

ПРИМЕНЕНИЕ МОДЕЛИРУЮЩИХ МАШИН ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ ИНВЕРТОРНО-ПЕРЕКЛЮЧАЮЩЕГО РЕЖИМА

Преобразователь частоты инверторного режима обладает мягкой внешней характеристикой, не пригодной для практического использования при переменной нагрузке [1]. При некотором значении коэффициента загрузки B_n и $\cos\varphi_n$ (при данном значении x) устанавливается баланс реактивной мощности. Часть мощности конденсаторной батареи при этом расходуется на компенсацию реактивной мощности нагрузки (двигателя) и трансформатора, а за счет другой ее части обеспечивается необходимый угол опережения β . Если уменьшается нагрузка преобразователя, то высвобождается часть мощности конденсаторной батареи, в результате чего возрастает инверторное напряжение. Отсюда следует, что инверторное напряжение можно поддерживать на некотором уровне (в заданных пределах), если излишнюю реактивную мощность конденсаторной батареи отдавать в какую-либо цепь. Среди других способов регулирования выходного напряжения важное практическое значение имеет метод, по которому избыточная мощность конденсаторной батареи передается на частоте преобразователя из одних фаз в другие.

Такой режим преобразователя частоты, называемый нами инверторно-переключающим, осуществляется в предложенной Кантер И. И. [1] схеме, показанной на рис. 1. Как видно из рис. 1, преобразователь включает в себя трехфазный двухобмоточный трансформатор, комплект из шести управляемых вентиляей, соединенных по схеме трехфазного моста, и комплект диодов, которые включаются через дроссели встречно — параллельно управляемым вентилям. Диоды в этой схеме дают возможность осуществить передачу избыточной реактивной мощности из одних фаз преобразователя в другие. Управление силовой схемой преобразователя ничем не отличается от таковой в схеме преобразователя инверторного режима. Диоды включаются через дроссели, которые оказывают

существенное влияние на работу схемы. При отсутствии дросселей создаются безиндукционные разрядные контуры, которые каждый раз включают в себя диод и открывающийся в данную шестую часть периода управляемый клапан. Понятно, что в такой цепи происходила бы полная практически мгновенная разрядка конденсаторов, при этом угол β , предоставляемый схемой для восстановления

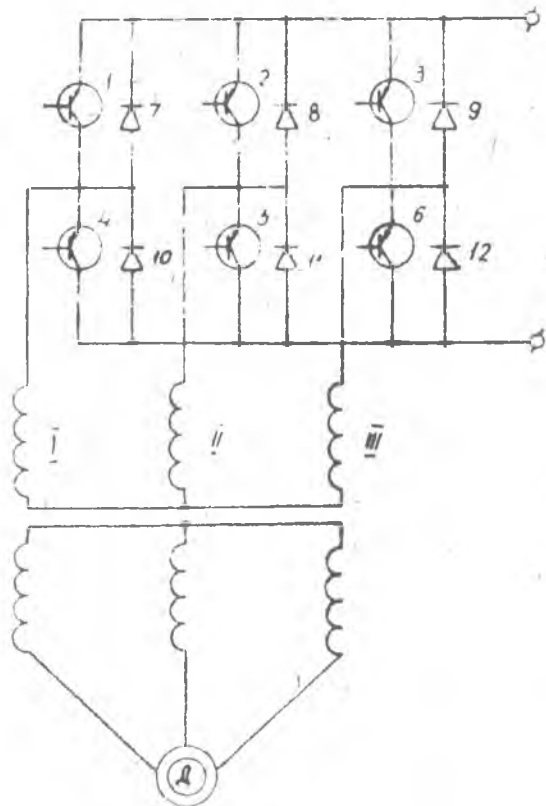


Рис. 1. Принципиальная схема преобразователя частоты с передачей реактивной мощности на частоте преобразования

управляющих свойств базового электрода (сетки), становился бы равным нулю. Введение дросселя затягивает процесс разрядки в такой степени, в какой это необходимо для восстановления управляющих свойств базового электрода. Рассмотрим электромагнитные процессы в преобразователе аналитически.

Если на базы управляемых клапанов подавать отпирающие импульсы в такой же последовательности, как это выполняется для преобразователя инверторного режима, то работа управляемых клапанов диодов и фаз трансформатора в рассматриваемом преобразователе будет происходить в соответствии с таблицей 1.

На основании таблицы 1 можно составить схемы замещения преобразователя.

Для шестой части периода ($\Theta_1\Theta_2$) справедливы две схемы замещения, представленные на рис. 2. Схема замещения, показанная на рис. 2 а, справедлива в подинтервале от Θ_1 до Θ_1' . Схема замещения преобразователя в подинтервале от Θ_1' до Θ_2 изображена на рис. 2-б.

Заметим, что, если найдены аналитические выражения, например, для фазовых напряжений в интервале $\Theta_1\Theta_2$, то они в совокупности дают напряжение любой фазы за весь период. Сказанное относится ко всем токам и напряжениям преобразователя. Для

Интервалы от до	Работающие						
	управляемые вентили			диоды		фазы	
	на пот- ребле- ние	на замы- кание дросселя передачи	на пере- дачу ре- активной мощности	на замы- кание дросселя передачи	на пере- дачу ре- активной мощности	на пот- ребле- ние	на пере- дачу ре- активной мощности
$\theta_1 \theta_1'$ $-\frac{t_0}{2} t_0'$	2 и 3	3	2	3'	6'	I и II	III и I
$\theta_1' \theta_2$ $t_0' \frac{t_0}{2}$	2 и 3	2 и 3	—	2' и 3'	—	I и II	—
$\theta_2 \theta_2'$	2 и 5	2	5	2'	3'	I и III	III и II
$\theta_2' \theta_3$	2 и 5	2 и 5	—	2' и 5'	—	I и III	—
$\theta_3 \theta_3'$	4 и 5	5	4	5'	2'	II и III	I и III
$\theta_3' \theta_4$	4 и 5	4 и 5	—	4' и 5'	—	II и III	—
$\theta_4 \theta_4'$	4 и 1	4	1	4'	5'	II и I	I и III
$\theta_4' \theta_5$	4 и 1	4 и 1	—	4' и 1'	—	II и I	—
$\theta_5 \theta_5'$	6 и 1	1	6	1'	4'	III и I	II и III
$\theta_5' \theta_6$	6 и 1	6 и 1	—	6' и 1'	—	III и I	—
$\theta_6 \theta_6'$	6 и 3	6	3	6'	1'	III и II	II и I
$\theta_6' \theta_7$	6 и 3	6 и 3	—	6' и 3'	—	III и II	—

подинтервала от Θ_1 до Θ_1' можно составить следующие уравнения на основании первого и второго законов Кирхгофа.

$$u_1 - u_2 - L_d \frac{di_2}{dt} = u_d; \quad (1a)$$

$$u_3 - u_1 - i_3 R_c + L_c \frac{di_3}{dt} = 0; \quad (1b)$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0. \quad (1в)$$

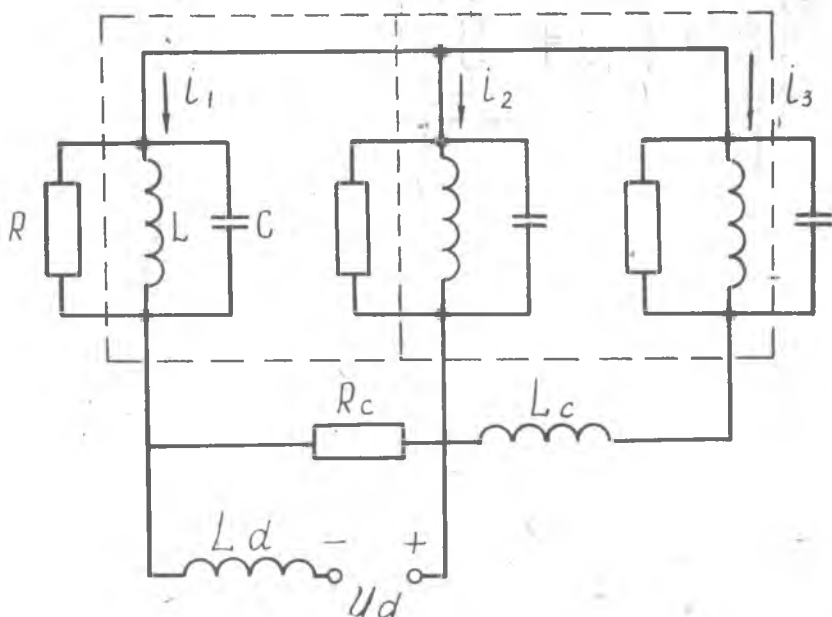


Рис. 2а. Схема замещения для подинтервала от $t=0$ до $t=t_0$.

Последнее уравнение приводит к:

$$u_1 + u_2 + u_3 = 0. \quad (1г)$$

Выражая u_3 из (1г) и подставляя в (1б), получаем систему интегродифференциальных уравнений относительно u_1 и u_2

$$u_1 - \left(1 + \frac{L_d}{L}\right) u_2 - \frac{L_d}{R} \frac{dU_2}{dt} - L_d C \frac{d^2 U_2}{dt^2} = u_d; \quad (2а)$$

$$\begin{aligned} & \left(2 + \frac{R_c}{R} + \frac{L_c}{L}\right) u_1 + \frac{R_c}{L} \int u_1 dt + \left(R_c C + \frac{L_c}{R}\right) \frac{du_1}{dt} + \\ & + L_c C \frac{d^2 u_1}{dt^2} + \left(1 + \frac{R_c}{R} + \frac{L_c}{L}\right) u_2 + \frac{R_c}{L} \int u_2 dt + \\ & + \left(R_c C + \frac{L_c}{R}\right) \frac{du_2}{dt} + L_c C \frac{d^2 u_2}{dt^2} = 0; \end{aligned} \quad (2б)$$

$$-\frac{t_0}{2} \leq t \leq t_0.$$

Здесь R_c — эквивалентное активное сопротивление дросселя передачи;

L_c — индуктивность дросселя передачи.

При выводе системы (2) мы пользовались выражениями для токов i_1, i_2, i_3 в виде

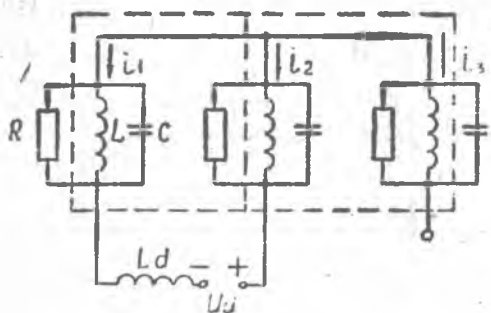


Рис. 26. Схема замещения для подинтервала от $t=t_0^o$ до t_0

$$i_1 = \frac{u_1}{R} + \frac{1}{L} \int u_1 dt + \frac{c_0}{L} + C \frac{du_1}{dt};$$

$$i_2 = \frac{u_2}{R} + \frac{1}{L} \int u_2 dt - \frac{r_0}{L} + C \frac{du_2}{dt}; \quad (3)$$

$$i_3 = \frac{u_3}{R} + \frac{1}{L} \int u_3 dt + C \frac{du_3}{dt}.$$

В подинтервале от Θ_1' до Θ_2 имеем исходную систему уравнений:

$$u_1 - u_2 - L_d \frac{di_2}{dt} = U_d; \quad (4a)$$

$$i_1 + i_2 = 0; \quad (4b)$$

$$i_3 = 0. \quad (4b)$$

Откуда получаем систему интегродифференциальных уравнений для второго подинтервала

$$u_1 - \left(1 + \frac{L_d}{L}\right) u_2 - \frac{L_d}{R} \frac{du_2}{dt} - L_d C \frac{d^2 u_2}{dt^2} = u_d; \quad (5a)$$

$$\frac{1}{R} u_1 + \frac{1}{L} \int u_1 dt + C \frac{du_1}{dt} + \frac{1}{R} u_2 + \frac{1}{L} \int u_2 dt + c \frac{du_2}{dt} = 0; \quad (5b)$$

$$t_0^o \leq t \leq \frac{t^o}{2}.$$

Здесь t_0^o — момент смены режимов.

Введем обобщенные параметры:

коэффициент загрузки

$$B = \frac{1}{\omega z C}, \quad (6a)$$

где z — кажущееся сопротивление фазы потребителя;

C — емкость на фазу по расчетной схеме;

$$\frac{R_c}{L_c} = \frac{1}{\tau}; \quad (6b)$$

$$\frac{L_c}{L} = \varepsilon; \quad (6b)$$

$$\frac{L}{L_d} = \gamma. \quad (6b)$$

Здесь L — индуктивность фазы потребителя по расчетной схеме;
 L_d — индуктивность в цепи источника питания.

Кроме того,

$$\frac{1}{RC} = \omega B \cos \varphi; \quad (6д)$$

$$\frac{1}{LC} = \omega^2 B \sin \varphi. \quad (6е)$$

Задача может быть решена с использованием как цифровой, так и аналоговой электронных вычислительных машин. Проведем решение в относительных единицах. Так, напряжения u_1, u_2, u_3 будем искать в виде

$$\tilde{u}_1 = \frac{u_1}{U_d}; \quad \tilde{u}_2 = \frac{u_2}{U_d}; \quad \tilde{u}_3 = \frac{u_3}{U_d}.$$

Для токов искомые выражения будем находить в форме

$$\tilde{i}_1 = \frac{i_1}{U_d} \frac{1}{\omega C}; \quad \tilde{i}_2 = \frac{i_2}{U_d} \frac{1}{\omega C}; \quad \tilde{i}_3 = \frac{i_3}{U_d} \frac{1}{\omega C} \text{ и т. д.}$$

В настоящей работе решение проведено с использованием АВМ.

На основании уравнений (1) и (3) получаем для подинтервала от $t=0$ до t_0 следующую систему уравнений:

$$\frac{d\tilde{i}_2}{dt} = \chi \omega B \sin \varphi (\tilde{u}_1 - \tilde{u}_2 - 1);$$

$$\frac{d\tilde{i}_3}{dt} = -\frac{1}{\tau} \tilde{i}_3 + 2 \frac{\omega B \sin \varphi}{\tau} \tilde{u}_1 + \frac{\omega B \sin \varphi}{\tau} \tilde{u}_2; \quad (7)$$

$$\frac{d\tilde{u}_1}{dt} = \omega \tilde{i}_1 - \omega B \cos \varphi \tilde{u}_1 - \omega^2 B \sin \varphi \int \tilde{u}_1 dt - \omega^2 B \sin \varphi \tilde{C}_0;$$

$$\frac{d\tilde{u}_2}{dt} = \omega \tilde{i}_2 - \omega B \cos \varphi \tilde{u}_2 - \omega^2 B \sin \varphi \int \tilde{u}_2 dt + \omega^2 B \sin \varphi \tilde{C}_0$$

$$\tilde{i}_1 = -\tilde{i}_3 - \tilde{i}_2;$$

$$\tilde{u}_3 = -\tilde{u}_1 - \tilde{u}_2.$$

Здесь $\tilde{C}_0 = \frac{C_0}{U_d}$.

Для подинтервала от t_0 до t_0 имеем систему дифференциальных уравнений, используя (4) и (3),

$$\frac{d\tilde{i}_2}{dt} = \chi \omega B \sin \varphi (\tilde{u}_1 - \tilde{u}_2 - 1);$$

$$\tilde{i}_3 = 0$$

$$\frac{d\tilde{u}_1}{dt} = \omega \tilde{i}_1 - \omega B \cos \varphi \tilde{u}_1 - \omega^2 B \sin \varphi \int \tilde{u}_1 dt - \omega^2 B \sin \varphi \tilde{C}_0;$$

$$\frac{d\tilde{u}_2}{dt} = \omega \tilde{i}_2 - \omega B \cos \varphi \tilde{u}_2 - \omega^2 B \sin \varphi \int \tilde{u}_2 dt + \omega^2 B \sin \varphi \tilde{C}_0;$$

$$\tilde{i}_1 = -\tilde{i}_2$$

$$\tilde{u}_3 = -\tilde{u}_1 - \tilde{u}_2. \quad (8)$$

Заметим здесь, что в подинтервале от $t=0$ до $t=t_0^\circ$ ток дросселя передачи $\bar{i}_{Lc} = \bar{i}_3$.

Начиная с момента t_0° , дроссель передачи δ закорачивается диодом $2'$ и управляемым вентилем 2. В результате ток дросселя \bar{i}_{Lc} спадает по экспоненте с постоянной времени τ так:

$$\frac{d\bar{i}_{Lc}}{dt} = -\frac{1}{\tau}\bar{i}_{Lc}$$

В соответствии с системами (7) и (8) для нахождения токов и напряжений, а также t_0° мы должны располагать семью граничными условиями. Так как фазовые напряжения и токи образуют симметричную систему, то справедливо

$$|\bar{u}_2|_{t=0} = -|\bar{u}_1|_{t=t_0} \quad (9a)$$

$$|\bar{u}_1|_{t=0} = -|\bar{u}_3|_{t=t_0} \quad (9б)$$

$$|\bar{i}_{L_2}|_{t=0} = -|\bar{i}_{L_1}|_{t=t_0} \quad (9в)$$

$$|\bar{i}_{L_1}|_{t=0} = -|\bar{i}_{L_3}|_{t=t_0} \quad (9г)$$

В момент $t=0$, до того закороченный дроссель передачи δ , подключается диодом $6'$ к фазе III и участвует в передаче реактивной мощности. Поэтому ток фазы III в момент $t=0$ должен быть равен току дросселя δ . Это определяет

$$|\bar{i}_3|_{t=0} = |\bar{i}_3|_{t=t_0} e^{-\frac{t_0-t_0^\circ}{\tau}} e^{-\frac{t_0}{\tau}} \quad (9д)$$

где τ — постоянная времени короткозамкнутой цепи дросселя передачи.

На границе смены режима должны быть выполнены условия стыкования

$$|\bar{u}_1|_{t \leftarrow t_0^\circ} = |\bar{u}_1|_{t \rightarrow t_0^\circ} \quad (9e)$$

$$|\bar{u}_2|_{t \leftarrow t_0^\circ} = |\bar{u}_2|_{t \rightarrow t_0^\circ} \quad (9ж)$$

$$|\bar{i}_{L_1}|_{t \leftarrow t_0^\circ} = |\bar{i}_{L_1}|_{t \rightarrow t_0^\circ} \quad (9з)$$

Заметим, что специфика АВМ такова, что условия (9е—9з) выполняются автоматически. В момент t_0° напряжение $\bar{u}_3 - \bar{u}_1$ достигает величины, при которой диод $2'$ открывается. Это дает

$$|\bar{u}_3 - \bar{u}_1|_{t_0^\circ} = \Delta u = 0 \quad (9и)$$

Во время коммутации вентилей на границе интервала рассмотрения t_0 входной ток преобразователя из-за наличия индуктивности L_{1d} не может измениться.

Это определяет

$$|\bar{i}_2|_{t=0} = |\bar{i}_2|_{t=t_0} \quad (11к)$$

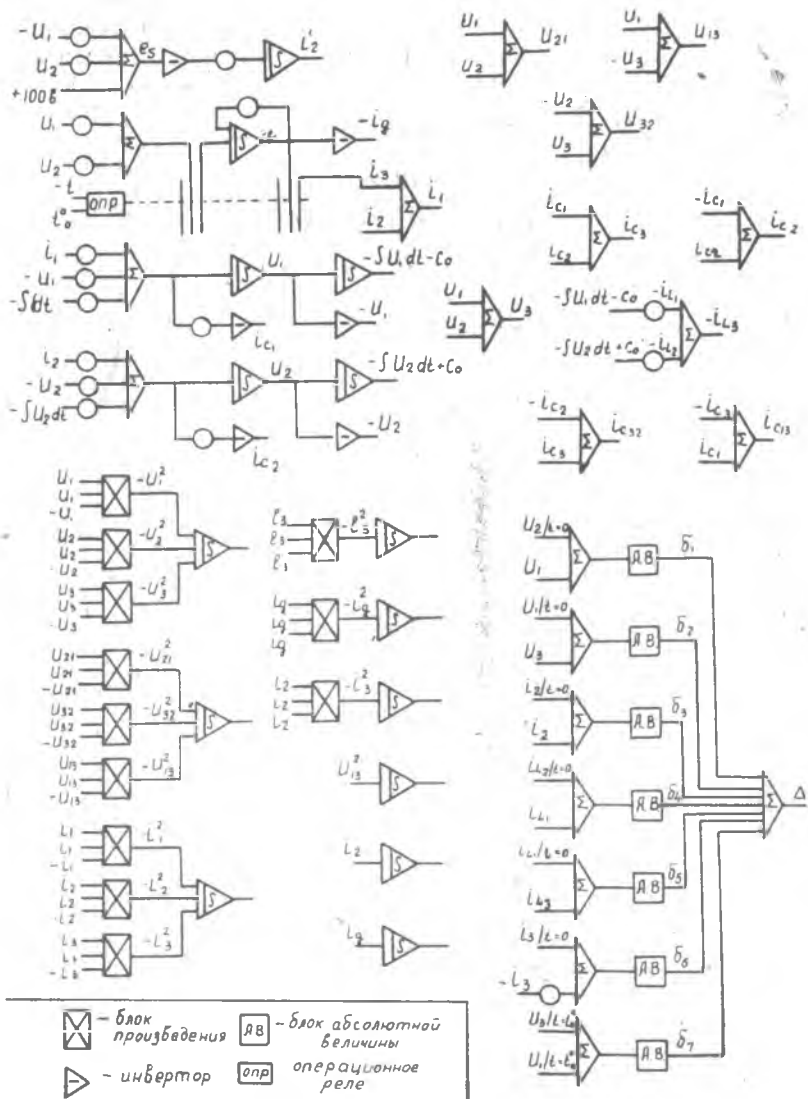


Рис. 3. Блок-схема АВМ.

По той же причине не может измениться входной ток в момент смены режима.

Это дает

$$|\tilde{i}_2|_{t=t_0^+} = |\tilde{i}_2|_{t=t_0}. \quad (11л)$$

Последнее уравнение также удовлетворяется автоматически.

Решение задачи на АВМ производится методом минимизации. Для этой цели граничные условия представляются в виде

$$\begin{aligned} (\tilde{u}_1)_{t=t_0} + (\tilde{u}_2)_{t=0} &= 0 \\ (\tilde{u}_1)_{t=0} + (\tilde{u}_3)_{t=t_0} &= 0 \\ (\tilde{i}_2)_{t=0} - (\tilde{i}_2)_{t=t_0} &= 0 \\ (\tilde{i}_{L_2})_{t=0} + (i_{L_1})_{t=t_0} &= 0 \\ (i_{L_1})_{t=0} + (\tilde{i}_{L_3})_{t=t_0} &= 0 \\ (i_3)_{t=0} - (\tilde{i}_3)_{t_0} e^{-\frac{t_0-t_0}{\tau}} e^{-\frac{t_0}{\tau}} &= 0 \\ (\tilde{u}_3 - \tilde{u}_1)_{t_0} &= 0. \end{aligned} \quad (12)$$

Заметим, что минимизируемая функция неотрицательна и при обращении ее в нуль она дает решение задачи, поскольку одновременно с этим удовлетворяются все граничные условия. Важно при этом отметить, что минимизируемая функция имеет единственный минимум, в котором она равна нулю [13]. Блок-схема для решения задачи представлена на рис. 3. Переход с одного режима на другой в момент t_0^0 осуществляется с помощью операционного реле. Для образования абсолютных величин используется схема, показанная на рис. 4 [14].

Решение задачи на АВМ осуществляется следующим образом. На интеграторах задаются произвольные начальные условия. Эти же начальные условия используются для образования минимизируемой функции.

Как видно из (12) нас интересует значение минимизируемой функции в момент $t=t_0$. При произвольных начальных условиях значение минимизируемой функции, очевидно, не равно нулю. Алгоритм решения задачи состоит в том, чтобы, изменяя граничные условия, добиваться неуклонного приближения значения минимизируемой функции к нулю. Приближение осуществляется путем изменения одного из начальных условий, в то время как остальные остаются без изменения. Это продолжается до тех пор, пока не будет получен промежуточный (не равный нулю) минимум по данному начальному условию. Значение этого начального условия фиксируется и находится снова минимум по другому начальному условию и т. д. до тех пор, пока минимизируемая функция с определенной точностью не станет равной нулю.

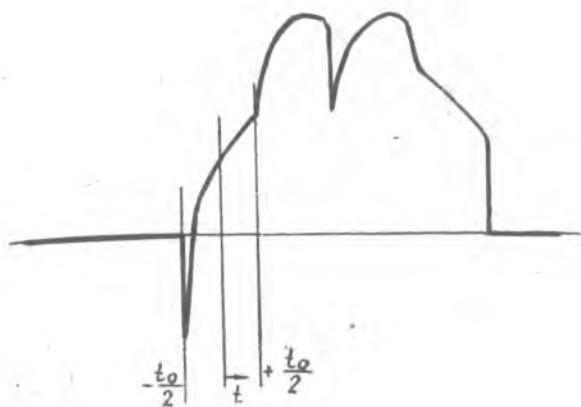


Рис. 5 а. Рассчитанная кривая напряжения на управляемом вентиле.

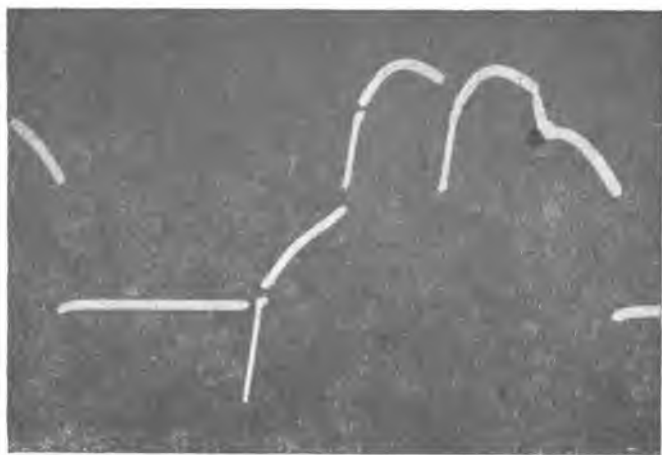


Рис. 5б. Осциллограмма напряжения на управляемом вентиле.

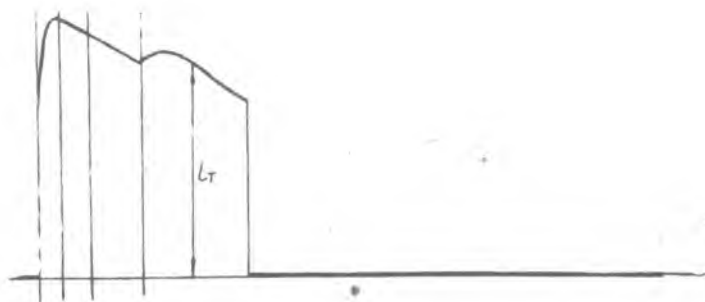


Рис. 6 а. Рассчитанная кривая тока управляемого вентиля.

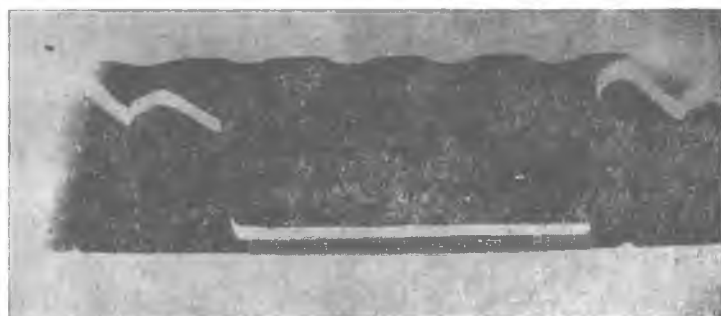


Рис. 6 б. Осциллограмма тока управляемого вентиля.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработан метод расчета преобразователя частоты инверторно-переключающего режима с использованием аналоговой вычислительной машины. Расчет производится с погрешностью, не превышающей 3%, что находится в пределах точности задания исходных данных.

Разработанная теория и метод расчета хорошо подтверждаются экспериментом.

ЛИТЕРАТУРА

1. И. И. Кантер. Теория работы многофазных несамоуправляемых инверторов с конденсаторной коммутацией. Электричество, № 3, 1951.
 2. И. И. Кантер, М. С. Зубрилов. Инвертор с конденсаторной коммутацией. Авторское свидетельство, № 156230.
 3. С. Н. Зуховицкий, Л. И. Авдеева. Линейное и выпуклое программирование, «Наука», М., 1964.
 4. Smith G. W., R. C. Wood. Principles of Analog Computation, New York—Toronto—London, Mc graw—Hull Books Company, 1959.
-