\cos\omega_0 T+e^{-2bT}}}.$$

Подставляя значение A_0, A_1 и A_2 в уравнение (12), получим

$$u_c(t) = (u-u_0).\left[1 - \frac{2\sqrt{b^2+\omega_0^2}\, e^{-bt}.\sin(\omega_0 t+\psi-\varphi)}{\omega_0\sqrt{1+2e^{-bT}.\cos\omega T+e^{-2bT}}}\right]. \quad (14)$$

3. Нагрузка индуктивная

Так как продолжительность процессов в инверторе находится в пределах лишь одного полупериода, то затуханием тока, обусловленным активными сопротивлениями цепи r и r_1, когда они малы, можно пренебречь.

Применительно к схеме фиг. 6 при $r=0$ и $r_1=0$ можем написать:

$$i_1 = i_c + i, \quad (15)$$

$$L_1\, p i_1 + L p i = 0, \quad (16)$$

$$\frac{i_c}{pC} = Lp\, i,$$

откуда

$$i = \frac{i_c}{p^2 LC}.$$

Подставляя значение i в уравнение (15), получим:

$$i_1 = i_c + \frac{i_c}{p^2 LC}.$$

Заменяя i_1 в уравнении (16) его значением, будем иметь:

$$L_1 \frac{p i_c}{p^2 L_c} + L_1 p i_c + L\frac{p i_c}{p^2 LC} = u$$

или

$$\frac{L_1+L}{pLC} i_c + L_1 p i_c = u.$$

Изображение уравнения

$$L_1 p\, i_c(p) - L_1 p\, i_0 + \frac{i_c(p)}{p\dfrac{LC}{L_1+L}} = -u_0 + u = u - u_0,$$

откуда

$$i_c(p) = \frac{p(u-u_0+L_1 p i_0}{L_1\left(p^2+\dfrac{L_1+L}{L_1 LC}\right)},$$

Обратное преобразование

$$u_{(t)} = \frac{k}{Z} \cdot \frac{p\,(p_к)}{Q'\,(p_к)}\,. \tag{17}$$

Здесь

$$p\,(p_к) = (u - u_0 + L_1\,p i_0)e^{-pt}$$

$$Q = L_1\left(p^2 + \frac{L_1 + L}{L_1\,LC}\right); \quad Q' = 2\,pL_1.$$

Функция Q имеет 2 полюса

$$p_{1-2} = \pm j\,\frac{\sqrt{L_1 + L}}{L_1\,LC} = \pm j\,\omega_0.$$

Подставляя значение корней, получим:

$$p\,(p_{к_1}) = (u - u_0 + j\,\omega_0\,L_1\,i_0)\,e^{-J\omega_0 t)},$$

$$p\,(p_{к_2}) = (u - u_0 - j\omega_0\,L_1\,i_0)\,e^{-j\omega_0 t)},$$

$$Q'\,(p_1) = 2j\,\omega_0\,L_1 \qquad Q'\,(p_2) = -\,2\,j\,\omega_0 L.$$

Подставляя найденные значения в уравнение (17), будем иметь:

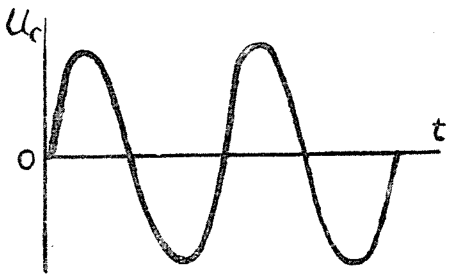
$$i_c\,(t) = \frac{(u - u_0 + j\,\omega_0\,L_1 i_0)\,e^{J\omega_0 t}}{2\,j\,\omega_0\,L_1} + \frac{(u - u_0 - j\,\omega_0\,L_1\,i_0)\,e^{-j\,\omega_0 t}}{-2\,j\,\omega_0\,L_1} =$$

$$= \left(\frac{u - u_0}{2\,j\,\omega_0\,L_1} + \frac{i_0}{2}\right)e^{J\omega_0 t} - \left(\frac{u - u_0}{2j\,\omega_0\,L} + \frac{i_0}{2}\right)e^{-j\omega_0 t} =$$

$$= i_0\cos\omega_0 t - \frac{u - u_0}{\omega_0\,L_1}\sin\omega_0\,t.$$

Экспериментальная часть

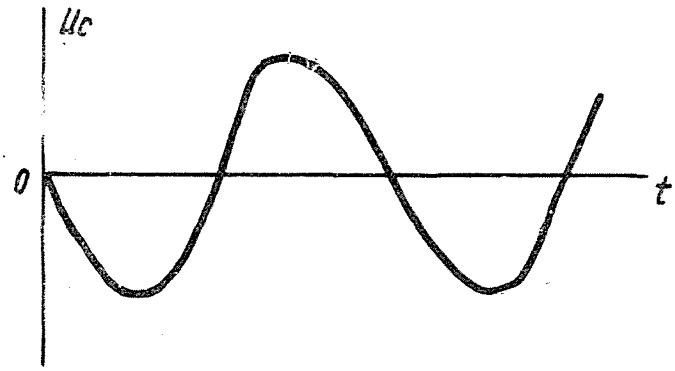
В электромашинной лаборатории ТПИ была собрана установка, состоящая из двух дросселей. Активное сопротивление дросселя $r_1 = 7{,}8$ *ома*,



Фиг. 8

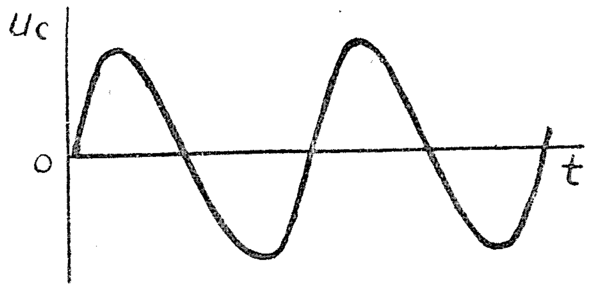
индуктивное сопротивление $x_1 = 100$ *ом*: x_1 — определялось путем деления нормального напряжения на силу намагничивающего тока; емкость конденсатора $C = 40\,\mu F$.

Осциллографические записи кривых напряжения на зажимах конденсатора были произведены для 3 различных случаев нагрузки. Кривые приводятся в фиг. 8 — 10, в фиг. 8 осциллограмма напряжения кон-



Фиг. 9

денсатора при холостом ходе. В фиг. 9 при активной нагрузке $r=1000$ *ом*, в фиг. 10 при смешанной нагрузке, для которой $r=2$ *ом*, $x=170$ *ом*.



Фиг. 10

Выводы

По схеме автора может быть получено синусоидальное выходное напряжение преобразователя, если подобрать соответствующим образом параметры схемы. Емкость конденсатора в схеме автора меньше емкости в схемах других авторов. Процессы, происходящие в преобразователе автора, описываются уравнениями второй степени за исключением случая, когда нагрузка смешанная. При описании процессов в преобразователе автора учитываются все факторы. В преобразователе с трансформатором при описании процессов не учитывается намагничивающий ток и влияние полей рассеяния. Попытка автора учесть влияние активных сопротивлений на работу преобразователя при смешанной нагрузке привело к уравнениям третьей степени. Вследствие громоздкости их, практического значения они не имеют.