

**ИОННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ПИТАНИЯ
БЕТАТРОНА**

В. Г. СТЕПАНОВ, В. А. КУХТИН

(Представлено II межвузовской конференцией по электронным ускорителям)

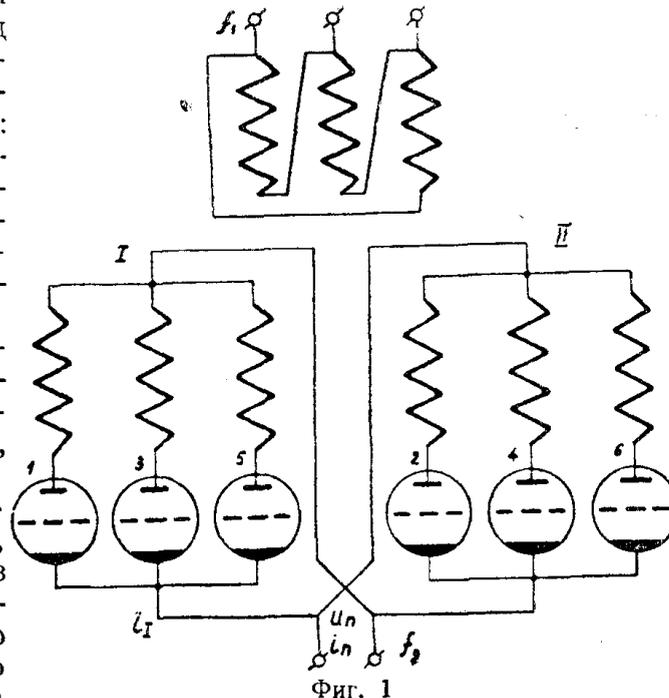
Опыт эксплуатации бетатронов, спроектированных и построенных Томским политехническим институтом, убедительно показал, что стабильность частоты, даваемая промышленной сетью, вполне достаточна для того, чтобы бетатрон, питаемый от сети непосредственно, давал устойчивое излучение [7].

Это дает основание полагать, что, если для целей увеличения интенсивности умножить промышленную частоту в несколько раз, то такой бетатрон с соответственно бóльшим эффектом и меньшими габаритами должен работать устойчиво.

Наряду с опытами по созданию электромагнитного умножителя частоты, предпринятыми в Томском политехническом институте [8], предлагается к рассмотрению вентильный преобразователь частоты [4]. Расчет и эксперименты показывают, что ионный преобразователь частоты по предполагаемой авторами схеме имеет целый ряд существенных преимуществ перед существующими. Основные из них: высокий коэффициент полезного действия, вся схема собирается на стандартных элементах, сравнительная простота и устойчивость в работе.

Ниже приводится описание и анализ схем, дающих возможность получить частоту 150, 300, 450 герц и выше.

Ионные преобразователи, повышающие частоту, состоят, как известно, из выпрямительного и инверторного звеньев и явно или неявно выраженного звена постоянного тока



[2, 3]. Наличие инвенторного звена обуславливает относительно невысокую надежность в работе и значительную сложность схемы ионных преобразователей частоты.

На фиг. 1 показана схема ионного преобразователя без инвенторного звена, позволяющая получить на выходе однофазное напряжение утроенной частоты $\frac{f_2}{f_1} = 3$, линейные диаграммы вторичных фазовых напряжений трансформатора и напряжения на выходе преобразователя.

Преобразователь частоты состоит из двух трехфазных управляемых ионных выпрямителей I и II, работающих по очереди при угле запаздывания $\alpha = 120^\circ$ эл. [4].

Трансформатор преобразователя имеет шесть вторичных обмоток, соединенных в две обратные трехфазные звезды и первичную обмотку, соединенную в треугольник, при котором отсутствует поток вынужденного намагничивания в магнитопроводе трансформатора.

По такому же принципу может быть осуществлен преобразователь частоты при другом отношении частот $\frac{f_2}{f_1} = k$, где k — целое число.

Разложение кривой преобразованного напряжения на гармоники

Вследствие симметрии кривой относительно оси абсцисс в разложении отсутствуют четные гармоники (n — четное) и постоянный член (фиг. 1). Коэффициенты ряда Фурье

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \cos n \omega x dx;$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \sin n \omega x dx$$

при введении обозначений для исследуемой кривой: n — порядок гармоники кратный трем, $T = 2l$ — период третьей гармоники, где $l = \frac{\pi}{3}$,

$\omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{\pi}{l}$, приобретают вид

$$a_n = \frac{1}{l} \int_0^{2l} f(x) \cos n \frac{\pi}{l} x dx;$$

$$b_n = \frac{1}{l} \int_0^{2l} f(x) \sin n \frac{\pi}{l} x dx.$$

Изменению x в границах $\alpha < x < \pi$ соответствует функция $f(x) = \sin x$; при $\alpha + \pi < x < \frac{4\pi}{3}$ $f(x) = \sin \left(x + \frac{2\pi}{3} \right)$; при $\frac{2\pi}{3} < x < \alpha$ и

$$\pi < x < \frac{\pi}{3} + \alpha \quad f(x) = 0.$$

Принимаем $U_m = 1$. Для случая $\frac{2\pi}{3} < \alpha < \pi$ после взятия интегралов получим:

$$a_n = \frac{6}{\pi(9n^2 - 1)} \cdot \kappa_a; \quad b_n = \frac{6}{\pi(9n^2 - 1)} \cdot \kappa_b,$$

где $\kappa_a = [1 - \cos \alpha \cos 3n\alpha - 3n \cdot \sin \alpha \cdot \sin 3n\alpha],$
 $\kappa_b = [3n \sin \alpha \cdot \cos 3n\alpha - \cos \alpha \cdot \cos 3n\alpha].$

Амплитуды n гармоники

$$U_{nm} = \frac{6}{\pi(9n^2 - 1)} \cdot \kappa_{\Lambda}, \quad (1)$$

где $\kappa_{\Lambda} = \sqrt{\kappa_a^2 + \kappa_b^2} =$
 $= \sqrt{1 - 2(\cos \alpha \cdot \cos 3n\alpha + 3n \sin \alpha \cdot \sin 3n\alpha) + \cos^2 \alpha + 9n^2 \cdot \sin^2 \alpha}.$

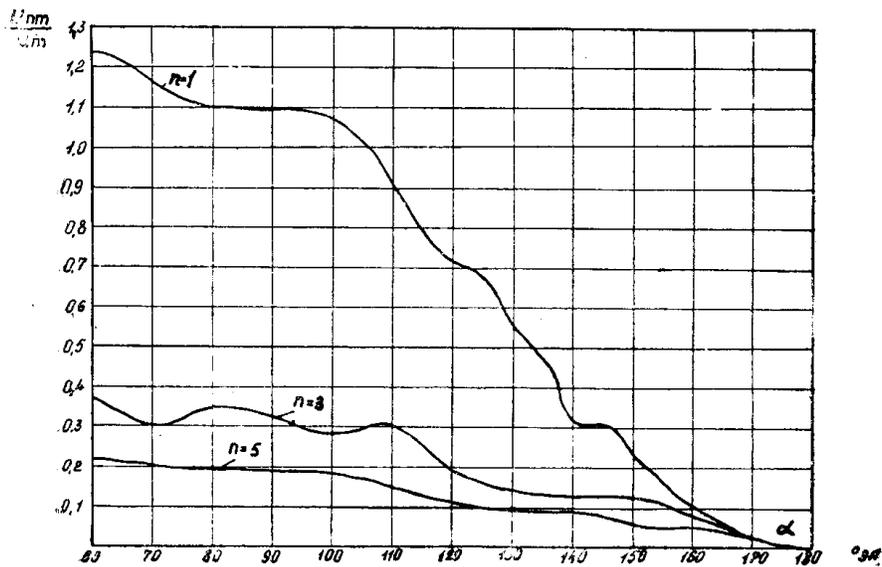
Для случая $\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{2\pi}{3}$ получим

$$U_{nm} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2},$$

где

$$a_n = \frac{3}{\pi(1 - 9n^2)} \cdot \left[2 \cdot \sqrt{3} \cos 3n\alpha \cdot \sin(60 - \alpha) + \right. \\ \left. + 9n \cdot \sin \alpha \cdot \sin 3n\alpha \right],$$

$$b_n = \frac{3}{\pi(1 - 9n^2)} \cdot \left[2 \cdot \sqrt{3} \sin 3n\alpha \cdot \sin(60 - \alpha) - \right. \\ \left. - 6 \sqrt{3} \cos(60 - \alpha) \cos 3n\alpha \right] \quad (2)$$



Фиг. 2

В результате подсчетов по формулам (1, 2) построена кривая $\frac{U_{nm}}{U_m} = f(\alpha)$ (фиг. 2) для $\alpha = \frac{\pi}{3} - \pi$.

Для случая $\alpha = \frac{2\pi}{3}$ эффективное значение на выходе преобразователя

$$U_{1n} = \frac{0,716 \cdot U_m}{\sqrt{2}} = 0,505 \cdot U_m,$$

эффективное значение напряжения на выходе преобразователя

$$U_n = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} U_m^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot d\omega t} = 0,542 \cdot U_m,$$

где U_m — максимальное напряжение вторичной фазы трансформатора.

Экспериментальное исследование

После проверки работы схемы фиг. 1, собранной в лаборатории на тиратронах, схема исследовалась в заводских условиях.

Применены трансформатор ТМФ-560/35 441 ква схемой соединения $\Delta/\Delta Y$ 6600/6 \times 60 в с выведенными нулями вторичных, выпрямители типа РМНВ-1000 \times 6, 825 в выпрямленного напряжения завода „Уралэлектроаппарат“, состоящие из шести ионных вентилей (типа экситрон, исполнение двухсеточное), смонтированных на одной раме и изолированных друг от друга.

В схемы сеточного управления, зажигания и возбуждения шкафа ШРВ-41 внесены изменения с целью изолировать катоды вентилей четной и нечетной звезд.

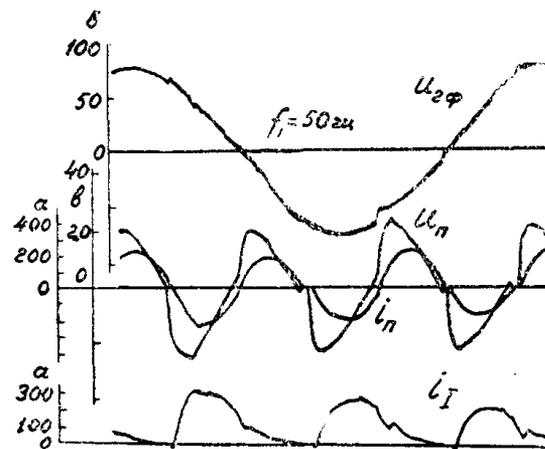
Питание управляющих сеток одной звезды было отсоединено от шкафа ШРВ-41 и подключено к отдельному шкафу сеточного управления. В первичные цепи обоих сеточных трансформаторов включены фазорегуляторы, позволяющие устанавливать нужный угол запаздывания α . Нагрузкой является реостат сопротивления.

На фиг. 3 приведены снятые при $\alpha = \frac{2\pi}{3}$ осциллограммы вторичного фазового напряжения трансформатора $u_{2\phi}$, напряжения на выходе преобразователя u_n , тока преобразователя i_n и тока в общей катодной шине нечетной звезды i_I .

При холостом ходе горению вентиля № 5 соответствует больший, чем у других вентилей, коммутационный ток вследствие неточной подгонки пиков напряжения на управляющих сетках вентилей.

При нагрузке на активное сопротивление форма тока i_n (особенно вентилей 1, 2, 3) близка к синусоиде.

Коммутационный ток имеет место при $\alpha < 150^\circ$ эл вследствие положительного значения суммы мгновенных фазовых э. д. с. $e_1 + e_2$



Фиг. 3

в контуре вентиль 2— вентиль 1 и равен току предыдущей фазы с момента вступления в работу вентиля последующей фазы (фиг 1).

Коммутационный ток перегружает вентили и трансформатор, снижает напряжение и к. п. д. преобразователя.

Если прервать горение предыдущего вентиля перед загоранием последующего вентиля, то коммутационного тока не будет.

Необходимая длительность перерыва определяется временем, в течение которого произойдет восстановление запирающих свойств вентиля. Перерыв желателен минимальный, вследствие уменьшения выходного напряжения преобразователя при увеличении перерыва горения вентиляей.

В ионных вентилях типа игнитрон, не имеющих постоянно горячей дуги возбуждения, с исчезновением нагрузки анода исчезает катодное пятно за время $\approx 10^{-5}$ сек или $0,18^\circ$ эл промышленной частоты [6].

Примем перерыв в 10° эл вполне достаточным для устойчивой работы преобразователя при некоторой нагрузке с вентилями типа экситрон. При активной нагрузке преобразователя P_a потребуется батарея конденсаторов мощностью

$$P_c = P_a \cdot \operatorname{tg} 10^\circ = 0,18 \cdot P_a$$

для создания опережающего напряжения тока на угол 10° эл.

Расчет типовой мощности трансформатора

Примем коэффициент трансформации $\kappa_T = 1$. В схеме фиг. 1 за период T в фазе вторичной обмотки трансформатора проходит одна, а в фазе первичной обмотки две полусинусоиды тока. Предположим, что продолжительность полусинусоиды тока равна $\frac{T_2}{2}$.

Определим эффективное значение тока во вторичной фазе трансформатора

$$i_{2\phi} = I_m \cdot \sin 3\omega t$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} I_m^2 \cdot \sin^2 3\omega t \cdot dt} = I_m \cdot$$

$$\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \left[\frac{\omega t}{2} - \frac{\sin 6\omega t}{12} \right]} = \frac{I}{\sqrt{12}}$$

или $I_{2\phi} = \frac{I_n}{\sqrt{6}}$, где I_n — эффективное значение тока на выходе преобразователя.

Эффективное значение первой гармоники напряжения на выходе преобразователя

$$U_n = \frac{U_{m1}}{\sqrt{2}}.$$

Эффективное значение тока в первичной обмотке трансформатора

$$I_{1\phi} = \sqrt{2} \cdot I_{2\phi} = \frac{I_n}{\sqrt{3}},$$

имея $U_{m_1} = 0,716 \cdot U_m$ $U_{\phi} = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$

получим

$$U_{\phi} = \frac{1}{0,716} \cdot U_n.$$

Кажущаяся мощность на выходе преобразователя

$$P_n = I \cdot U_n = \frac{P_a}{\cos \varphi_n}, \quad (3)$$

где P_a — активная мощность, проходящая через преобразователь.
Кажущиеся мощности обмоток

$$P_2 = m_2 \cdot U_{\phi} \cdot I_{2\phi}, \quad (4)$$

$$P_2 = 6 \cdot \frac{1}{0,716} \cdot U_n \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot I_n = 3,43 \cdot P_n;$$

$$P_1 = m_1 \cdot U_{\phi} \cdot I_{1\phi}, \quad (5)$$

$$P_1 = 3 \cdot \frac{1}{0,716} \cdot U_n \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot I_n = 2,43 \cdot P_n.$$

Типовая мощность трансформатора

$$P_T = \frac{P_1 + P_2}{2}, \quad (6)$$

$$P_T = \frac{3,43 + 2,43}{2} \cdot P_n = \frac{2,93}{\cos \varphi_n} \cdot P_a.$$

С целью снизить необходимую типовую мощность трансформатора, можно применить схему фиг. 4.

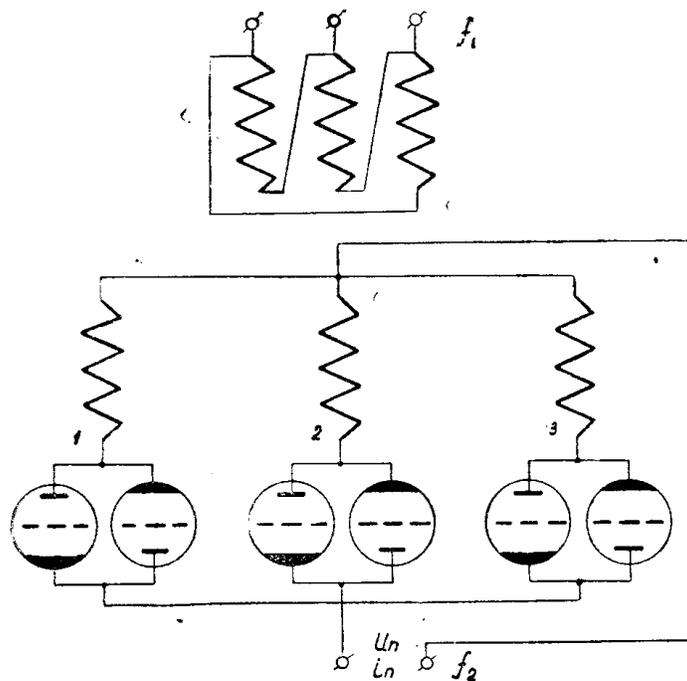
В первичной и вторичной обмотках трансформатора за период T_1 проходят две полуволны тока, следовательно,

$$P_T = \frac{P_1 + P_2}{2} = P_1 = 2,43 \cdot P_n.$$

Схемы с использованием обоих полусинусоид фазового напряжения вторичной обмотки трансформатора, аналогичные схеме фиг. 4, могут быть применены для преобразователей с отношением частот $\frac{f_2}{f_1} = 3, 5, 7, 9$ и т. д., что становится очевидным при рассмотрении

линейных диаграмм фазовых напряжений трансформаторов преобразователей для этих частот.

Вследствие роста амплитуды первой гармоники преобразованного напряжения с уменьшением α падает необходимая типовая мощность трансформатора.



Фиг. 4

Подсчет типовой мощности трансформатора для схемы фиг. 4 произведен по формулам (4), (5) и (6). Результат подсчета сведен в таблицу 1.

Таблица 1

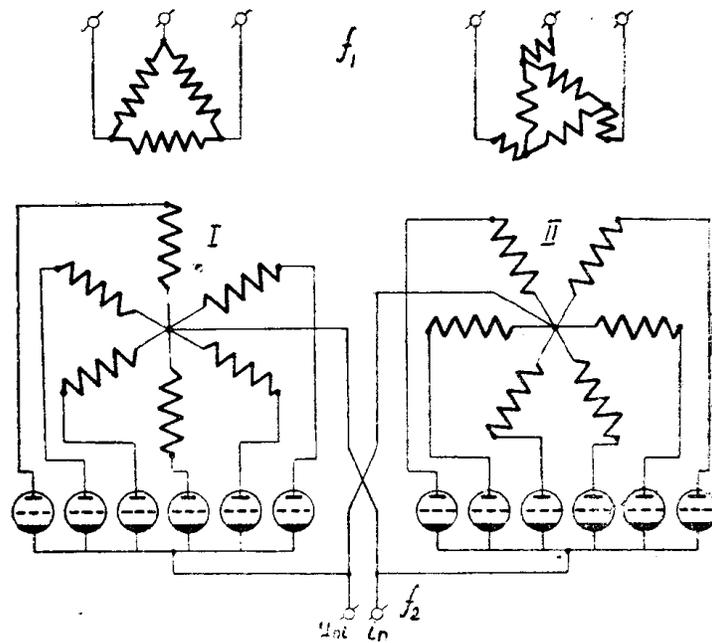
$\alpha^\circ \text{ эл}$	120	110	100	95	90	80	70	60
P_T/P_n	2,43	1,92	1,61	1,58	1,57	1,57	1,48	1,4
P_T/P_d	2,43	2,03	1,71	1,74	1,83	2,05	2,31	2,8

При $\alpha < 90 - 95^\circ \text{ эл}$ P_T начинает заметно возрастать вследствие увеличения емкостного тока на выходе преобразователя.

Дальнейшее увеличение емкости, подключаемой на выходе преобразователя, вызовет увеличение необходимой мощности трансформатора и может быть оправдано желанием улучшить $\cos \varphi$ преобразователя.

Аналогичный расчет для схемы фиг. 5, имеющей на выходе частоту $f_2 = 6f_1$, и схем, дающих $f_2 = 9f_1$, произведен для двух значений α .

Результаты расчета внесены в таблицу 2.



Фиг. 5

Коэффициент мощности преобразователя

При $\alpha = 120^\circ$ эл угол сдвига кривой напряжения и тока в первичной фазе трансформатора без учета намагничивающего тока

$$\varphi_1 = 60^\circ \text{ эл и } \cos \varphi_1 = 0,5.$$

Коэффициент мощности $\kappa = \gamma \cos \varphi_1$, где γ — коэффициент искажения, равный

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon \left(\frac{I_{nm}}{I_{1m}} \right)^2}}.$$

Амплитудные значения гармонических составляющих первичного тока определяются разложением кривой первичного тока в тригонометрический ряд. В результате получим коэффициент искажения с учетом семнадцатой гармоники

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 + 0,2977}} = 0,878$$

и коэффициент мощности

$$\kappa = \gamma \cos \varphi_1 = 0,878 \cdot 0,5 = 0,439.$$

Преобразователь с инвенторным звеном при трехфазной схеме

Таблица 2

№ пп	Схема преобразования	f_2	φ_n°	$\varphi_{\text{эл}}^\circ$	$\varphi_{1\text{эл}}^\circ$	$\cos \varphi_1$	γ_1	z	$\frac{P_c}{P_a}$	$\frac{P_T}{P_a}$	Примечание
1	По фиг. 6				15	0,966	0,827	0,799	0,57	3,3	
2	То же, но с подмагничиванием инверторного трансформатора				"	"	"	"	"	4,22	
3	По фиг. 1	$3 \cdot f_1$	0	120	49	0,655	0,878	0,615	"	2,93	Емкость включена на входные зажимы преобразователя
4	По фиг. 4	$3 \cdot f_1$	0	120	49	0,655	"	"	0,57	2,43	"
5	"	"	30	90	30	0,866	"	0,76	0,57	1,83	Емкость включена на выходе преобразователя
6	"	"	16	84	24	0,912	"	0,799	0,73	1,94	
7	По фиг. 5	$6 \cdot f_1$	30	120	45	0,707			0,57	3,81	
8	"	"	40	110	35	0,819			0,84	3,68	
9	Из трех преобразователей по схеме фиг. 4	$9 \cdot f_1$	30	130	50	0,643			0,57	5,5	Два преобразователя имеют фазосмещающие первичные обмотки
10	"	"	40	120	40	0,766			0,84	5,3	
11	Трансформатор со специальной схемой вторичных обмоток	"	30	130	50	0,643			0,57	3,92	
		"	40	120	40	0,766			0,84	3,73	

выпрямления имеет лучший κ , именно: $\gamma = 0,827$, $\cos \varphi_1 = 0,966$, $\kappa = 0,799$, но требует использования батареи конденсаторов мощностью $P_c = 0,57 \cdot P_a$ [2, 3].

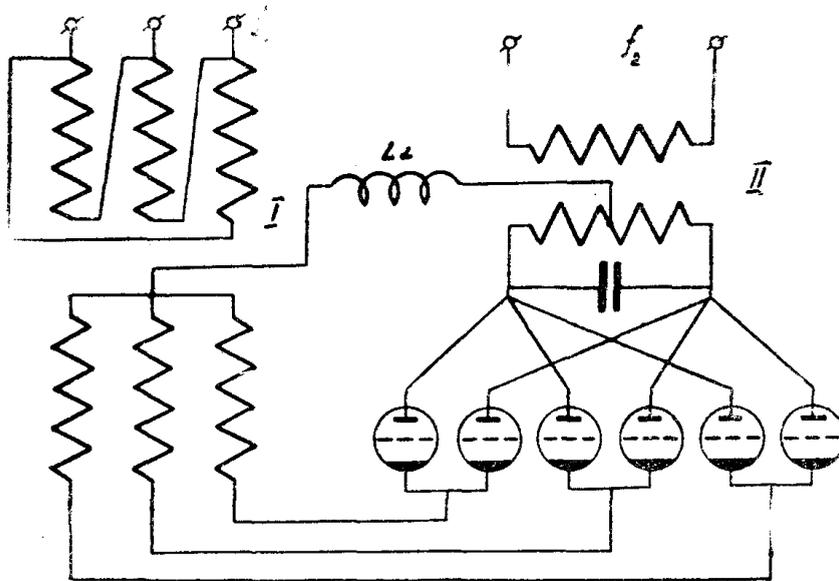
Если на зажимы первичной обмотки трансформатора в схеме фиг. 1 включить емкость $P_c = 0,57 \cdot P_a$, то изменится $\cos \varphi_1$ до 0,7 и получим $\kappa = 0,7 \cdot 0,878 = 0,615$.

Коэффициент мощности схемы фиг. 1 можно существенно улучшить, если включить батарею конденсаторов на выходе преобразователя, изменяя таким образом момент погасания вентилей, и одновременно уменьшить угол α поворотом роторов фазорегуляторов. Подключив на выходе преобразователя $P_c = 0,57 \cdot P_a$ и установив $\alpha = 90^\circ$ эл. получим $\varphi_n = 30^\circ$ эл., $\varphi_1 = 30^\circ$ эл., $\cos \varphi_1 = 0,866$ и $\kappa = 0,866 = 0,76$.

Для получения $\kappa = 0,799$ потребуется включение на выходе преобразователя дополнительной емкости $P_c^1 = 0,15 P_a$.

Сравнение схем преобразования частоты

На фиг. 6 изображена применяющаяся схема ионного преобразователя с трехфазным выпрямительным звеном, в которой используется такое же количество вентилей, как в схемах фиг. 1, 4. Типовая мощность трансформаторов в схеме фиг. 6 составляет $2,9 \cdot P_a$ и мощность дросселя $0,4 P_a$ [1, 2, 3], где P_a — проходящая активная мощность преобразователя без потерь, определенная на стороне выпрямленного тока.



Фиг. 6

Общая типовая мощность трансформаторов равна $3,3 \cdot P_a$. Очевидно, $P_a = P_a$.

Внешняя характеристика этого преобразователя изображается круто поднимающейся при уменьшении нагрузки преобразователя кривой [2, 6].

Для получения достаточно пологой, практически такой же как для схем фиг. 1, 4, 5, внешней характеристики может быть применено подмагничивание магнитопровода инверторного трансформатора постоянным током, зависящим от нагрузки инвертора [5]. При этом возрастает типовая мощность трансформаторов схемы. Если принять отношение весов меди и стали нормального однофазного трансформатора

тора инвертора равным 1:4, то типовая мощность трансформаторов схемы составит $\approx 4, 23 \cdot P_z$.

В схемах фиг. 1, 4, 5 выходная характеристика достаточно пологая, т. к. потери напряжения в преобразователе, если не учитывать падения напряжения в дуге ионных вентилях, являющегося в широких пределах изменения нагрузки практически неизменным, определяются потерей напряжения в трансформаторе, обычно составляющие 5—7% при изменении нагрузки от 0 до номинальной.

Для схемы фиг. 4 может быть применен обыкновенный сетевой трансформатор со схемой соединения Δ/Δ с выведенной нулевой точкой звезды, у которого потребуется усилить сечение отвода нуля и его вывод на крышке трансформатора. Для получения более высоких частот необходимы трансформаторы специального исполнения, например, с фазосмещающими обмотками на первичной или вторичной сторонах, выполненными с целью создания нужного угла сдвига между напряжениями вторичных фаз трансформаторов.

Необходимая мощность трансформаторов P_T растет с ростом отношения f_2 и f_1 и при $\frac{f_2}{f_1} = 9$ становится примерно равной P_T для схе-

мы фиг. 6 с подмагничиванием инверторного трансформатора (табл. 2). Коэффициент сдвига падает с ростом, но может быть значительно повышен подключением дополнительной емкости на выходе преобразователя. К. п. д. описанных преобразователей с инверторным звеном больше за счет отсутствия дросселя и инверторного трансформатора.

Недостатком преобразователя является необходимость иметь сравнительно большое число ионных вентилях, особенно для высших частот.

Особенностью схем является неизменное отношение частот $\frac{f_2}{f_1} = \text{const}$. В инверторе это отношение может быть изменено при колебаниях частот питающей сети и управляющей сеточной схемы инвертора.

Выводы

Произведенное исследование дает основание заключить, что предлагаемый принцип преобразования частоты позволяет создать преобразователи, обладающие преимуществами перед известными преобразователями повышенных частот с инверторным звеном:

1) меньшей стоимостью, особенно при частоте $f_2 = 3f_1$, т. к. затраты на дополнительную емкость в несколько раз меньше экономии, получаемой от снижения типовой мощности трансформаторов и потерь на преобразование;

2) большим к. п. д.;

3) большой простотой и надежностью в работе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Каганов И. Л. Электронные и ионные преобразователи, ч. I. Госэнергоиздат, 1950.
2. Каганов И. Л. Электронные и ионные преобразователи, ч. III. Госэнергоиздат, 1956.
3. Шиллинг В. Схемы выпрямителей, инверторов и преобразователей частоты. Госэнергоиздат, 1950.
4. Степанов В. Г. Ионный преобразователь частоты. Научный отдел УПИ, 1952.
5. Шевченко Г. И. Электричество, № 5, 57, 1953.
6. Костенко М. П. Электрические машины. Госэнергоиздат, 1949.
7. Воробьев А. А. Ускорители заряженных частиц. Госэнергоиздат, 1952.
8. Клюкин А. Ф., Титов В. Н. Статический утроитель частоты для питания бетатрона. Доклад на межвузовской научной конференции по проблеме „Электронные ускорители“, 1958.
9. Изв. ТПИ, т. 96, 1.