

6П2.1.082

А65

УДК 621.314.6:621.316.925

Защита реверсивных тиристорных преобразователей. Андреев П. Д. «Техника», 1977, 144 с.

Рассмотрены наиболее характерные аварийные режимы реверсивных тиристорных преобразователей постоянного тока, приведены расчетные соотношения и построены в относительных единицах кривые токов и их тепловых эквивалентов. Определены требования к устройствам защиты и приведены рекомендации по построению систем защит для реверсивных тиристорных преобразователей. Изложена методика определения параметров защитных элементов схем главных цепей реверсивных преобразователей. Рассчитана на инженерно-технических работников, занятых проектированием и эксплуатацией силовой преобразовательной техники и электропривода, и может быть полезна студентам вузов соответствующих специальностей.

Табл. 9, ил. 47, библиогр. 29.

Рецензент канд. техн. наук *И. А. Курило*

Редакция литературы по энергетике, электронике, кибернетике и связи

Заведующий редакцией инж. *З. В. Божко*

А  $\frac{30307-004}{M202(04)-77}$  38-77

© Издательство «Техника», 1977 г.



## ПРЕДИСЛОВИЕ

В принятых на XXV съезде КПСС «Основных направлениях развития народного хозяйства СССР на 1976—1980 годы» указано на необходимость быстрыми темпами развивать производство силовых полупроводниковых преобразователей, среди которых преобразователи для электропривода занимают особое место.

Успешное решение проблемы увеличения мощности силовых полупроводниковых устройств позволило создать мощную уникальную установку для главного привода блюминга мощностью 10 МВт. К настоящему времени заводами «Преобразователь», ХЭМЗ, ТЭЗ выпускаются серийно комплектные тиристорные агрегаты для электропривода мощностью от 10 до 10 000 кВт.

Стоимость, масса, габаритные размеры и другие характеристики полупроводниковых преобразователей определяются схемой и параметрами элементов их оборудования. Выбор схемы и требуемых значений параметров, в свою очередь, зависят от назначения преобразователя, режимов его работы и требований, предъявляемых к надежности. Конечной задачей каждой разработки является получение оптимальных значений параметров преобразователя. Решение этой проблемы немыслимо без глубокого исследования преобразователей как в стационарных, так и в аварийных режимах. Научно обоснованная методика расчета преобразователей является основным средством,

обеспечивающим возможность создания наиболее совершенного и экономичного типа подобных установок.

Тиристорный преобразователь представляет собой сложную электрическую цепь с большим количеством нелинейных элементов (тиристоров, насыщающихся дросселей и т. д.). Расчет таких цепей в общем виде невозможен. Поэтому каждый преобразователь представляет собой с теоретической точки зрения новый объект для исследования. Тем не менее существуют общие приемы, позволяющие приближенно, но с достаточной для практики точностью проанализировать электромагнитные процессы в преобразователе и получить необходимые расчетные соотношения. Для расчета полупроводниковых управляемых выпрямительно-инверторных установок весьма плодотворным оказался метод припасовывания, широко используемый для анализа установившихся и аварийных режимов.

Автор выражает глубокую благодарность д-ру техн. наук А. М. Коротину за критические замечания, товарищам по работе, принимавшим участие в исследованиях и разработке отдельных элементов защиты, а также рецензенту канд. техн. наук И. А. Курило.

Отзывы и пожелания просим направлять по адресу: 252601, Киев, 1, ГСП, Пушкинская, 28, издательство «Техніка».



# УРАВНИТЕЛЬНЫЙ ТОК В РЕВЕРСИВНЫХ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

## 1. ОСОБЕННОСТИ ВОЗНИКНОВЕНИЯ СТАТИЧЕСКОГО УРАВНИТЕЛЬНОГО ТОКА ПРИ УПРАВЛЕНИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ УЗКИМИ ИМПУЛЬСАМИ

Реверсивный тиристорный преобразователь состоит из двух вентильных групп, соединенных между собой по определенной схеме. Различают два способа управления вентильными группами: совместное и раздельное.

При раздельном управлении ток проводит только одна группа вентиляей, в то время как другая заперта. При совместном управлении между вентильными группами циркулирует уравнительный ток, величина которого зависит от разности мгновенных напряжений вентильных групп и ограничивается до допустимых пределов уравнительными реакторами.

Анализ электромагнитных процессов в уравнительном контуре проводился при допущениях, что уравнительные реакторы имеют линейные характеристики, т. е. не насыщаются при протекании тока нагрузки, а длительность управляющих импульсов равна  $2\pi/m$  [25; 26].

В настоящее время широко применяется трехфазная мостовая противоположная схема реверсивного тиристорного преобразователя с общим питанием вентильных групп (рис. 1). Эта схема имеет два уравнительных контура. Анализ уравнительного тока проводился для одного контура в предположении, что оба контура идентичны [25; 26]. Это справедливо при мгновенной коммутации тока нагрузки, т. е. при

питании реверсивного преобразователя от сети бесконечной мощности.

Наличие коммутационных процессов приводит к искажению формы кривой напряжения, питающего вентиляльные группы, и соответственно формы кривой

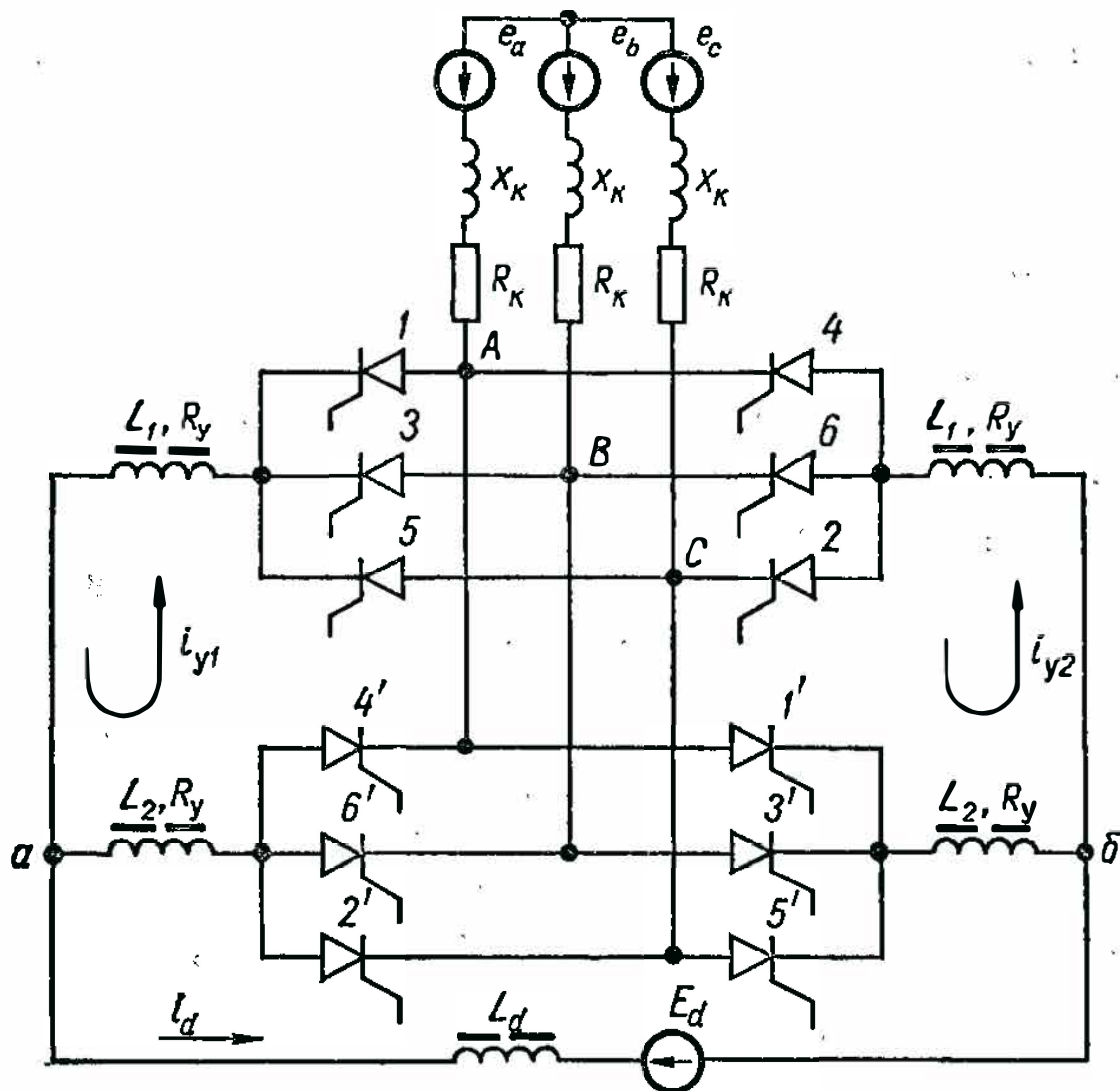


Рис. 1. Трехфазная мостовая противопараллельная схема реверсивного тиристорного преобразователя с общим питанием вентиляльных групп.

уравнительного напряжения. Кроме того, тиристоры управляются сравнительно узкими импульсами, а с целью уменьшения габаритных размеров и повышения динамических характеристик реверсивного преобразователя уравнительные реакторы выполняются насыщающимися [15].

Указанные выше обстоятельства приводят к тому, что при определенных сочетаниях параметров схемы и законов управления нарушается устойчивая работа преобразователя и происходит аварийное отключение.

Пренебрегая влиянием индуктивности питающей сети и падением напряжения на активных сопротивлениях и тиристорах, записываем исходные дифференциальные уравнения, полагая, что ток нагрузки протекает через тиристоры 1—6:

$$u_{a6} - E_d = (2L_1 + L_d) \frac{di_d}{dt} + L_1 \frac{di_{y1}}{dt} + L_1 \frac{di_{y2}}{dt}; \quad (1)$$

$$u_{y1} = L_1 \frac{di_d}{dt} + (L_1 + L_2) \frac{di_{y1}}{dt}; \quad (2)$$

$$u_{y2} = L_1 \frac{di_d}{dt} + (L_1 + L_2) \frac{di_{y2}}{dt}, \quad (3)$$

где  $u_{a6}$  — мгновенное значение напряжения на выходных зажимах работающей группы тиристоров;  $E_d$  — противо ЭДС электродвигателя;  $u_{y1}$ ;  $u_{y2}$  — уравнительное напряжение в уравнительном контуре, включающем тиристоры 1, 3, 5, 2', 4', 6' и 2, 6, 4, 1', 3', 5' соответственно;  $i_{y1}$ ;  $i_{y2}$ ;  $i_d$  — уравнительные токи и ток нагрузки соответственно;  $L_1$ ;  $L_2$ ;  $L_d$  — индуктивность уравнительных реакторов и цепи нагрузки соответственно.

Решая уравнение (1) — (3) относительно  $\frac{di_{y1}}{dt}$ , получаем

$$\frac{di_{y1}}{dt} = \frac{bu_{y2} + u_{y1} [(1 + b)(2 + a) - b] - (1 + b)(u_{a6} - E_d)}{L_2 [(2 + a)(1 + b)^2 + 2b(1 + b)]}, \quad (4)$$

где параметры  $b = L_1/L_2$ ;  $a = L_d/L_1$ .

Если уравнительные реакторы выполняются насыщающимися, то их индуктивности зависят от

величины тока нагрузки. В одном граничном случае индуктивности уравнивательных реакторов равны между собой  $L_1 = L_2$  при  $i_d = 0$ , что соответствует значению параметра  $b = 1$ . В другом граничном случае при значительных токах нагрузки  $i_d \geq 2 \dots 2,5 I_{dH}$ , где  $I_{dH}$  — номинальный ток нагрузки, значение параметра  $b$  стремится к нулю, что соответствует идеальному дросселю насыщения. Значение параметра  $a$  при этом стремится к бесконечности при любом конечном значении индуктивности цепи нагрузки. Граничные случаи, когда  $b = 0$  и  $b = 1$ , определяют диапазон возможных изменений уравнивательных токов при  $L_d = \text{const}$ .

Анализ зависимости уравнивательного тока от параметров нагрузки (от параметра  $a$ ) при неизменном значении параметра  $b = 1$  и длительности управляющих импульсов  $\tau_n = \frac{2\pi}{m}$  приведен в работе [29].

Рассмотрим особенности возникновения уравнивательного тока, когда  $b = 0$ , при управлении преобразователем узкими (длительностью несколько электрических градусов) импульсами.

Полагая, что  $L_1 = 0$ ,  $L_d \neq 0$ , т. е.  $b = 0$ ,  $a = \infty$ , с учетом формул (1) — (4) имеем

$$\frac{di_{y1}}{dt} = -\frac{u_{y1}}{L_2}. \quad (5)$$

Уравнивательное напряжение в уравнивательном контуре без учета коммутационных процессов в преобразователе описывается следующими выражениями.

Для углов регулирования  $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$

$$u_y = -\sqrt{3} U_{\max} \sin(\omega t - \beta) \quad (6)$$

при изменении  $\omega t$  в пределах  $0 \leq \omega t \leq \alpha + \beta$ , где  $U_{\max}$  — максимальное значение фазного напряжения;  $\omega$  — круговая частота питающей сети;  $\alpha$ ,  $\beta$  — углы



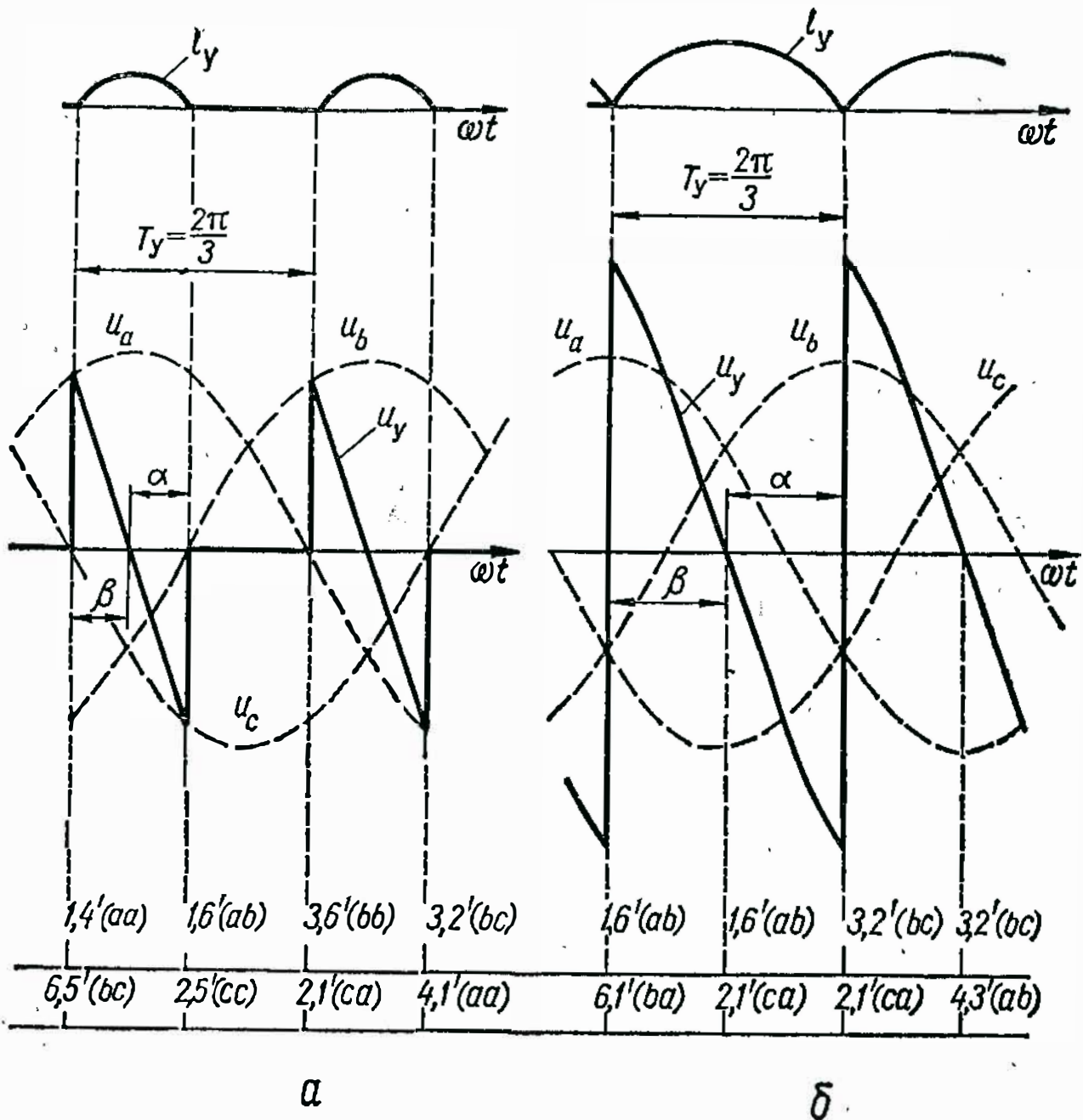


Рис. 2. Диаграммы уравнильных напряжений и токов в преобразователе при  $I_d = 0$ :  
 а —  $\alpha = \pi/6$ ; б —  $\alpha = \pi/3$ .

регулирования выпрямителя и опережения включения инвертора соответственно.

Диаграммы уравнильных напряжений и токов для углов регулирования  $\alpha \leq \frac{\pi}{3}$ , а также последовательность управляющих импульсов показаны на рис. 2.

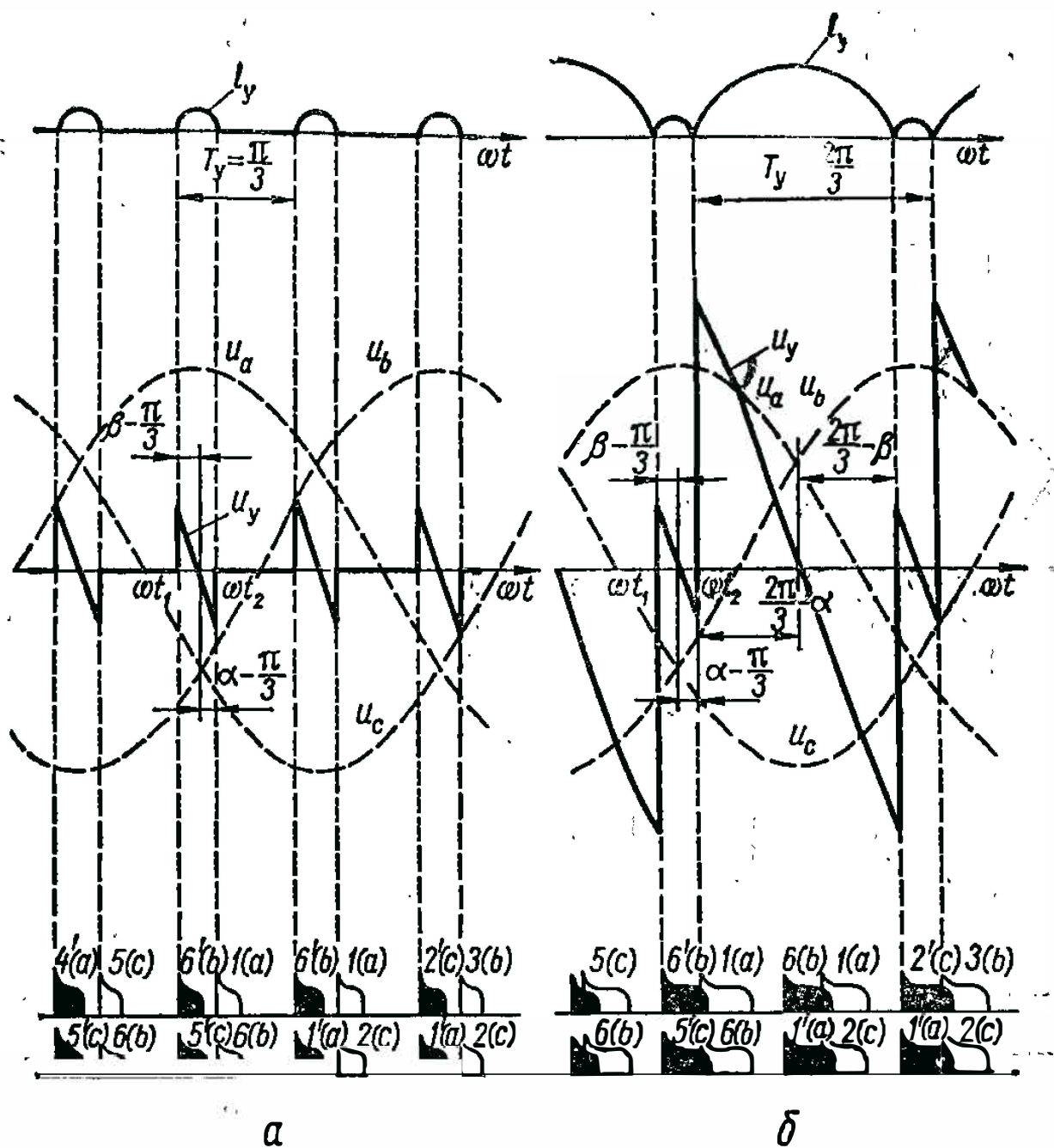


Рис. 3. Диаграммы уравнительных напряжений и токов в преобразователе при  $\frac{\pi}{3} < \alpha \leq \frac{\pi}{2}$  и различной длительности управляющих импульсов:

ности управляющих импульсов:

$$a - \tau_{и} < \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}; \quad b - \tau_{и} > \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}$$

Для углов регулирования  $\frac{\pi}{3} < \alpha \leq \frac{\pi}{2}$  форма и величина уравнительного напряжения зависят от ширины управляющего импульса. На рис. 3 изобра-

жены диаграммы напряжений, действующих в преобразователе, и показаны моменты подачи управляющих импульсов. В момент времени  $\omega t_1$  управляющий импульс поступает на тиристоры  $5'$  и  $6'$  (см. рис. 1). В контурах, включающих тиристоры  $5$ ,  $6'$  и  $6$ ,  $5'$ , возникает уравнительный ток. Необходимым условием его возникновения является загрузка тиристоров  $1-6$  непрерывным током.

К моменту времени  $\omega t_2$  ток тиристоров  $5'$  и  $6'$  спадает до нуля, а управляющие импульсы поступают на тиристоры  $1$  и  $6$ . Если длительность управляющих импульсов мала  $\tau_n < \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}$ , то тиристоры  $5'$  и  $6'$  повторно не включаются, и уравнительное напряжение в контуре отсутствует. Если же длительность управляющих импульсов достаточна  $\tau_n > \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}$ , то в момент включения тиристоров  $1$  и  $6$  тиристоры  $5'$  и  $6'$  также откроются. В уравнительном контуре появится напряжение.

Выражения для уравнительного напряжения имеют следующий вид:

$$\text{при } \tau_n < \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}$$

$$u_y = -\sqrt{3} U_{\max} \sin\left(\omega t - \beta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (7)$$

в пределах  $0 \leq \omega t \leq \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}$ ;

при  $\tau_n > \beta + \alpha - \frac{2\pi}{3}$  уравнительное напряжение имеет два участка. На первом участке справедливо выражение (7), а на втором участке уравнительное напряжение

$$u_y = -\sqrt{3} U_{\max} \sin\left(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (8)$$

в пределах  $0 \leq \omega t \leq \frac{4\pi}{3} - \alpha - \beta$ .

Решая выражение (5) совместно с равенствами (6) — (8), получаем формулу для мгновенного значения уравнительного тока

$$i_y = \frac{kU_{\max}}{\omega L_2} [\cos(\omega t + \psi) - \cos \psi], \quad (9)$$

где  $k$ ,  $\psi$  — коэффициент и начальная фаза, определяемые из выражений (6) — (8).

Разделив правую и левую части выражения (9) на величину  $\frac{U_{\max}}{\omega L_2}$ , получим значение уравнительного тока в относительных единицах  $i_y^*$ .

В табл. 1 приведены формулы для расчета уравнительного тока в относительных единицах в зависимости от угла регулирования и длительности управляющих импульсов. В табл. 2 приведены численные значения максимального и среднего уравнительных токов в зависимости от угла регулирования при линейном согласовании систем управления вентиляльными группами, т. е.  $\alpha = \beta$ .

Среднее значение уравнительного тока

$$I_{y.\text{ср}} = \frac{1}{T_y} \int_0^{t_y} i_y(t) dt, \quad (10)$$

где  $t_y$  — длительность протекания уравнительного тока;  $T_y$  — период повторяемости уравнительного напряжения для углов регулирования:

$$0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}; \quad T_y = \frac{2\pi}{3};$$

$$\frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} \begin{cases} \tau_{\text{и}} < \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}; & T_y = \frac{\pi}{3}; \\ \tau_{\text{и}} > \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}; & T_y = \frac{2\pi}{3}. \end{cases}$$

Таблица 1

Угол регулирования	Уравнительный ток			Длительность упавляющих импульсов
	Мгновенный $i^*_y$	Средний $I^*_{y, \text{cp}}$	Максимальный $I^*_{y \text{max}}$	
	$\sqrt{3} [\cos (\omega t - \beta) - \cos \beta]$	$\frac{3\sqrt{3}}{2} [\sin \beta - \beta \cos \beta]$	$\sqrt{3} (1 - \cos \beta)$	
$0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$	$\sqrt{3} \left[ \cos \omega t - \cos \left( \beta - \frac{\pi}{3} \right) \right]$	$\frac{6\sqrt{3}}{\pi} \left[ \sin \left( \beta - \frac{\pi}{3} \right) - \left( \beta - \frac{\pi}{3} \right) \cos \left( \beta - \frac{\pi}{3} \right) \right]$	$\sqrt{3} \left[ 1 - \cos \left( \beta - \frac{\pi}{3} \right) \right]$	$\tau_n < \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}$
$\frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$	$\sqrt{3} \left[ \cos \omega t - \cos \left( \beta - \frac{\pi}{3} \right) \right]$ $\sqrt{3} \left[ \cos \omega t - \cos \left( \frac{2\pi}{3} - \alpha \right) \right]$	$\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \left[ \left( \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \alpha - \left( \beta - \frac{\pi}{3} \right) \sin \alpha + \left( \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \beta + \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \right) \sin \beta + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{2} \right) \cos \alpha + \left( \frac{\pi}{6} - \frac{\beta}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cos \beta \right]$	$\sqrt{3} \left[ 1 - \cos \left( \frac{2\pi}{3} - \alpha \right) \right]$	$\tau_n > \alpha + \beta - \frac{2\pi}{2}$

Таблица 2

$\alpha$ , эл. град	0	15	30	45	60 →	60 ←	75	90	Длительность управляющих импульсов
$I_{y \max}^*$	0	0,0607	0,232	0,51	0,866	0	0,0607	0,232	$\tau_{и} < \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}$
					0,866	0,866	0,51	0,232	$\tau_{и} > \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}$
$I_{y. \text{ ср.}}^*$	0	0,01	0,057	0,251	0,564	0	0,026	0,15	$\tau_{и} < \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}$
					0,564	0,564	0,251	0,15	$\tau_{и} > \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}$

Примечание. Стрелкой указано направление изменения угла регулирования.

Таблица 3

$\alpha$ , эл. град	20	30	45	60	68	70	75	90,5
$I_{y. \text{ ср.}} \text{ A}$	1,7	3,9	17	40	23	1,4	2	10,2
$I_{y. \text{ ср. эк}}^*$	0,0236	0,053	0,236	0,55	0,32	0,0195	0,027	0,14
$I_{y. \text{ ср. рас}}^*$	0,0250	0,067	0,250	0,56	0,34	0,0200	0,026	0,15

По данным табл. 2 построен график зависимости  $I_{y \max}^* = f(\alpha)$  и  $I_{y. \text{cp}}^* = \varphi(\alpha)$  (рис. 4). Анализ кривых показывает, что при управлении тиристорами сравнительно узкими импульсами длительностью  $\tau_n < \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}$  в диапазоне изменения углов регулирования  $\frac{\pi}{3} < \alpha \leq \frac{\pi}{2}$  наблюдается уменьшение уравнительного тока. Это приводит к появлению двух максимумов уравнительного тока в точках  $\alpha = 60$  и  $\alpha = 90$  эл. град. Полученные соотношения справедливы и для трехфазной нулевой схемы.

Экспериментальные исследования статического уравнительного тока проводились в серийных тиристорных преобразователях типа АТР. Для исключения влияния коммутационных процессов измерения проводились при токе нагрузки  $I_d = 0,1 I_{dн}$ . Уравнительные реакторы нагруженного моста были закорочены, чем имитировалось их насыщение. Данные измерений приведены в табл. 3.

Начальный угол регулирования систем управления тиристорами равнялся  $90,5$  эл. град. Длительность управляющих импульсов  $\tau_n \leq 16$  эл. град. Напряжение питающей сети  $U_{\max} = \sqrt{2} \cdot 400$  В, индуктивность ненасыщенного уравнительного реактора  $L_2 = 14,5$  мГ. Углы регулирования измерялись фазорегулятором МАФ-22.

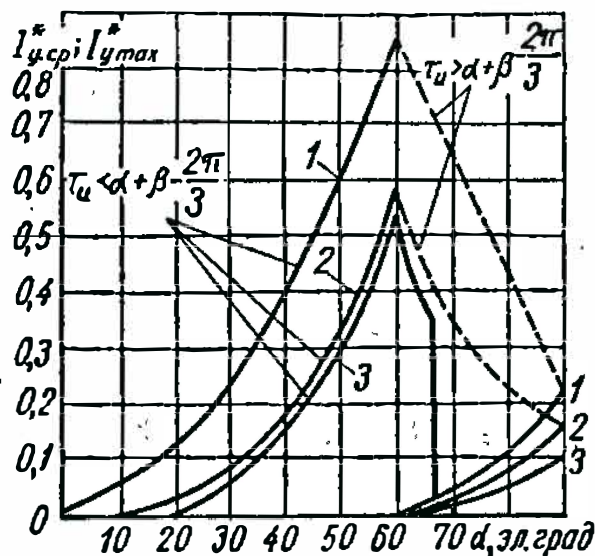


Рис. 4. График зависимости максимальных и средних значений уравнительного тока от угла регулирования  $\alpha$ :

1 —  $I_{y \max}^* = f(\alpha)$ ; 2 —  $I_{y. \text{cp}}^* = \varphi(\alpha)$ ; 3 — экспериментальная кривая  $I_{y. \text{cp}}^* = \varphi(\alpha)$

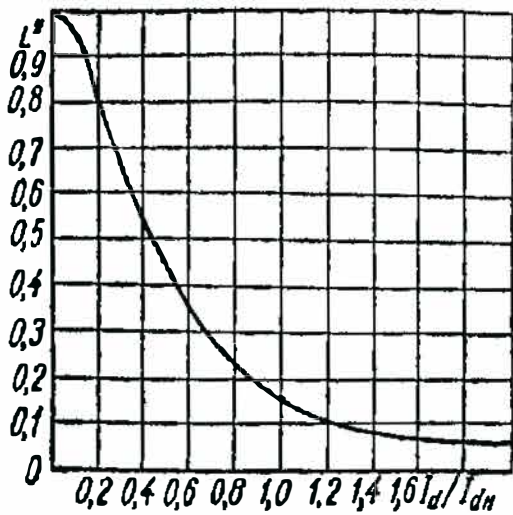


Рис. 5. График зависимости индуктивности уравнивающего реактора от кратности тока нагрузки.

Погрешность расчетных соотношений относительно экспериментальных находится в пределах 2—7% для всех значений  $\alpha$ .

Зависимость индуктивности уравнивающего реактора от кратности тока нагрузки

$L^* = f\left(\frac{I_d}{I_{dн}}\right)$ , где  $L^* = L/L_{нач}$ , показана на рис. 5. При

подмагничивании реактора током нагрузки  $I_d = I_{dн}$  индуктивность его падает в 6,5 раза, а током  $I_d = 2I_{dн}$  — в 15 раз, что подтверждает справедливость допущения о пренебрежении влиянием насыщенного уравнивающего реактора на величину уравнивающего тока.

## 2. ВЛИЯНИЕ КОММУТАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ НА ВЕЛИЧИНУ УРАВНИТЕЛЬНОГО ТОКА И УСТОЙЧИВОСТЬ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Для выяснения влияния коммутационных процессов на величину и форму уравнивающего напряжения рассмотрим электромагнитные процессы в уравнительном контуре для конкретных значений углов регулирования при принятых ранее допущениях, полагая индуктивность рассеяния питающего трансформатора, отличной от нуля (см. рис. 1). Предположим, что происходит коммутация тока нагрузки с тиристора 6 на тиристор 2 моста, работающего в выпрямительном режиме при углах регулирования  $\frac{\pi}{3} - \alpha \geq \beta \geq \frac{\pi}{3} - \alpha - \gamma$  (рис. 6, а).



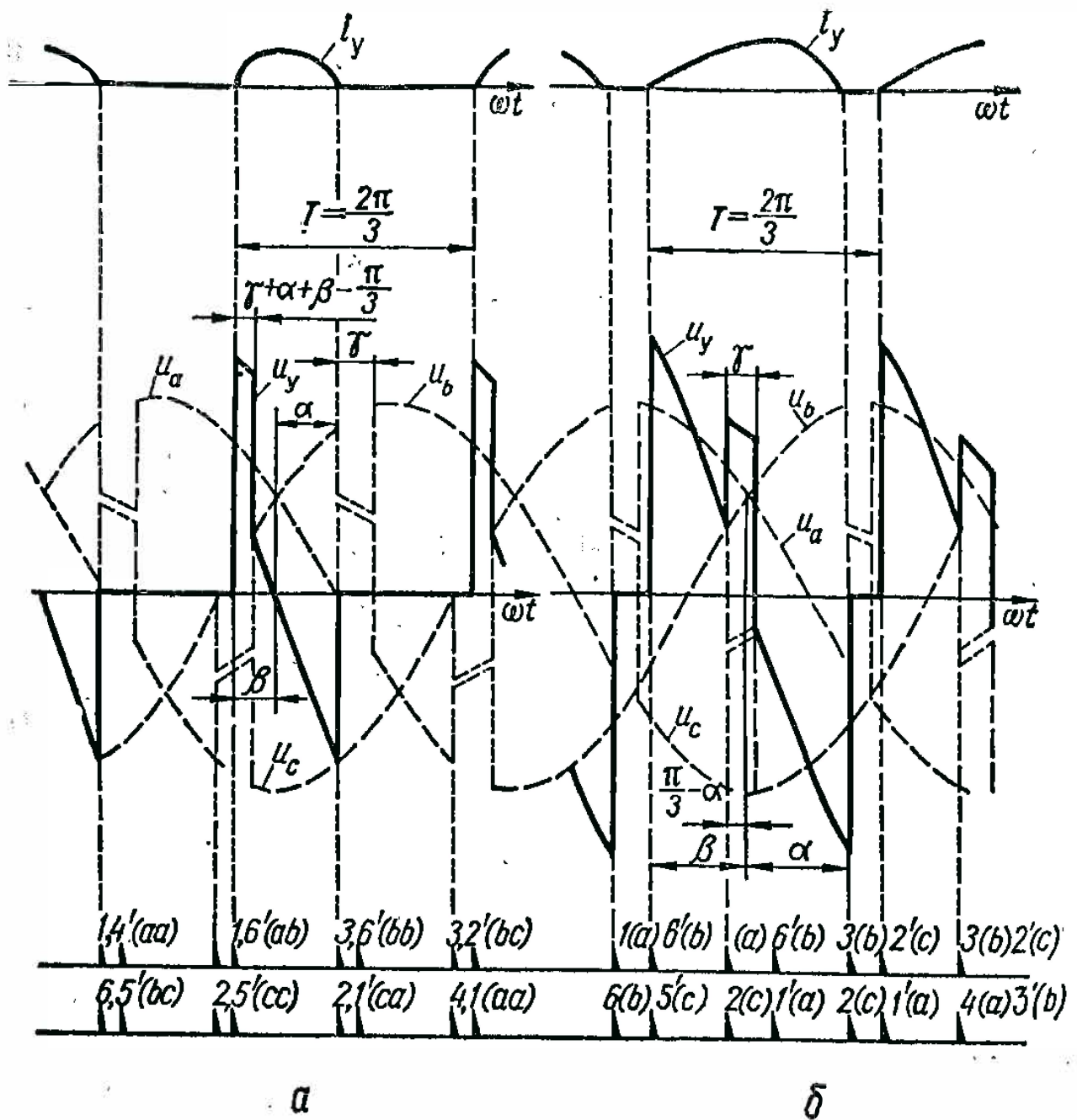


Рис. 6. Диаграммы уравнивающих напряжений и токов в преобразователе с учетом коммутационных процессов:

$$a - \frac{\pi}{3} - \alpha \geq \beta \geq \frac{\pi}{3} - \alpha - \gamma; \quad b - \frac{\pi}{3} - \alpha \leq \beta \leq \frac{\pi}{3} - \gamma.$$

В момент коммутации фазы  $b$  и  $c$  замкнуты коротко, и, следовательно, потенциалы точек  $B$  и  $C$  (см. рис. 1) одинаковы и равны:

$$\dot{U}_C = \dot{U}_B = \frac{\dot{U}_b + \dot{U}_c}{2}. \quad (11)$$

33741 / 77

При поступлении управляющего импульса на тиристор  $b'$  по контуру, включающему тиристоры  $1$  и  $b'$ , под действием разности напряжений между точками  $A$  и  $B$  начинает протекать уравнивающий ток, величина которого зависит от уравнивающего напряжения

$$\dot{U}_y = \dot{U}_A - \dot{U}_B = \dot{U}_a - \frac{\dot{U}_b + \dot{U}_c}{2} = \frac{3}{2} \dot{U}_a. \quad (12)$$

Из формулы (12) следует, что в момент коммутации уравнивающее напряжение совпадает по фазе с фазным напряжением тиристора выпрямительного моста, проводящего ток нагрузки. Мгновенное значение фазного напряжения увеличивается в 1,5 раза.

После окончания коммутации уравнивающее напряжение равно мгновенному значению линейного напряжения:

$$U_y = U_a - U_b = U_{ab}. \quad (13)$$

Как видно из рис. 6,  $a$ , при коммутации тока нагрузки в кривой уравнивающего напряжения появляются всплески напряжения. Анализ показывает, что величина вольт-секундной площадки коммутационного всплеска при определенных углах регулирования численно равна коммутационному падению напряжения.

Наличие коммутационного всплеска в уравнительном напряжении при линейном согласовании ( $\alpha = \beta$ ) систем управления приводит к появлению постоянной составляющей в кривой уравнивающего напряжения, возрастающей с увеличением тока нагрузки. Так как уравнивающий контур представляет собой индуктивную нагрузку, то в нем появится непрерывный уравнивающий ток, среднее значение которого

$$I_{y, \text{cp}} = \frac{\frac{3}{2\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} U_{\text{max}} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)]}{R_y}, \quad (14)$$

где  $R_y$  — активное сопротивление уравнивающего контура.

Выражая величину коммутационного падения напряжения через параметры схемы преобразователя, получаем

$$I_{y.cр} = \frac{3}{2\pi} \frac{I_d x_k}{R_y}, \quad (15)$$

где  $x_k$  — индуктивное сопротивление фазы питающей сети, приведенное к напряжению питания преобразователя.

Так как практически  $x_k > R_y$ , то, очевидно, что величина уравнивающего тока может значительно превышать ток нагрузки преобразователя. Это приводит к недопустимой перегрузке тиристорov по току и даже к аварийному отключению преобразователя при работе последнего в режимах, близких к номинальным.

Если же уравнивательные реакторы выполняются насыщающимися, то появление непрерывного уравнивающего тока приводит к насыщению последних и, следовательно, к более быстрому увеличению уравнивающего тока и нарушению устойчивой работы реверсивного преобразователя.

Величина уравнивающего напряжения при различных значениях  $\alpha$  и  $\beta$  определяется выражениями:

$$1. \frac{\pi}{3} - \alpha - \gamma > \beta \geq 0.$$

Коммутационные процессы не влияют на форму уравнивающего напряжения.

$$2. \frac{\pi}{3} - \alpha > \beta \geq \frac{\pi}{3} - \alpha - \gamma \text{ (рис. 6, а).}$$

Уравнивающее напряжение имеет два участка. Напряжение на первом участке

$$u_{y1} = -\frac{3}{2} U_{\max} \sin \left( \omega t - \beta - \frac{\pi}{6} \right), \quad 0 \leq \omega t \leq \gamma + \alpha + \beta - \frac{\pi}{3}. \quad (16)$$

Напряжение на втором

$$u_{y2} = -\sqrt{3} U_{\max} \sin(\omega t - \beta), \quad \gamma + \alpha + \beta - \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \alpha + \beta. \quad (17)$$

$$3. \quad \frac{\pi}{3} - \alpha \leq \beta \leq \frac{\pi}{3} - \gamma \quad (\text{рис. 6, б}).$$

Уравнительное напряжение имеет три участка: на первом

$$u_{y1} = -\sqrt{3} U_{\max} \sin(\omega t - \beta), \quad 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} - \alpha; \quad (18)$$

на втором

$$u_{y2} = -\frac{3}{2} U_{\max} \sin\left(\omega t - \beta - \frac{\pi}{6}\right), \quad \frac{\pi}{3} - \alpha \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} - \alpha + \gamma; \quad (19)$$

на третьем

$$u_{y3} = -\sqrt{3} U_{\max} \sin(\omega t - \beta), \quad \frac{\pi}{3} - \alpha + \gamma \leq \omega t \leq \alpha + \beta. \quad (20)$$

$$4. \quad \frac{\pi}{3} - \gamma < \beta \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}.$$

Уравнительное напряжение имеет четыре участка (рис. 7): на первом

$$u_{y1} = -\frac{3}{2} U_{\max} \sin\left(\omega t - \beta - \frac{\pi}{6}\right), \quad 0 \leq \omega t \leq \alpha + \beta + \gamma - \frac{2\pi}{3}; \quad (21)$$

на втором

$$u_{y2} = -\sqrt{3} U_{\max} \sin(\omega t - \beta), \quad \alpha + \beta + \gamma - \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \alpha + \beta - \frac{\pi}{3}; \quad (22)$$

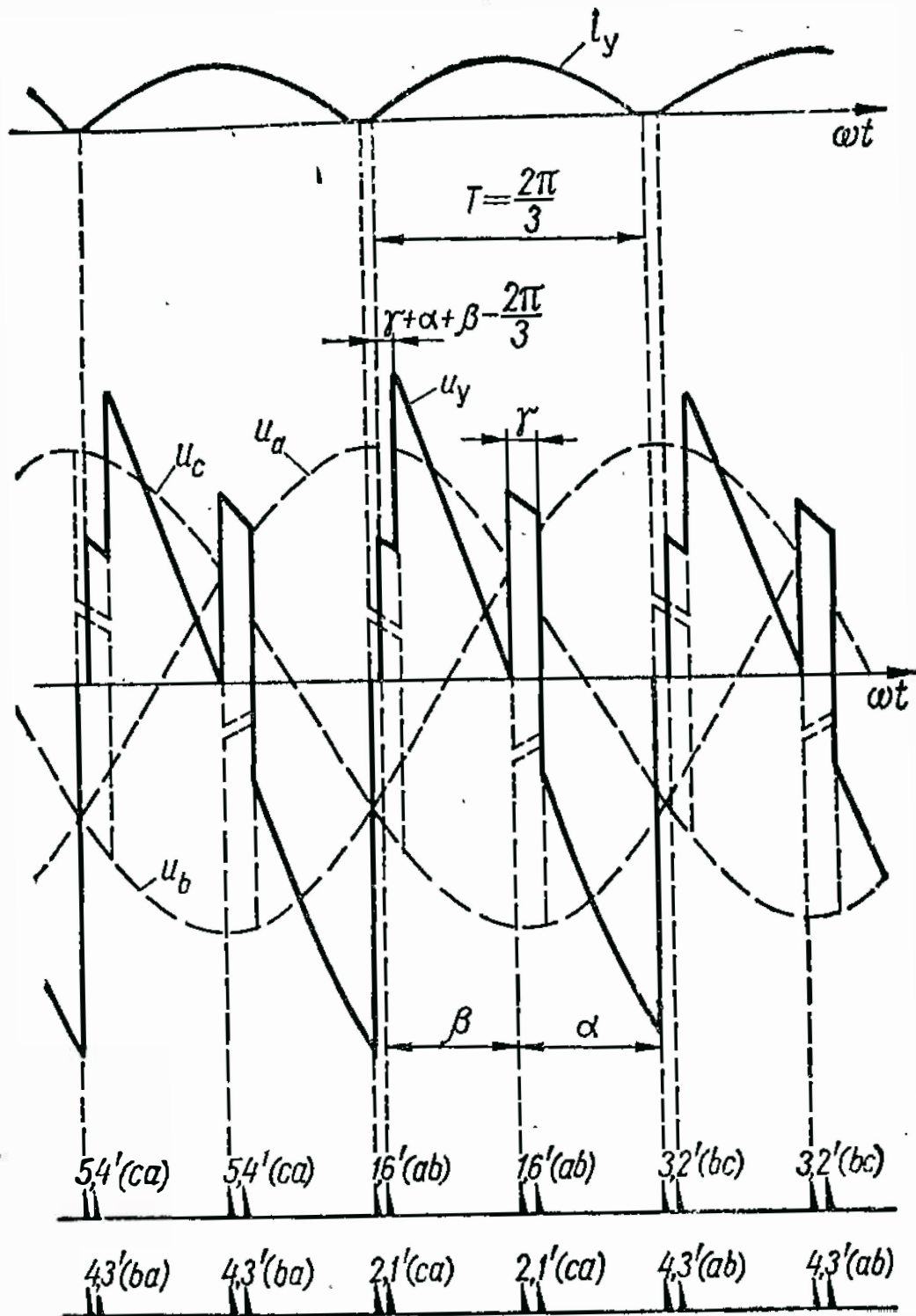


Рис. 7. Диаграммы уравнительных напряжений и токов в преобразователе с учетом коммутационных процессов при

$$\frac{\pi}{3} \geq \alpha > \beta > \frac{\pi}{3} - \gamma.$$

на третьем

$$u_{y3} = -\frac{3}{2} U_{\max} \sin \left( \omega t - \beta - \frac{\pi}{6} \right), \quad \alpha + \beta - \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \alpha + \beta + \gamma - \frac{\pi}{3}; \quad (23)$$

на четвертом

$$u_{y4} = -\sqrt{3} U_{\max} \sin (\omega t - \beta), \quad \alpha + \beta + \gamma - \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \alpha + \beta. \quad (24)$$

$$5. \quad \frac{\pi}{3} < \alpha \leq \frac{\pi}{2}; \quad \tau_n < \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}.$$

В этом случае уравнительное напряжение определяется в соответствии с выражением (7), а коммутационные процессы не оказывают влияния на величину уравнительного напряжения.

$$6. \quad \frac{\pi}{3} < \alpha \leq \frac{\pi}{2}; \quad \tau_n > \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}.$$

Уравнительное напряжение имеет три участка: на первом

$$u_{y1} = -\sqrt{3} U_{\max} \sin \left( \omega t - \beta + \frac{\pi}{3} \right), \quad 0 \leq \omega t \leq \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}; \quad (25)$$

на втором

$$u_{y2} = -\frac{3}{2} U_{\max} \sin \left( \omega t + \alpha - \frac{\pi}{2} \right), \quad 0 \leq \omega t \leq \gamma; \quad (26)$$

на третьем

$$u_{y3} = -\sqrt{3} U_{\max} \sin \left( \omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3} \right), \quad \gamma \leq \omega t \leq \frac{4\pi}{3} - \alpha - \beta. \quad (27)$$

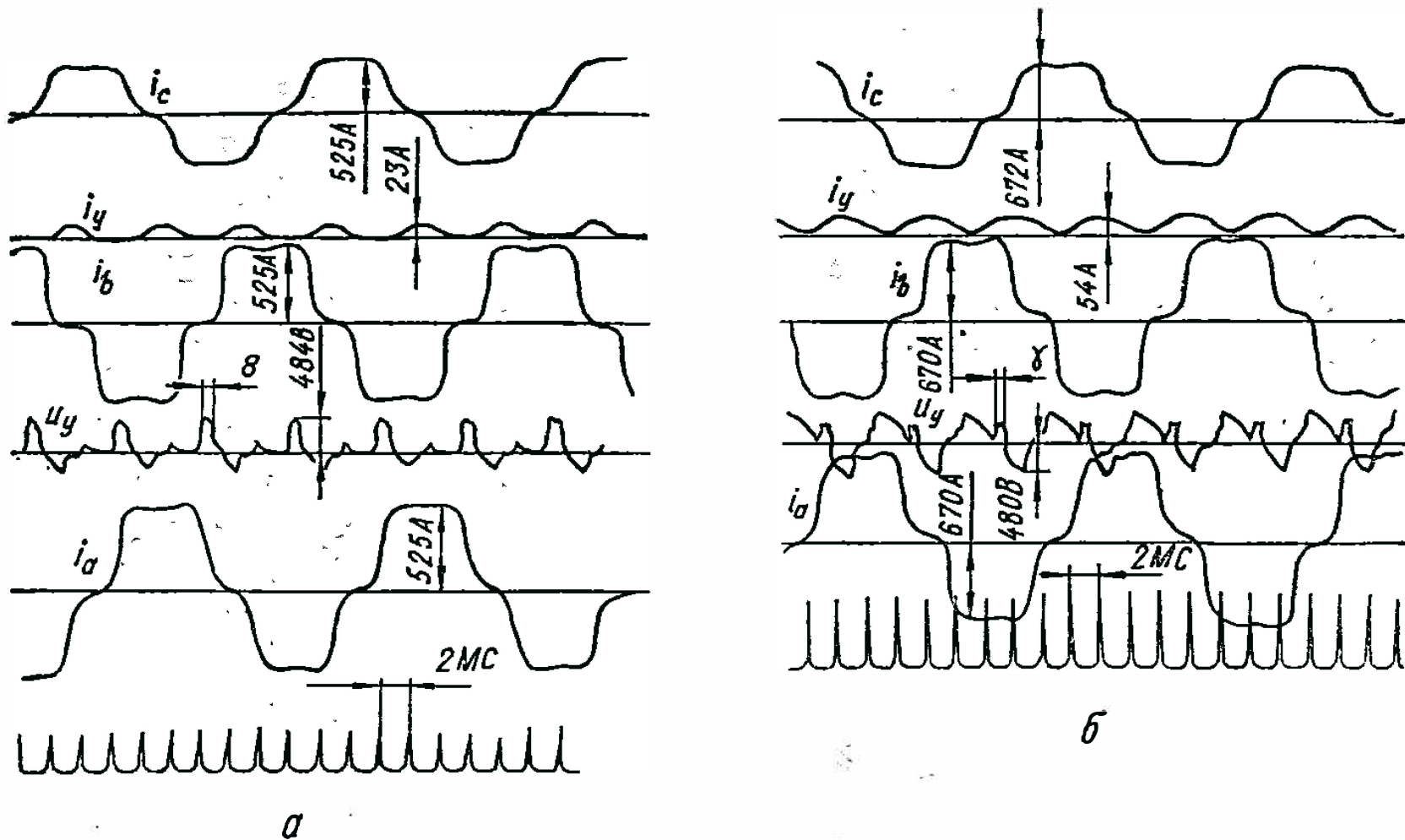


Рис. 8. Осциллограммы уравнительного напряжения, уравнительного и фазных токов нагруженного в выпрямительном режиме преобразователя:

$$a - \alpha = \frac{\pi}{6}; \quad b - \alpha = \frac{\pi}{3}$$

Необходимо отметить, что при работе преобразователя в инверторном режиме коммутационный всплеск меняет знак. Это приводит к уменьшению уравнивающего тока при увеличении тока нагрузки.

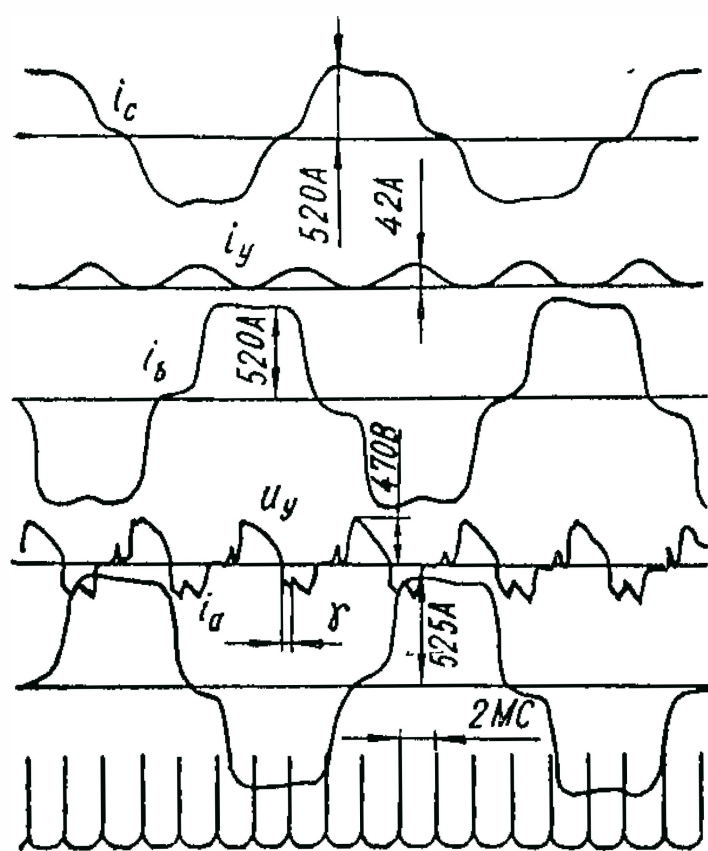


Рис.9. Осциллограмма уравнивающего напряжения, уравнивающего и фазных токов при  $\beta = \frac{\pi}{3}$  в инверторном режиме преобразователя.

Преобразователя в инверторном режиме при  $\beta = \frac{\pi}{3}$  изображена на рис. 9. Как видно из осциллограммы, коммутационный всплеск в кривой уравнивающего напряжения поменял знак, что очевидно при сравнении с осциллограммой рис. 8, б.

Таким образом, на основании теоретических и экспериментальных исследований коммутационных процессов установлено, что в результате перекрытия фаз при коммутации тока нагрузки в уравнительном контуре трехфазной мостовой противоположной

ного тока при увеличении тока нагрузки.

На рис. 8 изображены осциллограммы уравнивающего напряжения, уравнивающего и фазных токов нагруженного в выпрямительном режиме преобразователя при углах регулирования  $\alpha = \pi/6$  и  $\pi/3$  соответственно. Сравнение форм кривых уравнивающего напряжения с теоретическими (см. рис. 6 и 7) показывает их достаточное совпадение.

Осциллограмма уравнивающего напряжения при работе пре-



схеме с общим питанием возникает постоянная составляющая уравнительного напряжения, которая приводит к существенному увеличению уравнительного тока и даже к нарушению устойчивости преобразователя при линейном согласовании характеристик ( $\alpha = \beta$ ).

Из сказанного следует, что в исследуемой схеме линейное согласование регулировочных характеристик реверсивного преобразователя принципиально невозможно.

Исключить влияние коммутационных процессов на величину уравнительного тока возможно следующими способами.

1. Развязать цепи переменного тока при помощи реакторов. В этом случае каждая вентиляльная группа преобразователя имеет индивидуальный реактор, а среднее значение величины коммутационного всплеска

$$\Delta U = \frac{z_c}{z_c + z_p} \frac{\sqrt{3}}{2} U_{\max} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)], \quad (28)$$

где  $z_c$  — приведенное к напряжению преобразователя полное сопротивление фазы питающей сети;  $z_p$  — полное сопротивление реактора.

В этом случае требуется дополнительное оборудование, что увеличивает габаритные размеры и стоимость преобразователя.

2. Применить регуляторы уравнительного тока. В этом случае возможно поддержание уравнительного тока на заданном уровне. При построении регуляторов уравнительного тока следует иметь в виду, что в уравнительном контуре имеется внутренняя положительная обратная связь между уравнительным током и током нагрузки при работе преобразователя в выпрямительном режиме и отрицательная обратная связь при работе преобразователя в инверторном режиме. Усложнение схемы управления компенсируется

улучшением динамических свойств системы регулирования в целом. Этот способ необходимо применять при использовании реверсивного преобразователя в высокоточных быстродействующих электроприводах.

3. Если от реверсивного преобразователя не требуется предельного быстродействия, влияние коммутационных процессов исключается введением рассогласования, т. е. необходимо обеспечить такое неравенство  $\alpha > \beta$ , при котором уравнильный ток оставался бы на заданном уровне. Такой способ приводит к появлению «люфта» в системе регулирования. Однако он оказывается в большинстве случаев наиболее приемлемым и простым.

### **3. РАСЧЕТ МИНИМАЛЬНОГО «ЛЮФТА» ХАРАКТЕРИСТИК РЕВЕРСИВНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ**

Как указывалось ранее, коммутационные всплески в уравнильном напряжении приводят к появлению постоянной составляющей, что, в свою очередь, существенно увеличивает уравнильный ток, насыщает уравнильные реакторы и, следовательно, нарушает устойчивость реверсивного преобразователя. Для исключения постоянной составляющей необходимо обеспечить равенство отрицательной и положительной вольт-секундных площадок в кривой уравнильного напряжения.

Анализ форм уравнильного напряжения, проведенный в предыдущем параграфе, показывает, что максимальная величина коммутационного всплеска в кривой уравнильного напряжения появляется при соотношении углов регулирования:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\pi}{3} - \alpha \leq \beta \leq \frac{\pi}{3} - \gamma; \\ \frac{\pi}{3} < \alpha \leq \frac{\pi}{2}; \quad \tau_{и} > \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3} \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Величина вольт-секундной площадки коммутационного всплеска в этом случае равна коммутационному провалу в кривой выпрямленного напряжения и определяется выражением

$$\Delta U_y = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{\max} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)] = I_d x_k. \quad (30)$$

Чтобы скомпенсировать влияние коммутационного всплеска на величину уравнительного тока, необходимо рассогласовать характеристики, т. е. обеспечить неравенство  $\alpha > \beta$ . Это эквивалентно введению в контур уравнительного тока постоянной ЭДС, величина которой

$$\Delta E = \sqrt{3} U_{\max} (\cos \alpha - \cos \beta). \quad (31)$$

Очевидно, что равенство ЭДС  $\Delta E$  и коммутационного всплеска  $\Delta U_y$  исключит появление постоянной составляющей в уравнительном контуре и обеспечит устойчивую работу преобразователя во всем диапазоне углов регулирования.

Таким образом, решая равенство

$$\Delta U_y + \Delta E = 0, \quad (32)$$

с учетом формул (30) и (31), получаем закон согласования характеристик преобразователя в пределах, оговоренных в формуле (29),

$$\frac{3}{2} \cos \alpha - \frac{1}{2} \cos (\alpha + \gamma) = \cos \beta. \quad (33)$$

Полагая  $\beta = \alpha - \Delta$ , где  $\Delta$  — угол рассогласования, получаем

$$\Delta = \alpha - \arccos \left[ \frac{3}{2} \cos \alpha - \frac{1}{2} \cos (\alpha + \gamma) \right]. \quad (34)$$

Выражая коммутационные падения напряжения через параметры питающего трансформатора, нахо-

ДИМ

$$\Delta = \alpha - \arccos \left( \cos \alpha + \frac{U_k I_d}{2I_{dH}} \right), \quad (35)$$

где напряжение короткого замыкания, выраженное в относительных единицах,

$$U_k = \frac{x_k I_{2H}}{U_2}.$$

Как видно из формул (34) и (35), зависимость угла рассогласования  $\Delta$  от параметров нагрузки нелинейная, что требует применения функциональных преобразователей и усложняет входное устройство систем управления. Значительно проще найти допустимое значение величины «люфта» и поддерживать его во всем диапазоне регулирования. В этом случае величина «люфта» легко задается при настройке систем управления путем установки начального угла регулирования

$$\alpha_{нач} = \pi/2 + \Delta/2. \quad (36)$$

Графики зависимости угла опережения включения  $\beta$  от угла регулирования  $\alpha$  и минимально допустимого угла рассогласования  $\Delta = \alpha - \beta$  от напряжения короткого замыкания  $U_k$  при номинальном напряжении питания и токе нагрузки, равном  $2I_{dH}$ , показаны на рис. 10.

Максимальная величина рассогласования характеристик определяется в точке пересечения прямой  $\frac{\pi}{3} - \alpha = \beta$  с кривой  $\beta = f(\alpha)$  для различных значений  $U_k$ .

Как было показано выше, при изменении угла регулирования  $\alpha$  в диапазоне  $\alpha < \frac{\pi}{3} - \beta$  величина коммутационного всплеска в уравнительном напряжении всегда меньше величины коммутационного падения напряжения. Это позволяет уменьшить величину рас-

согласования характеристик преобразователя и более полно использовать питающий трансформатор по напряжению.

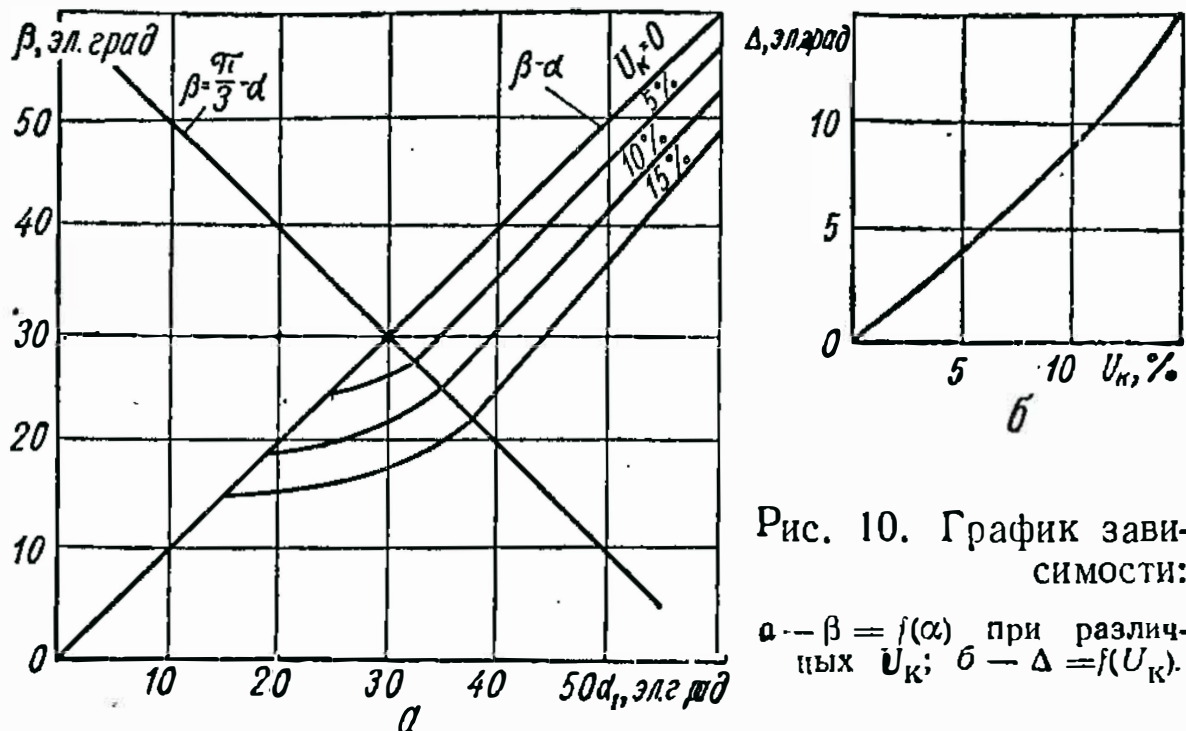


Рис. 10. График зависимости:  
 а —  $\beta = f(\alpha)$  при различных  $U_k$ ; б —  $\Delta = f(U_k)$ .

Величина вольт-секундной площадки коммутационного всплеска в уравнительном напряжении в этом случае

$$\Delta U_y = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{\max} \left[ \cos \left( \frac{\pi}{3} - \beta \right) - \cos (\alpha + \gamma) \right]. \quad (37)$$

Закон согласования характеристик с учетом выражения (31) имеет вид

$$\beta = \frac{\pi}{3} - \arcsin \left\{ \frac{2}{\sqrt{3}} \left[ \cos \alpha - \frac{1}{2} \cos (\alpha + \gamma) \right] \right\}. \quad (38)$$

Начало координат и точка пересечения кривой  $\beta = \varphi(\alpha)$  с прямой  $\alpha = \beta$  определяют диапазон регулирования, при котором возможно линейное согласование характеристик преобразователя.

Экспериментальное определение минимального «люфта» характеристик производилось в преобразователях серии АТР завода «Преобразователь» при работе преобразователя в выпрямительном режиме.

Минимальным «люфтом» считался такой угол рассогласования, при котором в соответствии с принятым ранее определением максимальная величина среднего значения уравнительного тока не превышала заданного, равного  $0,1I_{дн}$ , во всем диапазоне углов регулирования. Данные измерений сведены в табл. 4.

Таблица 4

$U_k$ , %	$\alpha_{нач}$ эл. град	$\Delta_{эк}$ , эл. град	$\Delta_{рас}$ эл. град	$I_{ср}$ , А
6	92,5	5,5	5,8	48
12	95,5	11	12	50

Сопоставление расчетных и экспериментальных данных показывает их хорошее совпадение. Небольшое отличие данных объясняется отсутствием учета активных сопротивлений в реверсивном контуре. Погрешность лежит в пределах 8—9%.

Таким образом, как показывают теоретические и экспериментальные исследования, минимально допустимая величина «люфта» характеристик примерно пропорциональна напряжению короткого замыкания питающего трансформатора  $U_k$  и численно не превышает 6—12 эл. град в реальных условиях работы преобразователя. Такая величина «люфта» практически не сказывается на быстродействии преобразователя и может быть обеспечена во всех преобразователях установкой необходимого начального угла регулирования.

# ВНУТРЕННЕЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ В ВЫПРЯМИТЕЛЕ РЕВЕРСИВНОГО ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

## 1. ВНУТРЕННЕЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ В ВЫПРЯМИТЕЛЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С СОВМЕСТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Реверсивные тиристорные преобразователи средней и большой мощности выполняются, как правило, многопараллельными, что позволяет повысить их надежность при выходе из строя одного или нескольких тиристоров. Пробой тиристора вызывает внутреннее короткое замыкание, которое ликвидируется быстродействующим предохранителем. При этом возможны различные комбинации аварийных ситуаций, в которых можно выделить наиболее опасные контуры с точки зрения появления аварийных токов. В контуре короткого замыкания, образованном поврежденным и неповрежденным тиристорами, аварийный ток рассчитывают по методике, изложенной в работе [19], а ток, ограничиваемый предохранителем, определяют по информационным материалам завода-изготовителя предохранителей.

В зависимости от места расположения поврежденного тиристора (в выпрямителе или инверторе) возможны вторичные аварийные процессы. При внутреннем коротком замыкании, вызванном пробоем тиристора инвертора в прямом направлении, возможно одно- или двухфазное опрокидывание инвертора.

Если внутреннее короткое замыкание произошло в выпрямителе реверсивного преобразователя с совместным управлением, то возможно возникновение аварийного уравнительного тока с последующим

опрокидыванием инвертора. В реверсивном преобразователе с отдельным управлением при определенных

условиях возможно аварийное включение одного моста на другой.

Математический анализ электромагнитных процессов в реверсивном преобразователе при внутреннем коротком замыкании затрудняется тем, что характер отключения тока короткого замыкания предохранителем значительно зависит от свойств дугогасящей среды и номинальных параметров последнего, а также от нелинейных элементов — насыщающихся уравнильных реакторов тиристоров. Поэтому аварийные токи рассчитывают приближенными методами.

Рассмотрим работу схемы (см. рис. 1) при внутреннем коротком замыкании в выпрямительной группе, вызванном пробоем тиристора 2 в обратном направлении в момент окончания коммутации тока нагрузки. Регулировочные характе-

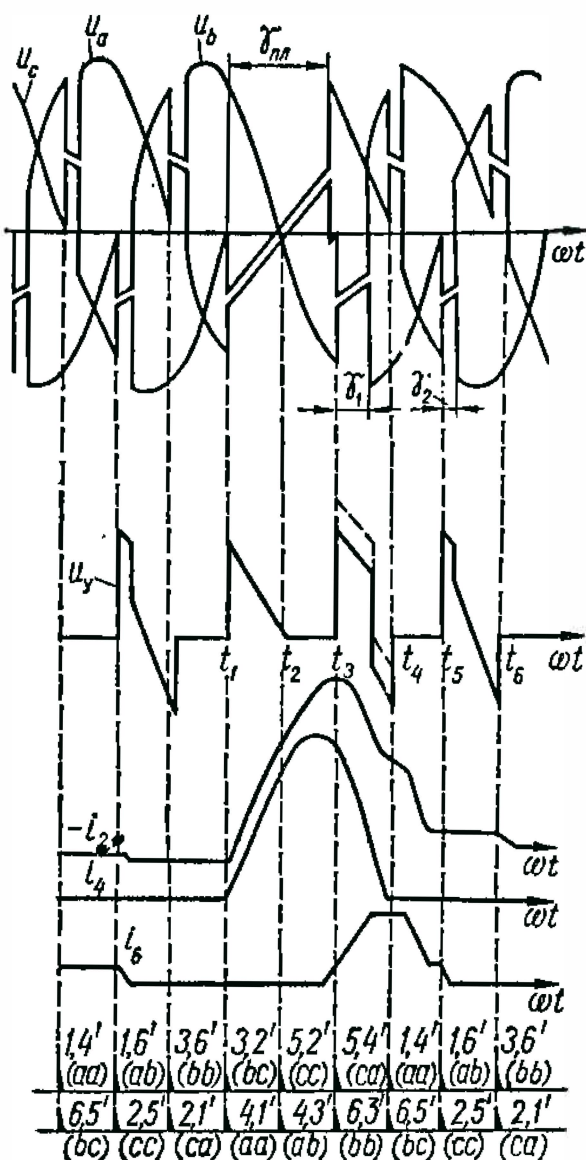


Рис. 11. Диаграммы фазных и уравнильного напряжений и токов через тиристоры при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе при  $\alpha = \frac{\pi}{6}$ .

ристики выпрямителя и инвертора согласованы по закону, выраженному уравнением (33).

Диаграммы фазных и уравнильного напряжений и токов через тиристоры при внутреннем коротком за-



мыкании в выпрямителе для  $\alpha = \pi/6$  показаны на рис. 11.

В момент времени  $t_1$ , соответствующий началу короткого замыкания (пробоем тиристора 2), в контуре, содержащем тиристоры 2' — 3, появится уравнительное напряжение. В зависимости от времени плавления вставки предохранителя  $\gamma_{пл}$  уравнительное напряжение имеет один или два участка.

Если  $\gamma_{пл} < \alpha + \beta$ , то в кривой уравнительного напряжения будет два участка. На первом из них уравнительное напряжение изменяется в соответствии с выражением (16)

$$u_{y1} = -\frac{3}{2} U_{\max} \sin \left( \omega t - \beta - \frac{\pi}{6} \right) \text{ при } 0 \leq \omega t \leq \gamma_{пл} + \alpha + \beta - \frac{\pi}{3}. \quad (39)$$

На втором участке уравнительное напряжение изменяется в соответствии с выражением (17)

$$u_{y2} = -\sqrt{3} U_{\max} \sin (\omega t - \beta) \text{ для } \gamma_{пл} + \alpha + \beta - \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \alpha + \beta. \quad (40)$$

Если  $\gamma_{пл} \geq \alpha + \beta$ , то в кривой уравнительного напряжения имеется один участок, напряжение на котором меняется в соответствии с выражением (39).

В момент времени  $t_2$  включаются тиристоры 2' и 5. Уравнительное напряжение падает до нуля. Уравнительный ток, возникший под действием уравнительного напряжения в момент времени  $t_1 - t_2$ , протекает через тиристоры 2' и 5 и уравнительные реакторы  $L_1$  и  $L_2$  под действием ЭДС самоиндукции до момента времени  $t_3$ . Время  $t_3$  соответствует включению тиристоров 5, 4' и 6, 3'. Происходит коммутация тока короткого замыкания с тиристора 4 на тиристор 6. В уравнительном контуре появится уравнительное напря-

жение, определяемое уравнением (39) и (40) в интервале времени  $t_3 - t_4$ . Угол коммутации тока короткого замыкания на рис. 11 обозначен  $\gamma_1$ . Если время плавления предохранителя меньше  $\frac{2\pi}{3}$ , что всегда соблюдается для тиристорных преобразователей большой и средней мощности, то к моменту времени  $t_3$  в предохранителе появляется дуга, ограничивающая ток короткого замыкания. Разрыв цепи в результате появления дуги в предохранителе приводит к уменьшению тока короткого замыкания со скоростью, зависящей от конструкции и номинальных параметров предохранителя. При спадании тока короткого замыкания в индуктивности рассеяния трансформатора возникает ЭДС самоиндукции, которая вызывает увеличение потенциала анода тиристора 5 и, соответственно, величины уравнительного напряжения. Экспериментальные исследования показывают, что уравнительное напряжение увеличивается в 1,4—1,6 раза от максимального значения. Во столько же раз следует увеличивать  $U_{\text{max}}$  при расчетах напряжений по формулам (39) и (40). На рис. 11 увеличение напряжения показано пунктиром.

Если к моменту времени  $t_5 = 4\pi/3$  процесс перегорания предохранителя окончен, то в дальнейшем на участке  $t_5 - t_6$  уравнительное напряжение определяется выражениями (39) и (40), а длительность всплеска — величиной тока нагрузки. На участке  $t_4 - t_5$  уравнительное напряжение равно нулю. Как видно из рис. 11, в кривой уравнительного напряжения при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе резко увеличивается положительная вольт-секундная площадь, что приводит к непрерывному увеличению уравнительного тока.

Когда на интервале  $t_5 - t_6$  уравнительный ток достигает величины, достаточной для насыщения урав-

нительного реактора, он резко возрастает. Это приводит к увеличению угла коммутации в инверторе при включении тиристора 2'. Если угол коммутации превышает величину  $\gamma > \beta + \delta + \delta_1$ , где  $\delta$  — угол восстановления тиристора;  $\delta_1$  — асимметрия управляющих импульсов, то коммутация тока будет неуспешной, и тиристор 2' не включится.

При включении тиристора 3', если ток нагрузки к моменту его включения успеет упасть до нуля и увеличится в обратном направлении до величины тока удержания, наступает однофазное опрокидывание инвертора через тиристоры 6 и 3'. Если же ток нагрузки не успеет упасть до нуля, то в результате коммутации возросшего уравнивающего тока в уравнивательном контуре, содержащем тиристоры 1', 3', 5' и 2, 4, 6, появятся увеличенные всплески в кривой уравнивающего напряжения. Это, в свою очередь, приведет к увеличению уравнивающего тока в указанном контуре. Процесс коммутации возросшего уравнивающего тока в обоих контурах приведет к снижению выпрямленного напряжения и резкому снижению тока нагрузки, и далее к опрокидыванию инвертора.

Заметим, что в реальном преобразователе отключение защитных аппаратов может произойти раньше, чем успеет наступить опрокидывание инвертора, так как уравнивающий ток при насыщении уравнивающих реакторов достигает аварийных значений. Электромагнитные процессы в данном случае описываются нелинейными дифференциальными уравнениями, которые составляются для каждого интервала времени на основании первого и второго законов Кирхгофа. Решения в общем виде таких уравнений получить не удастся. Для определения уравнивающего тока воспользуемся приближенным методом расчета переходных процессов, основанным на условной линеаризации уравнения цепи.

Запишем баланс ЭДС в уравнительном контуре, пренебрегая величиной индуктивности питающей сети,

$$-kU_{\max} \sin(\omega t + \psi) = i_y R_y + W_y \frac{d\Phi_y}{dt}, \quad (41)$$

где  $W_y, \Phi_y$  — число витков и магнитный поток уравнительного реактора;  $\psi$  — начальный угол, соответственно равный  $(\beta + \frac{\pi}{6})$  и  $\beta$  для выражений (39) и (40);  $k$  — коэффициент, соответственно равный  $-\frac{3}{2}$  и  $\sqrt{3}$  для выражений (39) и (40).

Активное сопротивление контура мало, поэтому  $i_y R_y$  тоже мало по сравнению с членом  $W_y \frac{d\Phi_y}{dt}$ . Зависимость  $\Phi_y = f(i_y)$  нелинейная, так как  $L_y$  является функцией тока  $i_y$ . Если выразить  $i_y$  через  $\Phi_y$  и учесть формулу (41), получим

$$W_y \frac{d\Phi_y}{dt} + \frac{W_y R_y}{L_y} \Phi_y = -kU_{\max} \sin(\omega t + \psi), \quad (42)$$

где нелинейный член  $\frac{W_y \Phi_y}{L_y}$  мал по сравнению с другими и в нем можно приближенно положить  $L_y = \text{const}$ . В этом случае уравнение (42) становится линейным и имеет решение

$$\Phi_y(t) = -\Phi_{\max} \sin(\omega t + \psi - \varphi) + [\Phi_{\max} \sin(\psi - \varphi) + \Phi_0] \exp\left(-\frac{t}{T_y}\right), \quad (43)$$

где начальное и амплитудное значение магнитного потока в уравнительном реакторе

$$\Phi_0, \Phi_{\max} = \frac{kU_{\max}}{\omega W_y};$$

постоянная времени уравнительного контура

$$T_y = \frac{L_y}{R_y};$$

угол сдвига потока относительно напряжения

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L_y}{R_y}.$$

На участке, где уравнительное напряжение равно нулю, выражение (42) принимает вид

$$W_y \frac{d\Phi_y}{dt} + \frac{W_y \Phi_y}{T_y} = 0, \quad (44)$$

решение которого

$$\Phi_y(t) = \Phi_0 \exp\left(-\frac{t}{T_y}\right). \quad (45)$$

Для преобразователей на большие токи активным сопротивлением  $R_y$  можно пренебречь, вследствие чего выражения (43) и (45) еще больше упростятся:

$$\Phi_y(t) = \Phi_{\max} [\cos(\omega t + \psi) - \cos \psi] + \Phi_0; \quad (46)$$

$$\Phi_y(t) = \Phi_{01}, \quad (47)$$

где  $\Phi_{01}$  — начальное значение потока, определяемое из выражения (46).

Пределы изменения  $\omega t$  определяются в соответствии с выражениями (39) и (40).

Изменение тока  $i_y$  во времени в переходном процессе может быть найдено при помощи выражений (43) и (45) или (46) и (47) для  $\Phi_y(t)$  и зависимости тока  $i_y$  от потока  $\Phi_y$ , представляющей собой кривую намагничивания уравнительного реактора. На рис. 12 показано определение тока  $i_y$  для одной точки. При заданной величине магнитного потока  $\Phi_y$  величина тока  $i_y$  зависит от вида кривой намагничивания, который определяется величиной воздушного зазора.

Проведенный анализ показал, что при времени плавления плавкой вставки предохранителя  $\frac{\pi}{3} < \gamma_{\text{пл}} \ll \ll 2\pi/3$  и времени полного отключения последнего  $\pi < < \gamma_{\text{откл}} \ll 4\pi/3$ , а также кратности увеличения уравнительного напряжения при отключении аварийного

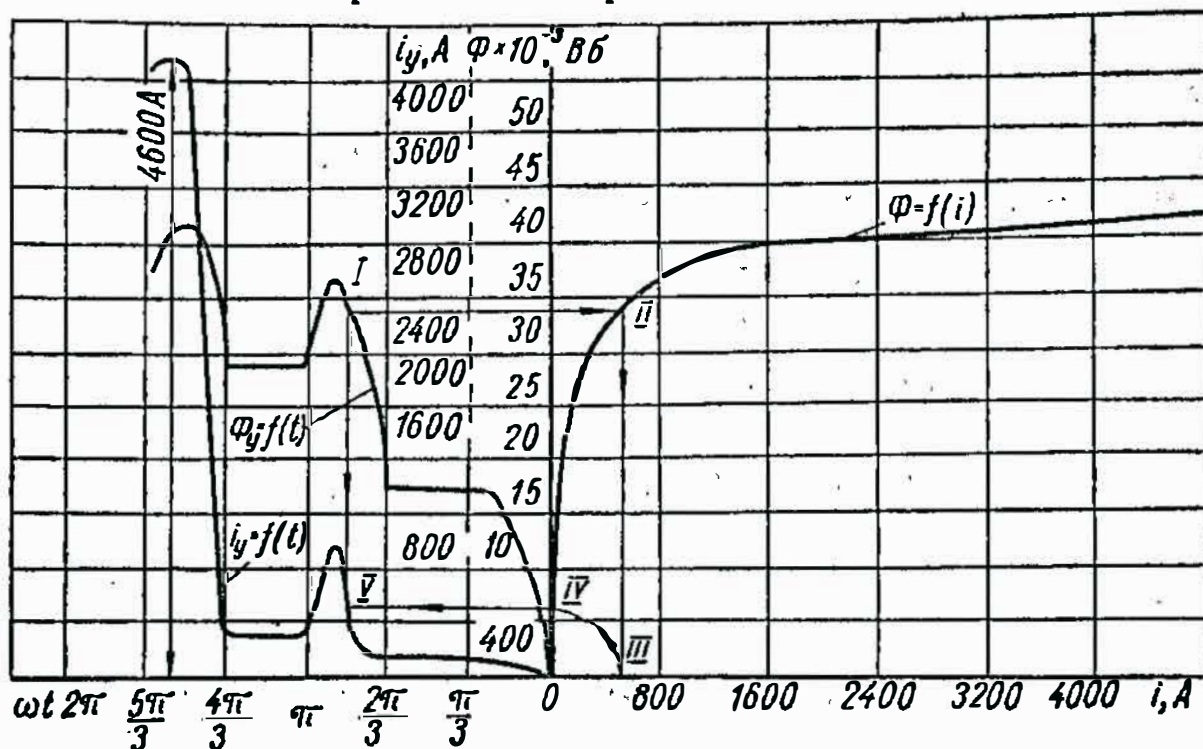


Рис. 12. График для определения аварийного уравнительного тока при внутреннем коротком замыкании.

тока в полтора раза, необходимая величина вольт-секунд уравнительного реактора, обеспечивающая устойчивую работу преобразователя, составит

$$W\Phi \approx -\frac{\sqrt{3}}{2\omega} U_{\text{max}} \left[ \sqrt{3} \left( 1 - \cos \frac{\pi}{3} \right) + \frac{3\sqrt{3}}{2} \left( 1 - \cos \frac{\pi}{3} \right) + 2 \left( 1 - \cos \frac{\pi}{3} \right) \right] = 2,43 \frac{\sqrt{3}}{2\omega} U_{\text{max}}, \quad (48)$$

т. е. габаритная мощность реактора при заданном значении индукции должна быть увеличена примерно в 2,43 раза.

При расчете уравнительного тока следует иметь в виду, что при протекании токов, достаточных для на-

сыщения уравнительных реакторов, уравнительное напряжение делится между реакторами примерно поровну. Это обстоятельство необходимо учитывать путем введения в выражение (46) коэффициента  $k_1 = 0,5$  на участках резкого увеличения уравнительного тока.

Если использовать реакторы без воздушного зазора, то их индуктивность в насыщенном состоянии становится соизмеримой с индуктивностью питающей сети. В этом случае необходимо дополнительно учитывать снижение подводимого к реакторам напряжения на величину  $k_2 = \frac{L_s}{L_s + L_y}$ , где  $L_s$  — индуктивность фазы питающей сети.

Рассмотрим еще один характерный случай внутреннего короткого замыкания в выпрямителе при  $\alpha = \frac{\pi}{3}$ . Диаграммы уравнительного напряжения, уравнительного тока и токов через тиристоры показаны на рис. 13. Предположим также, что внутреннее короткое замыкание возникло в результате пробоя тиристора 2 в момент окончания коммутации тока нагрузки. Как показывает анализ, этот случай является наиболее тяжелым. Уравнительное напряжение в этом случае

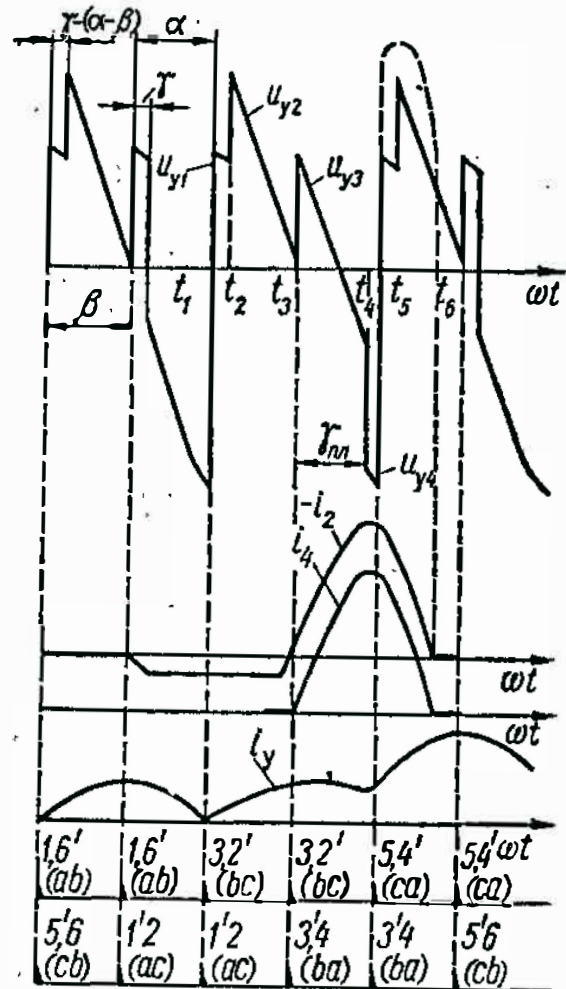


Рис. 13. Диаграммы уравнительного напряжения, уравнительного тока и токов через тиристоры при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе при  $\alpha = \frac{\pi}{3}$ .

при времени плавления плавкой вставки  $\gamma_{\text{пл}} < \frac{\pi}{3}$  имеет 4 участка и при  $\gamma_{\text{пл}} \geq \frac{\pi}{3}$  имеет в первый период 3 участка, во всех последующих периодах — 4 участка.

Для  $\gamma_{\text{пл}} < \frac{\pi}{3}$  уравнительное напряжение описывается выражениями:

$$u_{y1} = -\frac{3}{2} U_{\text{max}} \sin \left( \omega t - \beta - \frac{\pi}{6} \right), \quad 0 \leq \omega t \leq \gamma + \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}; \quad (49)$$

$$u_{y2} = -\sqrt{3} U_{\text{max}} \sin (\omega t - \beta), \quad \gamma + \alpha + \beta - \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \alpha + \beta - \frac{\pi}{3}; \quad (50)$$

$$u_{y3} = -\frac{3}{2} U_{\text{max}} \sin \left( \omega t - \beta - \frac{\pi}{6} \right), \quad \alpha + \beta - \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \alpha + \beta + \gamma_{\text{пл}} - \frac{\pi}{3}; \quad (51)$$

$$u_{y4} = -\sqrt{3} U_{\text{max}} \sin (\omega t - \beta), \quad \alpha + \beta + \gamma_{\text{пл}} - \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \alpha + \beta. \quad (52)$$

С учетом принятых ранее допущений, выражение для потока в уравнительном реакторе имеет вид

$$\Phi_y(t) = \Phi_{\text{max}} [\cos (\omega t + \psi) - \cos \psi] + \Phi_0, \quad (53)$$

где  $\Phi_{\text{max}} = \frac{kU_{\text{max}}}{\omega W_y}$ ; коэффициент  $k$  и начальный угол  $\psi$  определяются в соответствии с формулами (49)—(52).

Как и ранее, при перегорании плавкой вставки предохранителя уравнительное напряжение увеличивается за счет ЭДС самоиндукции, возникающей при



спадании аварийного тока. Увеличение напряжения на рис. 13 показано пунктиром (участок  $t_4 - t_6$ ).

Необходимая величина вольт-секунд уравнивающего реактора, обеспечивающая устойчивую работу преобразователя для случая

$$\gamma_{\text{пл}} \leq \frac{\pi}{3} \text{ и } \gamma_{\text{откл}} \leq \frac{2\pi}{3},$$

$$\begin{aligned} W\Phi &\approx -\frac{\sqrt{3}}{\omega} U_{\text{max}} \left[ \left(1 - \cos \frac{\pi}{3}\right) + \frac{3}{2} \left(1 - \cos \frac{\pi}{3}\right) \right] = \\ &= 2,5 \frac{\sqrt{3}}{2\omega} U_{\text{max}}. \end{aligned} \quad (54)$$

Таким образом, габаритная мощность при заданном значении индукции увеличивается, как и в предыдущем случае, в 2,5 раза. Однако процесс нарастания аварийного уравнивающего тока происходит значительно быстрее, чем в предыдущем случае, поэтому он является определяющим при разработке требований к защитным устройствам.

Осциллограмма напряжений и токов при внутреннем коротком замыкании в реверсивном тиристорном преобразователе типа АТР-500/460-2 с совместным управлением при  $\alpha = \frac{\pi}{6}$  показана на рис. 14. Из осциллограммы видно, что в момент возникновения короткого замыкания в кривой  $-u_{y2}$  появляется участок с увеличенной положительной вольт-секундной площадью. В момент коммутации тока короткого замыкания в уравнивательном контуре вновь появляется уравнивающее напряжение, причем его амплитуда увеличена примерно в 1,5—1,6 раза. Точное определение несколько затруднено, так как вершины в кривой уравнивающего напряжения завалены из-за низкочастотных характеристик шлейфовых гальванометров. Появление увеличенных положительных вольт-

секундных площадок в кривой уравнивающего напряжения привело к возрастанию уравнивающего тока. Так как постоянная времени уравнивающего контура велика ( $T_y = 0,5 \dots 1$  с), то спадание уравнивающего тока, при отсутствии в контуре уравнивающего

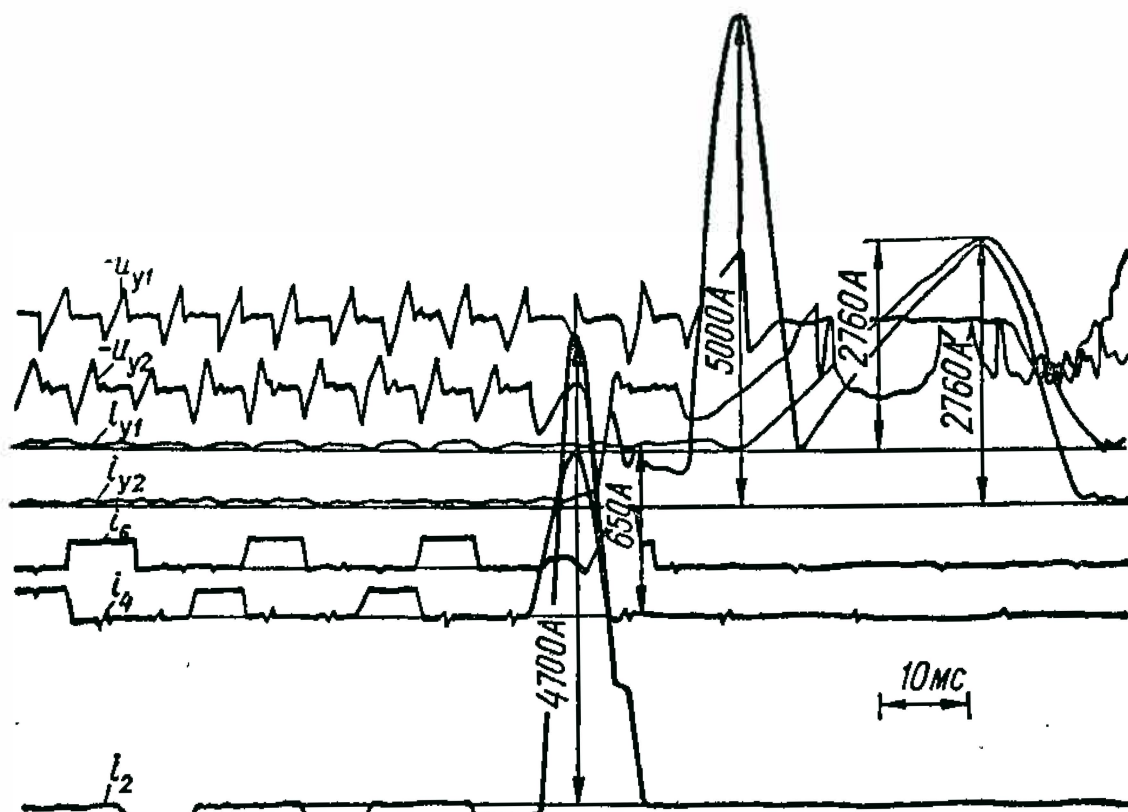


Рис. 14. Осциллограммы электромагнитных процессов при внутреннем коротком замыкании в нагруженном выпрямителе при  $\alpha = \frac{\pi}{6}$

напряжения, происходит очень медленно. Оно становится заметным лишь на втором участке, где уравнивательный реактор насыщен током  $i_y = 400$  А. В следующий период уравнивающего напряжения уравнивательный ток резко увеличивается до  $5000$  А. Из осциллограммы также видно, что в момент, примерно соответствующий максимуму уравнивающего тока, развивается однофазное опрокидывание инвертора. Это является следствием неуспешной коммутации аварийного уравнивающего тока тиристорами инверторной группы.

Для сопоставления экспериментальных результатов с теоретическими был произведен расчет уравнительного тока в соответствии с методикой, изложенной выше, при следующих параметрах:  $U_{\max} = \sqrt{2} \times 225 \text{ В}$ ;  $\alpha = 30$  эл. град;  $\beta = 24$  эл. град;  $\gamma_{\text{пл}} = 60$  эл. град;  $\gamma_1 = 40$  эл. град;  $\gamma_2 = 15$  эл. град;  $W_y = 34$  витка. Кратность перенапряжений 1,55.

Экспериментально снятая кривая намагничивания уравнительного реактора  $\Phi = f(i)$  и расчетные кривые  $\Phi_y = f(t)$  и  $i_y = \varphi(t)$  изображены на рис. 12.

Сравнение расчетных ( $I_{y \max} = 4600 \text{ А}$ ) и экспериментальных данных ( $I_{y \max} = 5000 \text{ А}$ ) подтверждает достаточную точность предложенной методики. Несколько заниженные результаты при расчете объясняются тем, что учет перенапряжений производился путем введения коэффициента 1,4—1,6, в то время как увеличение уравнительного напряжения зависит от токоограничивающих свойств предохранителя. Как видно из рис. 14, напряжение на предохранителе можно принять с достаточной для практики точностью трапецеидальным. Это соответствует увеличению уравнительного напряжения примерно на постоянную величину. В результате вольт-секундная площадь уравнительного напряжения несколько больше расчетной, а соответственно и действительное насыщение реактора выше расчетного, чему соответствует большее значение аварийного уравнительного тока.

Осциллограмма электромагнитных процессов при  $\alpha = \frac{\pi}{3}$  показана на рис. 15. Эксперимент был проведен в преобразователе типа АТР-1000/460-1 с номинальным током 1000 А. В результате короткого замыкания в выпрямителе, нагруженного номинальным током нагрузки,  $I_d = 1000 \text{ А}$ . Как видно из осциллограммы, время плавления плавкой вставки предо-

хранителя меньше  $\frac{\pi}{3}$ . В результате обрыва аварийного тока предохранителем уравнительное напряжение возрастает, что приводит к резкому увеличению уравнительного тока. Так как преобразователь снабжен быстродействующими автоматами типа ВАБ-42, то

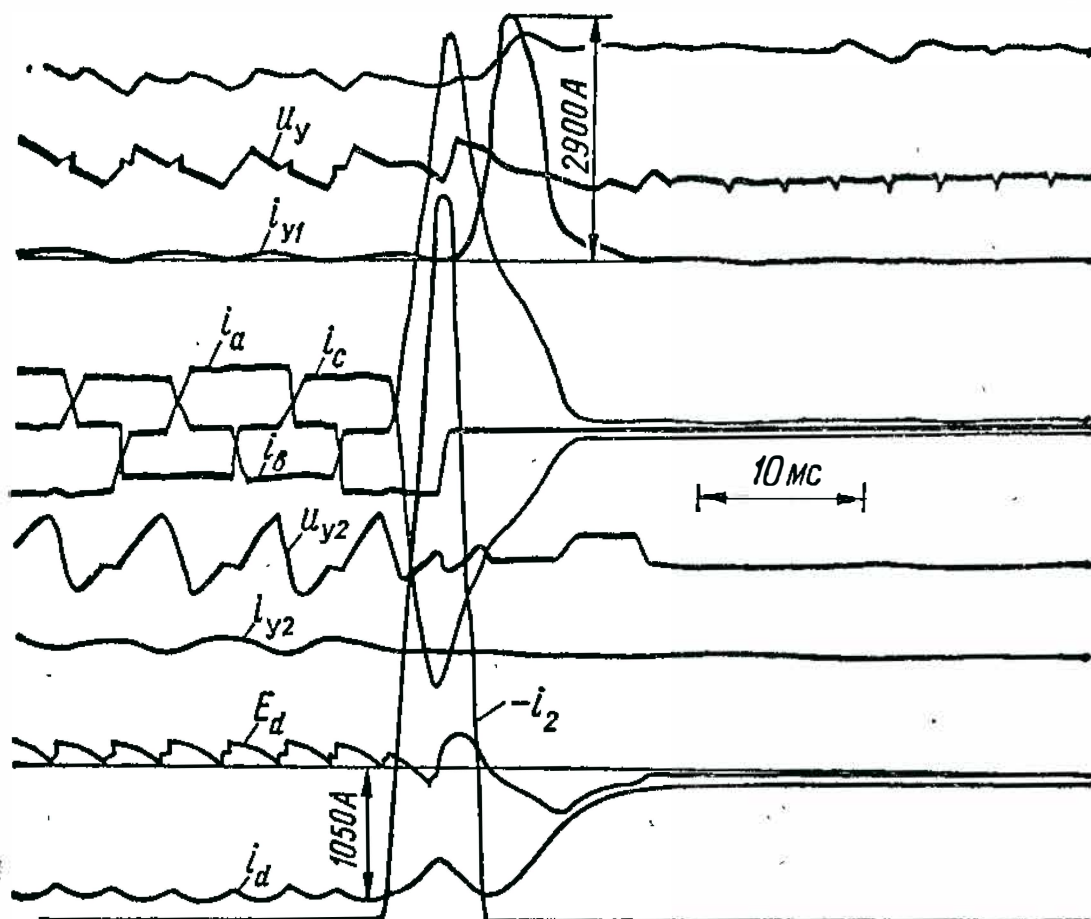


Рис. 15. Осциллограммы электромагнитных процессов при внутреннем коротком замыкании в нагруженном выпрямителе при  $\alpha = \frac{\pi}{3}$ .

инвертор не опрокидывается, а величина аварийного уравнительного тока ограничивается автоматическим выключателем.

При работе тиристорного преобразователя с минимальными углами  $\alpha < 15-30$  эл. град электромагнитные процессы при внутреннем коротком замыкании еще больше усложняются. Дело в том, что комму-

тация в инверторной группе происходит при наличии горячей дуги в предохранителе, что существенно снижает напряжение в контуре коммутации и, следовательно, увеличивает углы коммутации. В свою очередь, угол коммутации в зоне углов  $\beta < 30$  эл. град существенно возрастает из-за нелинейной зависимости  $\gamma$  от  $\beta$ . Совокупность этих двух факторов приводит к тому, что коммутация уравнительного тока  $I_y \geq \geq 0,1 \dots 0,2 I_{дн}$  становится неуспешной, это приводит к пропуску включения тиристоров и далее к однофазному опрокидыванию инвертора.

Устойчивую работу тиристорного преобразователя можно обеспечить включением сглаживаемого реактора, величина индуктивности которого определяется условиями устойчивости нереверсивного инвертора при внутреннем коротком замыкании и по данным работы [2] должна быть не менее  $40x_k$ . Учитывая, что тиристорный преобразователь в замкнутой системе регулирования электропривода работает, как правило, с углами  $\alpha > 25-30$  эл. град, то обеспечить устойчивость преобразователя при внутреннем коротком замыкании при углах  $\alpha < 25-30$  эл. град нецелесообразно. Обеспечение устойчивости в этом режиме требует технико-экономического обоснования.

## **2. ВНУТРЕННЕЕ КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ В ВЫПРЯМИТЕЛЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С РАЗДЕЛЬНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

Развитие техники управления, в значительной степени обусловленное широким распространением полупроводниковых приборов, позволило, не добиваясь линеаризации внешней характеристики преобразователя, получать практически любые статические и

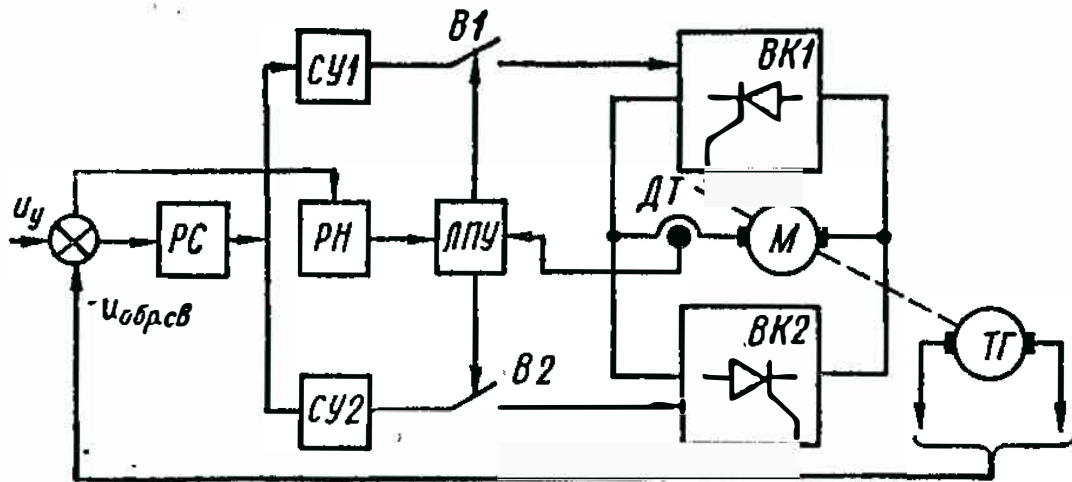
динамические характеристики вентиляного электропривода.

Тенденция к улучшению качества системы регулирования достаточно простыми и компактными мало-мощными устройствами привела к созданию реверсивного преобразователя с отдельным управлением выпрямительной и инверторной группами. При таком способе управления осуществляется полное запаривание одной из групп в период работы другой во всех режимах работы. Это исключает возникновение уравнивающих токов, отпадает необходимость в уравнивающих реакторах, однако внешняя характеристика преобразователя становится существенно нелинейной. Компенсация нелинейности производится нелинейными корректирующими устройствами [11]. Переключение групп при отдельном управлении возможно только при токе в цепи нагрузки, равном нулю.

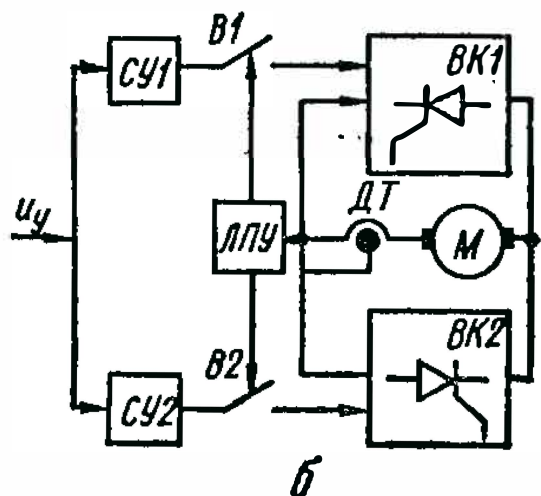
В настоящее время применяют в основном два способа отдельного управления группами. Один из них основан на применении реле направления (рис. 16, а). На входе системы регулирования происходит алгебраическое суммирование сигнала управления и сигнала обратной связи. Знак результирующего сигнала  $PC$  определяет необходимость включения одной из групп преобразователя и воспринимается реле направления  $PH$ , которое подает команду в логическое переключающее устройство  $ЛПУ$ . При отсутствии тока в цепи нагрузки  $ЛПУ$  переключает группы преобразователя. Зона нечувствительности реле направления оказывается в обратной зависимости от его коэффициента усиления. Так как тиристорный преобразователь работает, как правило, в замкнутой системе регулирования, то получение необходимого сигнала для  $PH$  не встречает затруднений. Тем не менее необходимость такой связи преобразователя с системой регулирования лишает преобразователь с раз-

дельным управлением группами автономности, которой обладает преобразователь с совместным управлением [25].

От этого недостатка свободна схема так называемой сканирующей логики (рис. 16, б). В этой схеме логическое переключающее устройство ЛПУ не связано с



а



б

Рис. 16. Функциональные схемы систем отдельного управления группами реверсивного преобразователя:

а — с реле направления; б — со сканирующей логикой.

сигналом управления, а находится при отсутствии запрета со стороны датчика тока в непрерывном автоколебательном режиме. Благодаря этому происходит переключение групп до тех пор, пока в одной из них не появится ток. Эта схема обеспечивает автоматический поиск группы, которая должна включиться.

Отметим особенность предыдущего способа отдельного управления: при большом коэффициенте усиления

регулятора на вход реле направления подается пульсирующий сигнал, мгновенное значение которого может менять знак при неизменном среднем значении сигнала управления. При применении РН с высоким

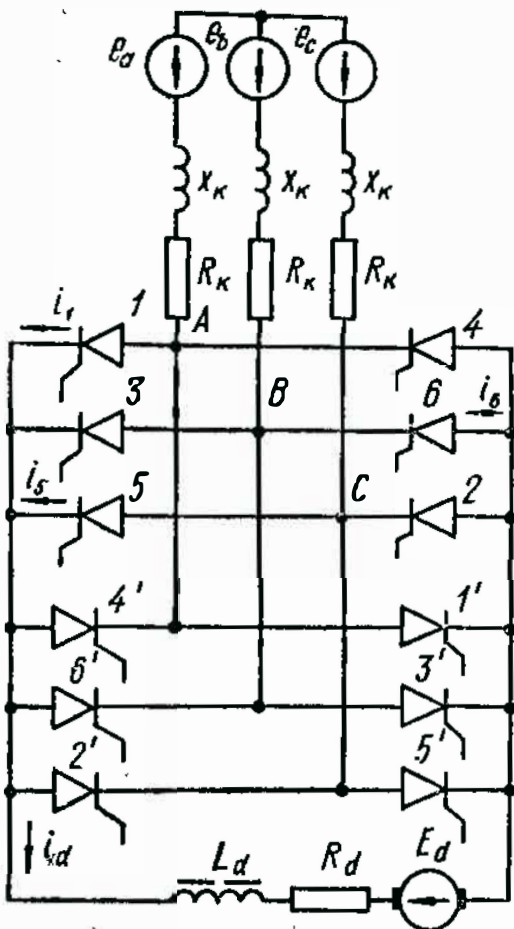


Рис. 17. Схема реверсивного тиристорного преобразователя с отдельным управлением при внутреннем коротком замыкании.

выпрямительном режиме, при пробое тиристора 5 в момент окончания коммутации тока нагрузки.

В этом случае режим внутреннего короткого замыкания описывается дифференциальными уравнениями:

$$x_k \frac{di_1}{d\omega t} + R_k i_1 - x_k \frac{di_5}{d\omega t} - R_k i_5 =$$

быстродействием и малой зоной нечувствительности и прерывистом токе нагрузки реверсивный преобразователь также работает в режиме сканирования. Частота сканирования определяется частотой пульсации сигнала управления РН.

Ток нагрузки в группах контролируется либо непосредственно датчиками тока, либо с помощью специальных схем, позволяющих выявить режим прерывистого тока или запирающие тиристоры в работающей группе.

Учитывая особенности реверсивных преобразователей с отдельным управлением, рассмотрим схему, изображенную на рис. 17, при внутреннем коротком замыкании в преобразователе, работающем в



$$= \sqrt{3} U_{\max} \sin \left( \omega t + \alpha - \frac{\pi}{6} \right); \quad (55)$$

$$x_k \frac{di_1}{d\omega t} + R_k i_1 + x_k \frac{di_d}{d\omega t} + R_k i_d + x_d \frac{di_d}{d\omega t} + R_d i_d = \\ = \sqrt{3} U_{\max} \sin \left( \omega t + \alpha + \frac{\pi}{3} \right) - E_d; \quad (56)$$

$$i_1 + i_5 - i_d = 0. \quad (57)$$

Решая уравнения (55) — (57) относительно тока  $i_d$ , получаем

$$i_d^* = \frac{z_k}{z_\Sigma} \left[ \sin \left( \omega t + \alpha + \frac{\pi}{2} - \varphi_\Sigma \right) - \sin \left( \frac{\pi}{2} + \right. \right. \\ \left. \left. + \alpha - \varphi_\Sigma \right) \exp \left( -\frac{t}{T_\Sigma} \right) \right] + I_{d0}^* \exp \left( -\frac{t}{T_\Sigma} \right) - \\ - E_d^* \frac{2z_k}{3z_\Sigma} \exp \left( -\frac{t}{T_\Sigma} \right), \quad (58)$$

где

$$\varphi_\Sigma = \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega T_\Sigma}; \quad T_\Sigma = \frac{3L_k + 2L_d}{3R_k + 2R_d};$$

$$E_d^* = \frac{E_d}{U_{\max}}; \quad z_k = \sqrt{R_k^2 + x_k^2};$$

$$z_\Sigma = \sqrt{\left( R_k + \frac{2}{3} R_d \right)^2 + \left( x_k + \frac{2}{3} x_d \right)^2}.$$

Выражение (58) позволяет определить момент, когда ток  $i_d = 0$ , и датчик тока ДТ дает команду, разрешающую переключение групп. В дальнейшем электромагнитные процессы в реверсивном преобразователе зависят от способа управления группами.

Рассмотрим случай, когда управление группами выполняется по способу сканирующей логики с двумя фазосдвигающими устройствами. При  $i_d = 0$  в логическое переключающее устройство подается команда на переключение групп. В общем случае команды

выполняются с задержкой, равной  $0 \dots T_{ск}$  ( $T_{ск}$  — период сканирования), а управляющие импульсы на неработающую группу могут поступить после срабатывания ключа  $B1$  (или  $B2$ ) через время, равное  $0 \dots$

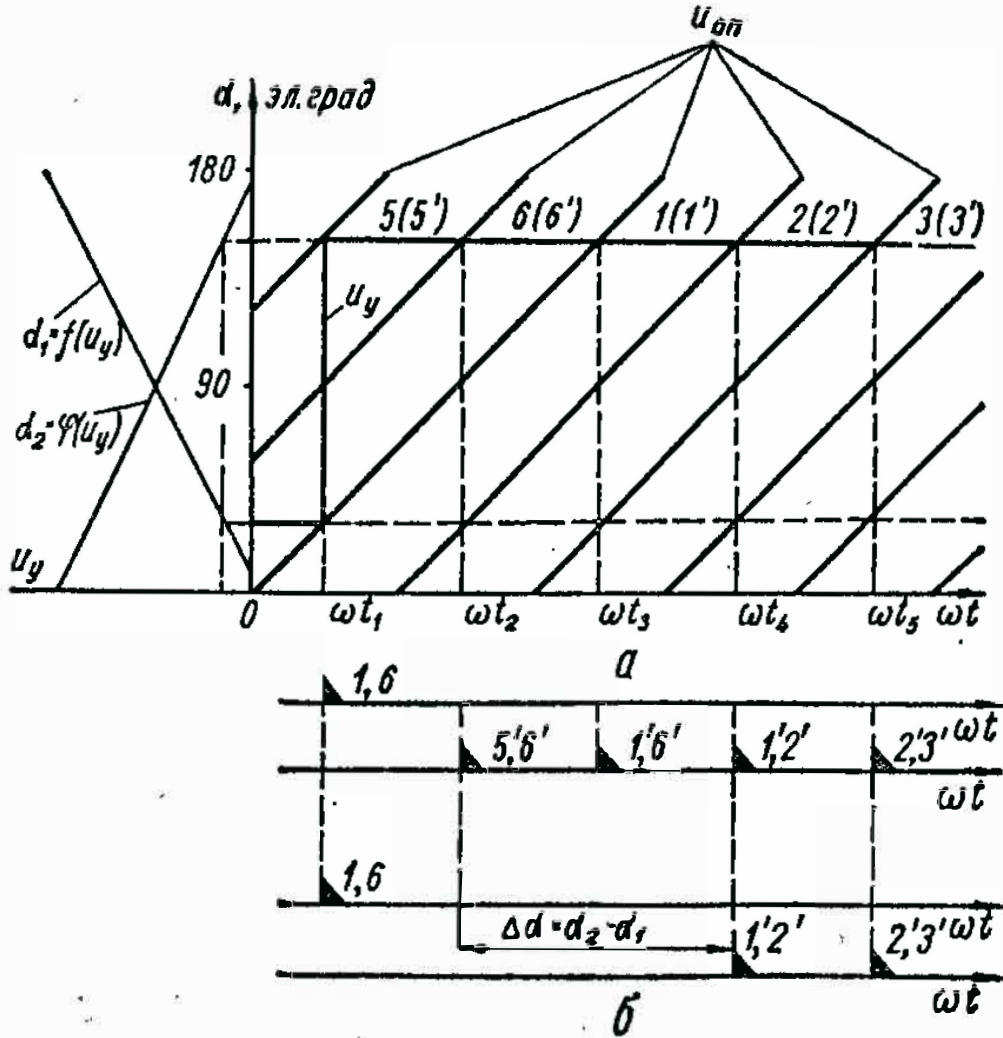


Рис. 18. К определению последовательности управляющих импульсов при внутреннем коротком замыкании в реверсивном преобразователе с раздельным управлением:

$a$  — с двумя комплектами фазосдвигающих устройств;  $b$  — с одним комплектом фазосдвигающих устройств.

$\dots \left( T_{ск} + \frac{\pi}{3} \right)$ , которое определяется дискретностью работы самого преобразователя, углом регулирования и моментом спадания тока  $i_d$  до нуля. После спадания тока  $i_d$  до нуля следующая группа может включиться

в любой промежуток времени, равный  $\tau_3 = 0 \dots \left( T_{ск} + \frac{\pi}{3} \right)$ . Наиболее неблагоприятный случай при  $\tau_3 = 0$ .

Проведем анализ электромагнитных процессов в преобразователе для угла регулирования  $\alpha = \frac{\pi}{6}$ . Полагаем, что системы согласованы по линейному закону  $\alpha = \beta$ .

Для пояснения процессов обратимся к рис. 18. Предположим, что преобразователь работал в режиме прерывистого тока. В момент  $\omega t_1$ , совпадающий с моментом включения тиристора 1, произошел пробой тиристора 5. Наступает двухфазное короткое замыкание между фазами А и С (см. рис. 17). Если ток нагрузки был прерывистым или начально-непрерывным, то в этот момент  $i_d = 0$ . В дальнейшем  $i_d = 0$ , так как выпрямленное напряжение резко падает. Датчик тока выдает команду в ЛПУ, разрешающую переключение тиристоров. Логическое переключающее устройство (полагая, что момент сканирования совпал с моментом равенства  $i_d$  нулю) включает ключ В1 (или В2) и с выдержкой времени (0,5—3 мс) — ключ В2 (В1). Из рис. 18, а видно, что очередной тиристор включится только в момент  $\omega t_2$ , когда опорное напряжение фазосдвигающего устройства сравняется с напряжением управления. Следовательно, в момент  $\omega t_2$  включатся тиристоры 5' и 6'. В результате в контуре, включающем тиристоры 1, 5, 6' и фазы А, В, С, при всех значениях  $\alpha \leq \frac{\pi}{6}$  возникает короткое замыкание, длительность которого определяется временем плавления вставки предохранителя, защищающего ветвь с тиристором 5.

Одновременно с включением тиристоров 5' и 6' (началом трехфазного короткого замыкания) наступает

однофазное опрокидывание инвертора по контуру, образованному тиристорами 5, 5' и нагрузкой. В момент времени  $\omega t_3$  поступает управляющий импульс на тиристор 1'. Если к этому моменту плавкая вставка предохранителя тиристора 5 не расплавилась, то тиристор 1' не включится. В этом случае в момент времени  $\omega t_4$  включается тиристор 2' и наступает однофазное опрокидывание инвертора по цепи: нагрузка — тиристоры 2' и 5' с постоянной времени  $T = L_d/R_d$ .

Практически к моменту времени  $\omega t_3$  плавкая вставка предохранителя тиристора 5 расплавляется, в результате чего на фазах А и С восстанавливается напряжение, величина которого определяется скоростью обрыва аварийного тока предохранителем. Если разность напряжения фаз А и С мала, то коммутация тока тиристора 5' на тиристор 1' не произойдет, так как  $\gamma > \beta$ . При включении в момент  $\omega t_4$  тиристора 2' наступает однофазное опрокидывание.

Если разность напряжений фаз А и С достаточна для коммутации тиристоров 5' и 1', то тиристор 1' в момент времени  $\omega t_3$  включается. В момент времени  $\omega t_4$  включается тиристор 2', и в контурах, образованных тиристорами 1, 6', 2', возникает трехфазное глухое короткое замыкание. Одновременно с этим по контуру, образованному тиристорами 6', 2', 1', фазами А, В, С и нагрузкой, протекает ток опрокидывания инвертора. Причем ЭДС источника питания практически никакого влияния на величину и форму тока не оказывает, так как потенциалы точек А, В и С равны нулю. Составляющая тока опрокидывания

$$i_d = E_d [1 - \exp(-t/T_\Sigma)]/R_\Sigma, \quad (59)$$

где

$$R_\Sigma = R_d + 1,5R_k; \quad T_\Sigma = \frac{1,5L_k + L_d}{1,5R_k + R_d}$$

В момент времени  $\omega t_5$  включается тиристор  $3'$ , и наступает однофазное опрокидывание инвертора. Аварийный ток протекает по контуру, образованному тиристорами  $6'$ ,  $3'$  и нагрузкой. Одновременно в контуре, содержащем тиристоры  $6'$ ,  $2'$ ,  $1$ , сохраняется трехфазное короткое замыкание.

В зависимости от числа параллельных ветвей и номинальных параметров питающего трансформатора и предохранителей перегорание предохранителей тиристоров  $1'$  и  $6'$  может наступить значительно раньше времени  $\omega t_5$ , в результате чего преобразователь выйдет из строя. Кроме того, времени  $\omega(t_2 - t_5)$  вполне достаточно для срабатывания защит как по постоянному току, так и по переменному току, что также приводит к аварийному отключению преобразователя.

При углах регулирования  $\alpha > \frac{\pi}{6}$  в момент времени  $\omega t_2$  тиристор  $6'$  не включается, так как потенциал точки  $B$  в этот момент выше потенциала точек  $A$  и  $C$ , равного  $(U_A + U_C)/2$ . В этом случае, если к моменту  $\omega t_4$  плавкая вставка предохранителя перегорает, то аварийный процесс прекращается. Если же предохранитель не отключит аварийный ток, то в момент  $\omega t_4$  включается тиристор  $2'$ . Возникает короткое замыкание между фазами  $A$  и  $C$ .

Практически при таких воздействиях аварийного тока вставки предохранителей успевают перегореть, и агрегат выходит из строя.

Отметим особенности протекания электромагнитных процессов при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе в случае применения одного фазосдвигающего устройства для управления двумя вентильными группами преобразователя. Задержка на включение неработающей группы увеличивается на величину  $\Delta t = \alpha_2 - \alpha_1/\omega$ . Это объясняется дискретностью работы фазосдвигающего устройства и

тем, что на одном опорном напряжении может сформироваться только один импульс управления. Максимальная величина задержки при  $\alpha_1 = 0$  и  $\alpha_2 = \pi$  составляет 10 мс. При такой величине задержки предохранитель успевает перегореть, и аварийный режим не наступает. Но при других соотношениях углов регулирования величина задержки уменьшается, что приводит, как было показано выше, к аварийному режиму.

Минимальная величина запаздывания, как известно, определяется чувствительностью датчика тока и величиной задержки на переключение  $\tau_3$ . Запаздывание датчика, контролирующего напряжение на запертых тиристорах,

$$\tau_{\text{зап}} = 2/\omega \arcsin U_{\text{ср}}/U_{\text{max}},$$

где  $U_{\text{ср}}$  — напряжение срабатывания порогового устройства датчика.

Практически эта величина не превышает 100 мкс. Минимально возможное время задержки  $\tau_{3 \text{ min}} = \tau_3 + \tau_{\text{зап}}$ .

Анализ показал, что применение реле направления для управления логическим переключающим устройством не исключает возникновения аварийного режима при работе преобразователя на холостом ходу. Вероятность переключения групп при внутреннем коротком замыкании несколько меньше, чем при управлении способом сканирующей логики, а в случае нагруженного выпрямителя вовсе исчезает.

Таким образом, управление реверсивным преобразователем с применением реле направления предпочтительнее управления по методу сканирования для обеспечения устойчивости преобразователя при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе. Проведенный анализ показал, что для обеспечения устойчивой работы реверсивного преобразователя при внут-

реннем коротком замыкании необходимо применять специальные меры, исключая ложное переключение групп.

На рис. 19 изображена осциллограмма электромагнитных процессов при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе реверсивного преобразователя с раздельным управлением при  $\alpha = \frac{\pi}{3}$ .

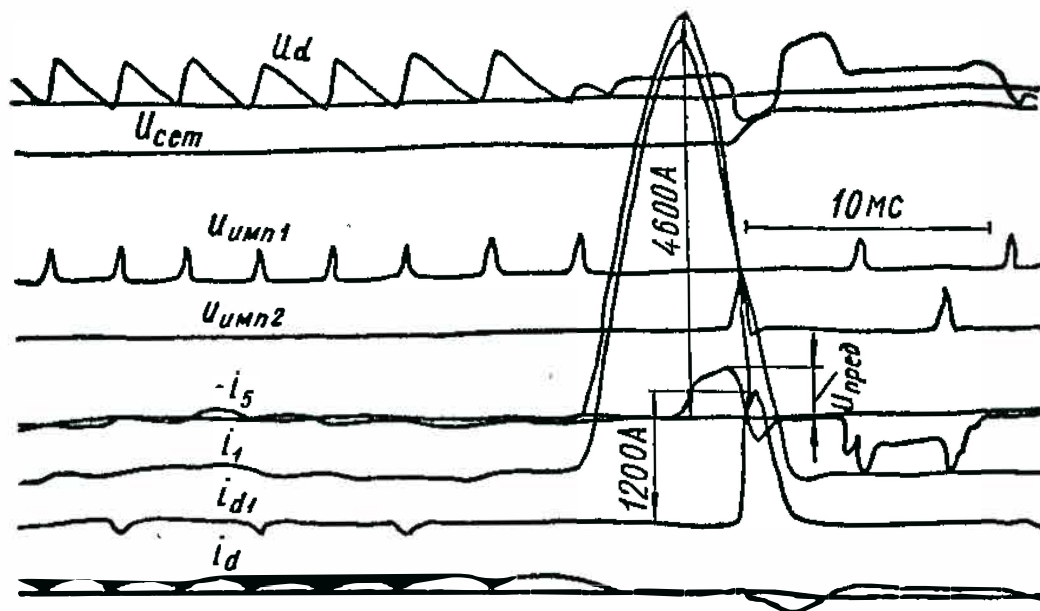


Рис. 19. Осциллограмма электромагнитных процессов при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе реверсивного преобразователя с раздельным управлением при  $\alpha = \frac{\pi}{3}$ .

теля с раздельным управлением при  $\alpha = \frac{\pi}{3}$ . Преобразователь работал в режиме начально-непрерывного тока нагрузки. При коротком замыкании ток нагрузки  $i_d$  быстро падает до нуля. ЛПУ получает команду на переключение групп и через время, равное  $d_2 - d_1 = \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3} = \frac{\pi}{3}$  (преобразователь имеет линейное согласование систем управления), во второй группе тиристоров появляются управляющие импульсы  $u_{имп2}$ . Так как в выпрямительной группе имеется включенный тиристор, то возникает короткое замыкание

тока  $i_{d1}$  между тиристорами 1 и 2', и происходит аварийное отключение преобразователя быстродействующей сеточной защитой  $u_{сет}$ . Момент окончания плавления вставки предохранителя определяется по кривой напряжения на дуге предохранителя  $U_{пред}$ .

### 3. РАСЧЕТ ВРЕМЕНИ ПЛАВЛЕНИЯ ПЛАВКОЙ ВСТАВКИ ПРЕДОХРАНИТЕЛЕЙ ПРИ ВНУТРЕННЕМ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ

Как было установлено ранее, время плавления вставки предохранителя определяет характер электромагнитных процессов в реверсивном преобразователе при внутреннем коротком замыкании в выпрямительной группе. Известно, что время плавления вставки предохранителя определяется тепловым эквивалентом плавления  $I^2 t_{пл}$  и тепловым эквивалентом аварийного тока, воздействующего на нее.

Величина тока при внутреннем коротком замыкании, вызванном пробоем тиристора 5 в момент окончания коммутации тока нагрузки, определяется из выражения

$$iR_k + x_k \frac{di}{dt} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{max} \sin(\omega t + \psi), \quad (60)$$

где  $R_k$ ,  $x_k$  — активное и индуктивное сопротивления контура короткого замыкания, приведенные ко вторичному напряжению питающего трансформатора;  $\psi$  — начальная фаза короткого замыкания.

Проведенные ранее исследования [19] показали, что ток нагрузки незначительно влияет на величину тока короткого замыкания.



Решение уравнения (60) с учетом начальных условий  $i(0) = 0$  и  $\psi = \alpha$  дает

$$i = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U_{\max}}{\sqrt{x_k^2 + R_k^2}} \left[ \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k) - \sin \alpha(-\varphi_k) \exp\left(-\frac{R_k}{x_k} \omega t\right) \right], \quad (61)$$

где

$$\varphi_k = \operatorname{arctg} \frac{x_k}{R_k}.$$

Полагая, что  $I_{\max} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{x_k^2 + R_k^2}}$ , и учитывая выражение (61), получаем формулу для тока в относительных единицах

$$i = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[ \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k) - \sin(\alpha - \varphi_k) \exp\left(-\frac{R_k}{x_k} \omega t\right) \right]. \quad (62)$$

Если преобразователь снабжен быстродействующей защитой, основанной на блокировании импульсов управления, то выражение (62) определяет величину тока за весь период аварийного процесса. При применении быстродействующей защиты, основанной на переводе выпрямителя в инверторный режим, через время, равное  $\omega t = \frac{2\pi}{3} + \alpha_3 - \alpha = \frac{2\pi}{3} + \Delta\alpha_3$ , наступит трехфазное короткое замыкание ( $\alpha_3$  — угол, определяемый установкой защиты). Уравнения для токов имеют вид

$$i_1^* = \sin\left(\omega t + \alpha + \frac{\pi}{6} - \varphi_k\right) + \left[ I_0^* - \sin\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha_3 - \varphi_k\right) \right] \exp F; \quad (63)$$

$$i_3^* = \sin \left( \omega t + \alpha - \frac{\pi}{2} - \varphi_k \right) - \sin \left( \frac{\pi}{6} + \alpha_3 - \varphi_k \right) \exp F; \quad (64)$$

$$i_5^* = \sin \left( \omega t + \alpha - \frac{\pi}{6} - \varphi_k \right) + \left[ I_0^* - \sin \left( \alpha_3 + \frac{\pi}{2} - \varphi_k \right) \right] \exp F, \quad (65)$$

где  $F = \left( \frac{2\pi}{3} + \Delta\alpha_3 - \omega t \right) \frac{R_k}{x_k}$ .

Как показали исследования, увеличение теплового эквивалента при  $\alpha_3 = \frac{\pi}{3}$  составляет не более 10%. Практически в тиристорных преобразователях плавкая вставка успевает расплавиться за время, равное  $\omega t < \frac{2\pi}{3} + \Delta\alpha_3$ . Поэтому тепловой эквивалент определяем для случая применения быстродействующей защиты, основанной на блокировании импульсов управления, что позволяет значительно упростить расчеты.

Величина теплового эквивалента аварийного тока, воздействующего на предохранитель,

$$i^{*2}t = \int_0^t [i^*(t)]^2 dt. \quad (66)$$

Учитывая формулы (62) и (66), после преобразований получаем

$$i^{*2}t = \frac{3}{16\omega} \{ 2\omega t - \sin 2(\omega t + \delta) - \sin 2\delta + 8 \sin \delta \sin \varphi_k \exp(-\omega t \operatorname{ctg} \varphi_k) [\operatorname{ctg} \varphi_k \sin(\omega t + \delta) + \cos(\omega t + \delta)] - 8 \sin \delta \sin \varphi_k (\operatorname{ctg} \varphi_k \sin \delta + \cos \delta) + 0,5 \operatorname{tg} \varphi_k \sin^2 \delta [1 - \exp(-2\omega t \operatorname{ctg} \varphi_k)] \}, \quad (67)$$

где  $\delta = \alpha - \varphi_k$ .

Как видно из выражения (67), при аналитическом методе расчета получаются довольно громоздкие формулы, которые значительно усложняются при интегрировании выражений (63) — (65). При изменении параметров  $R_k$  и  $x_k$  расчеты становятся трудоемкими.

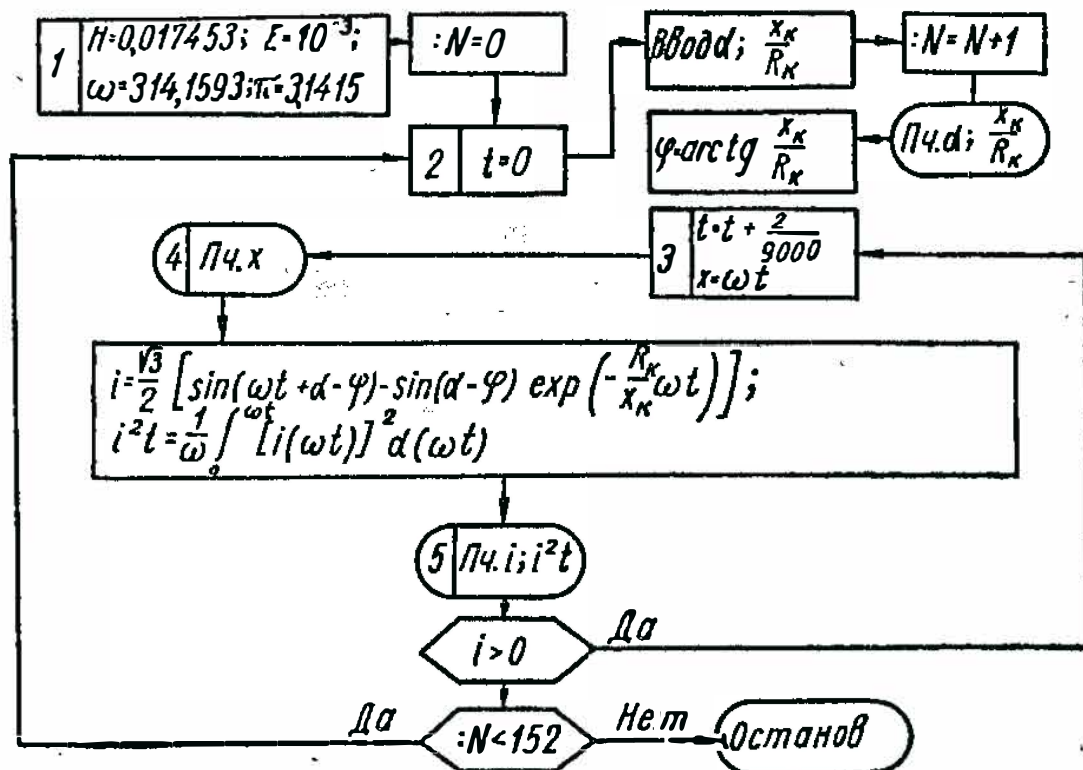


Рис. 20. Блок-схема программы расчета величин  $i^* = f(t)$  и  $i^{*2}t = \varphi(t)$  при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе.

В работе [19] предложен графоаналитический метод, позволяющий упростить расчет.

Для сокращения времени расчета и упрощения анализа схемы при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе при изменении параметров  $R_k$  и  $x_k$  в широких пределах была составлена программа расчета теплового эквивалента аварийного тока. Блок-схема программы (рис. 20) составлена для ЭВМ «Минск-22» в автокоде. Определенный интеграл (66) вычислялся по стандартной программе методом Симпсона. Начальный шаг интегрирования  $H = \frac{\Delta t}{2}$ .

Для печати графиков на АЦПУ используется стандартная программа. В программе приняты обозначения согласно табл. 5.

Таблица 5

Обозначения		Расшифровка
в программе	в автокоде	
$H$	$H$	Начальный шаг интегрирования
$E$	$E$	Точность интегрирования
$\omega$	$W$	Круговая частота
$\pi$	$Pi$	
$N$	$:N$	Счетчик вариантов
$t$	$T$	Время
$\alpha$	$AL$	Угол регулирования, рад
$\omega t$	$X$	Текущий угол
$\frac{x_k}{R_k}$	$R$	—
$\varphi_k$	$Fi$	—
$i$	$F$	—
$i^{*2}t$	$S$	—

Расчет производился для значений  $\alpha$  от 0 до 180 эл. град через каждые 10 эл. град;  $\frac{x_k}{R_k} = 1000; 30; 15; 8; 5; 3; 1,73; 1$ . Шаг времени  $T = \frac{2}{9} 10^{-3}$  с. Число просчитанных вариантов  $N = 19 \cdot 8 = 152$ . Счет одного варианта длится в среднем 5 мин.

По результатам расчета построены графики зависимости  $i^{*2}t = \varphi(\omega t)$  (рис. 21).

Время плавления вставки предохранителя

$$I^2 t_{пл} = i^{*2} t(t).$$

Так как при расчете на ЭВМ были определены относительные значения  $i^{*2}t(t)$ , то для нахождения времени плавления вставки предохранителя необ-

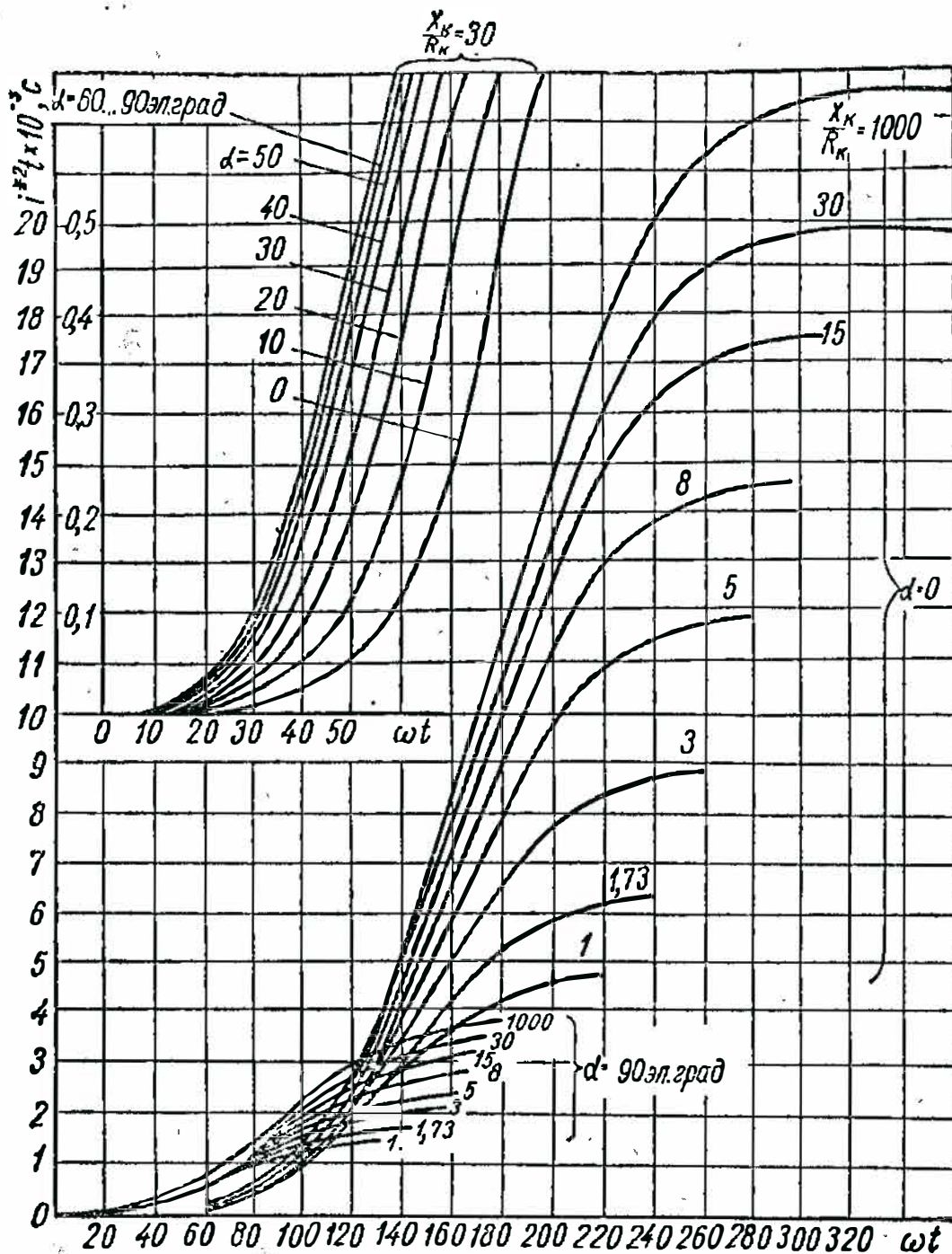


Рис. 21. График зависимости теплового эквивалента аварийного тока от угла регулирования и параметра  $x_k/R_k$  при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе.

ХОДИМО ВЫЧИСЛИТЬ ОТНОСИТЕЛЬНЫЙ ТЕПЛОВОЙ ЭКВИВАЛЕНТ, ВЕЛИЧИНА КОТОРОГО

$$I^2 t_{\text{пл}} = \frac{I^2 t_{\text{пл}}}{I^2_{\text{мах}}} \cdot \quad (68)$$

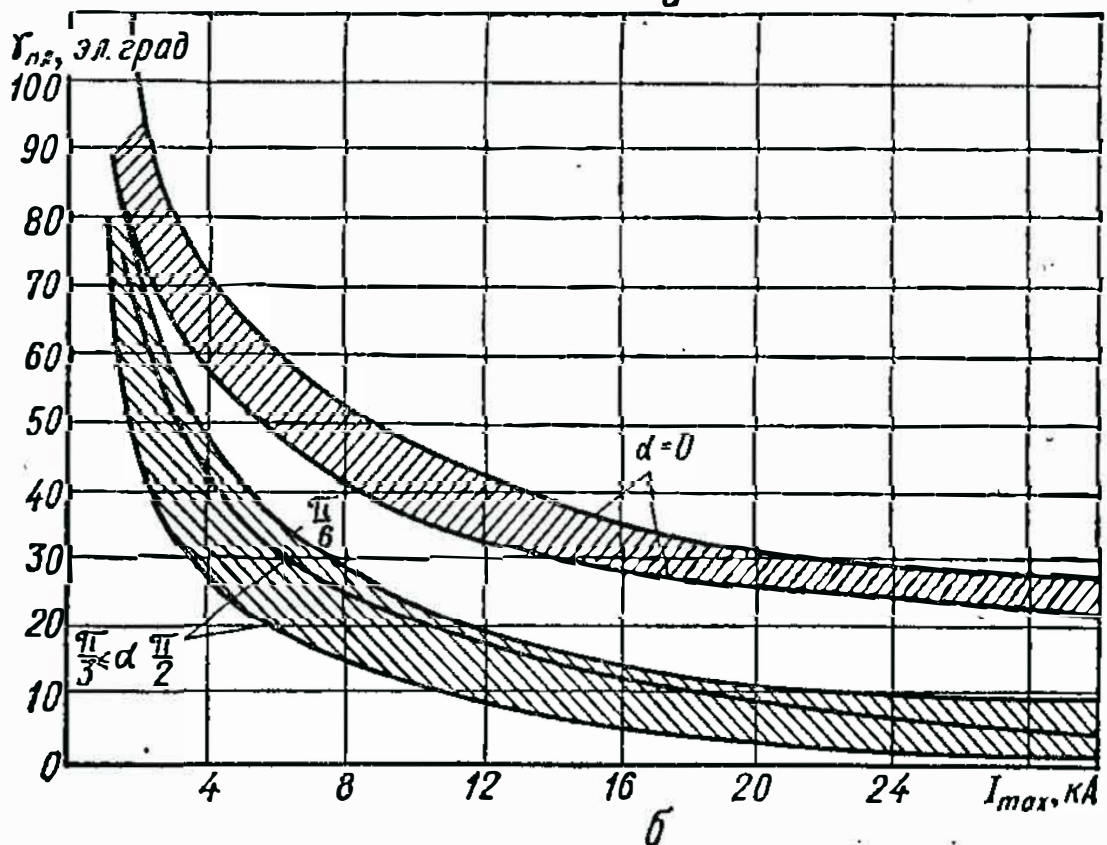
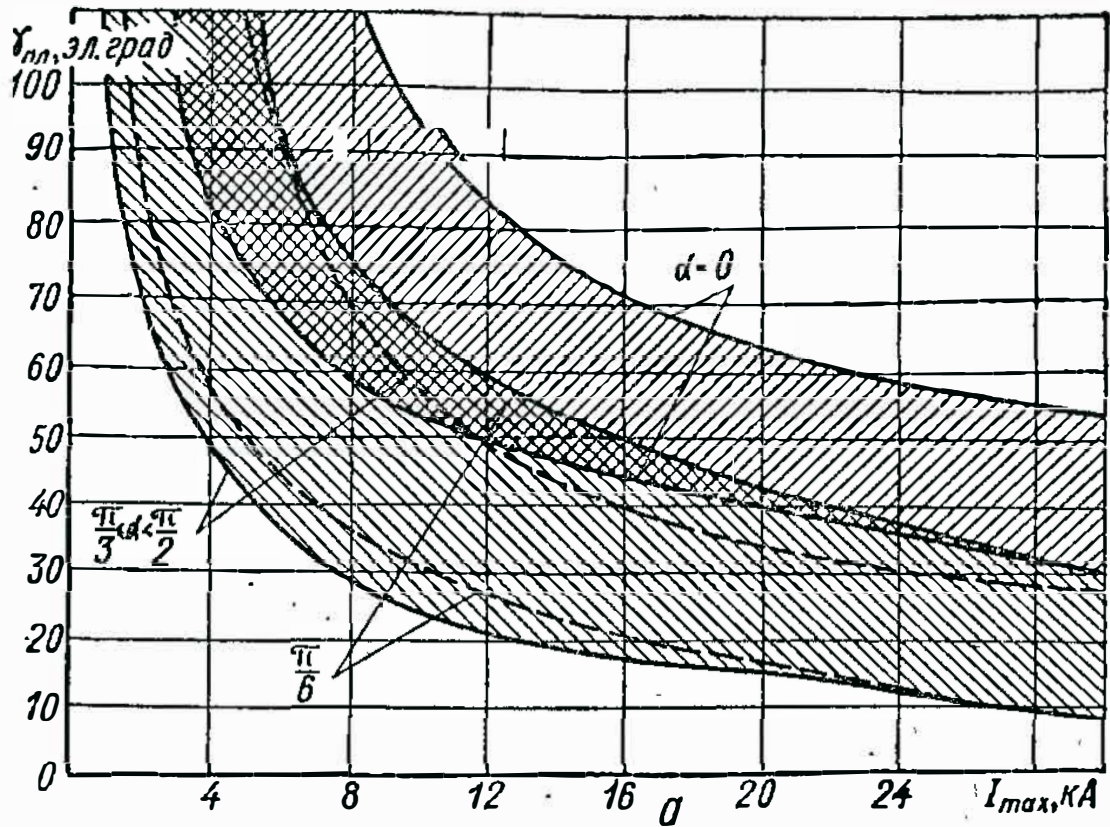


Рис. 22. График зависимости времени плавления плавкой вставки предохранителей с номинальным током 160 А от амплитуды тока короткого замыкания:

*a* — для предохранителя типа ПНБ-5; *б* — для предохранителя типа ПНБ-5М.

По известной величине теплового эквивалента плавления предохранителя  $I^{*2}t_{пл}$  и расчетным значениям  $i^{*2}t = \varphi(t)$  построены графики зависимости времени плавления плавких вставок от амплитуды установившегося тока короткого замыкания при различных углах регулирования (рис. 22, 23).

Анализ полученных зависимостей показывает, что при углах регулирования, меньших  $\frac{\pi}{6}$ , для предохранителей с токами короткого замыкания  $I_{max} < 6$  кА и предохранителями типа ПНБ-5, имеющими  $I_n = 160$  А, время плавления плавкой вставки  $\gamma_{пл}$  больше  $\frac{2\pi}{3}$ . Отсюда следует, что для таких преобразователей требуется применение специальных защит, исключающих появление недопустимых уравнительных токов и опрокидывания инвертора при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе.

Для преобразователей с предохранителями типа ПНБ-5, имеющими  $I_n = 250$  А, время плавления вставки резко возрастает, что снижает устойчивость преобразователя к внутренним коротким замыканиям в выпрямителе. Применение предохранителей модернизированной серии типа ПНБ-5М повышает устойчивость преобразователей при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе.

Анализ зависимостей  $i^{*2}t = \varphi(\omega t)$  показывает, что при изменении угла регулирования  $\alpha$  в пределах от  $\pi$  до  $\frac{\pi}{2}$  время плавления плавкой вставки изменяется незначительно, хотя имеется тенденция при значениях  $i^{*2}t \leq 2 \cdot 10^{-3}$  с к уменьшению  $\gamma_{пл}$  с увеличением угла регулирования (см. рис. 21). При изменении  $\alpha$  в пределах  $0 - \frac{\pi}{6}$  величина  $\gamma_{пл}$  возрастает быстро. Это объясняется тем, что при малых углах

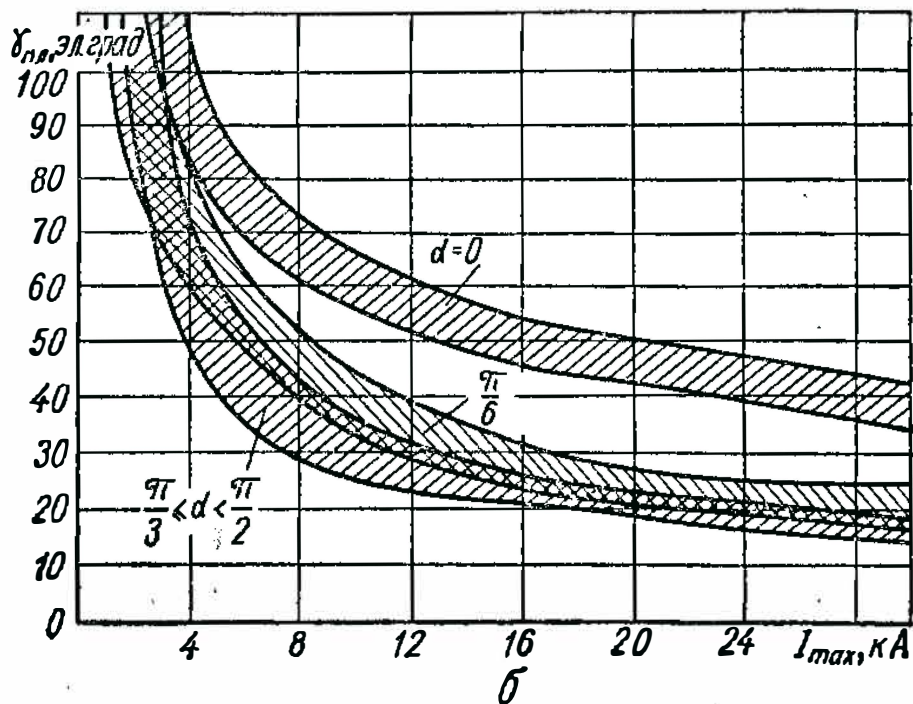
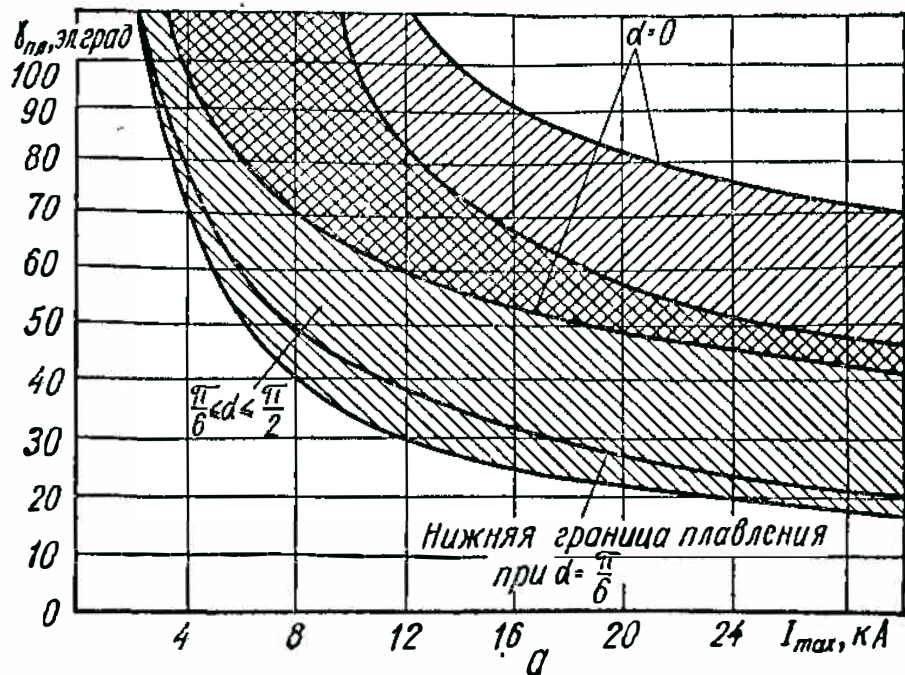


Рис. 23. График зависимости времени плавления плавкой вставки предохранителей с номинальным током 250 А от амплитуды тока короткого замыкания:

$a$  — для предохранителя типа ПНБ-5;  $b$  — для предохранителя типа ПНБ-5М.

$\alpha$  ток в контуре короткого замыкания на начальном участке имеет значительно меньшую скорость нарастания, вследствие чего увеличение  $i^{*2}t$  во времени происходит медленнее.



Определить величину тока в момент начала токоограничения расчетным путем затруднительно, так как она зависит от активности дугогасящей среды и температуры предохранителя, а также от соотношения номинальных параметров предохранителя и преобразователя. Максимальную амплитуду тока, ограничиваемую предохранителем, определяют по кривым, имеющимся в информационных материалах на предохранители.

#### **4. СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ УСТОЙЧИВОСТИ РЕВЕРСИВНЫХ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИ ВНУТРЕННЕМ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ В ВЫПРЯМИТЕЛЕ**

При внутреннем коротком замыкании в выпрямителе реверсивного преобразователя и определенном сочетании параметров элементов могут возникать аварийные режимы, приводящие к отключению преобразователя. Характер электромагнитных процессов в аварийном режиме существенно зависит от способа управления реверсивным преобразователем. Однако независимо от способа управления, определяющим является момент отключения предохранителем аварийного тока при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе. Отсюда следует, что уменьшение времени плавления плавкой вставки и обрыва дуги предохранителя способствует повышению устойчивости преобразователя. Как было показано выше, для преобразователей с малыми токами короткого замыкания (примерно до 5—10 кА) существенно снизить время плавления плавкой вставки предохранителя при заданном номинальном токе не удастся. Уменьшение величины  $I^2 t_{пл}$ , как конструктивного параметра предохранителя, ограничено требованием обеспечения

селективности защит в тиристорном преобразователе и существенным образом зависит от защитных характеристик автомата на стороне выпрямленного тока. Тепловой эквивалент отключения автомата постоянного тока для обеспечения селективности защит не должен превышать величины [19]

$$i^2 t \leq I^2 t_{\text{пл}} [n(1-s) + s]^2, \quad (69)$$

где  $n$  — число параллельно включенных тиристоров;  $s$  — коэффициент неравномерности деления тока по параллельным ветвям.

Чтобы обеспечить селективность защит при малой величине  $I^2 t_{\text{пл}}$ , приходится увеличивать число параллельных ветвей тиристоров, что увеличивает габаритные размеры и стоимость преобразователей, усложняет систему управления и ухудшает коэффициент использования тиристоров по току.

Для увеличения устойчивости при внутреннем коротком замыкании при  $\alpha < \frac{\pi}{6}$  необходимо увеличивать индуктивность сглаживающего реактора  $L_d$ , что вызывает увеличение габаритных размеров, постоянной времени цепи нагрузки и, следовательно, снижает быстродействие преобразователя. Таким образом, перечисленные ограничения не позволяют применить указанный способ в качестве универсального для преобразователей с различными номинальными токами. Кроме того, для преобразователей малой мощности он оказывается неприемлемым.

Проведенный выше анализ электромагнитных процессов показывает, что в зависимости от способа управления вентильными группами реверсивного преобразователя возможно применить методы повышения устойчивости преобразователя, позволяющие изменять параметры элементов (реакторов, числа параллельных ветвей, номинальных параметров предохранителей и

т. д.) в более широких пределах, что облегчает конструирование и производство преобразователей.

Рассмотрим способы повышения устойчивости реверсивного преобразователя при совместном управлении группами. При внутреннем коротком замыкании в выпрямителе в уравнительном контуре появляется постоянная составляющая напряжения, что приводит к насыщению уравнительных реакторов и увеличивает уравнительный ток. Для обеспечения устойчивой работы необходимо увеличить величину вольт-секунд уравнительного реактора примерно в 2,5 раза, что увеличивает габаритные размеры и массу уравнительных реакторов. Естественно, что такое решение является неприемлемым.

Другим способом (см. гл. II, 2) является развязка мостов по цепи переменного тока при помощи реакторов. Но это также увеличивает габаритные размеры, массу и стоимость преобразователя.

Анализ форм уравнительного напряжения при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе показывает, что исключить насыщение уравнительных реакторов можно увеличением отрицательной вольт-секундной площади в кривой уравнительного напряжения. Как видно из выражения (6), при углах регулирования  $\alpha \leq \pi/3$  (см. рис. 2) величина отрицательной вольт-секундной площади в кривой уравнительного напряжения зависит от угла регулирования. С учетом этого свойства предложен способ ограничения уравнительного тока при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе, основанный на переводе выпрямителя в инверторный режим на время перегорания предохранителя.

Функциональная схема устройства повышения устойчивости реверсивного преобразователя показана на рис. 24. При внутреннем коротком замыкании датчик переменного тока  $I$  выдает команду в устройство

4, которое практически безынерционно переводит выпрямительную группу в инверторный режим. Одновременно с устройством 4 начинает работать блок задержки 5. Задержка определяется временем перегорания плавкой вставки предохранителя. После перегорания предохранителя блок задержки 5 возвращает

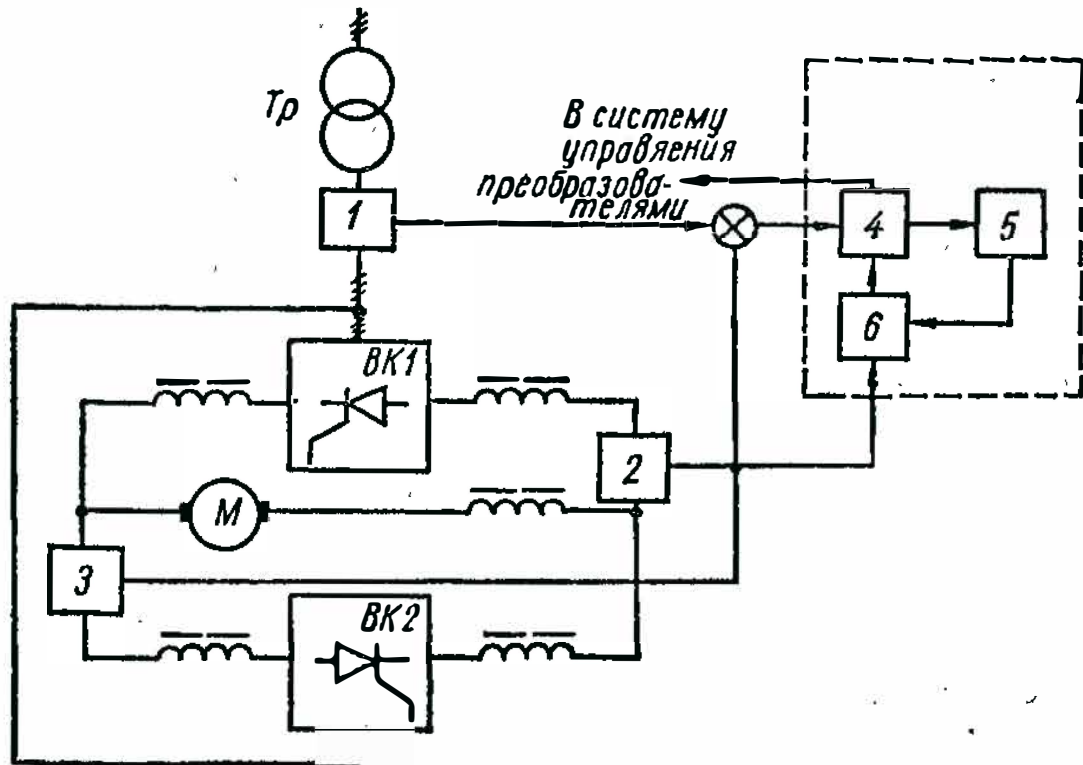


Рис. 24. Функциональная схема устройства повышения устойчивости реверсивного преобразователя с совместным управлением при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе.

устройство в исходное состояние, вследствие чего угол регулирования обеих групп определяется только сигналом управления в системе регулирования преобразователем.

Если возникает внешнее короткое замыкание или происходит опрокидывание инвертора, от датчиков постоянного тока 2 и 3 поступает команда в устройство 4 и блок логики 6. Устройство 4 переводит выпрямительную группу в инверторный режим, а блок логики 6 исключает прохождение команды от блока

задержки 5 на возврат устройства 4 в исходное состояние и тем самым исключает автоматическое повторное включение агрегата.

При использовании вышеописанного устройства величину вольт-секунд уравнительного реактора необходимо выбирать из условия обеспечения устойчивости преобразователя при внутреннем коротком замыкании для  $\alpha = \frac{\pi}{3}$ . Необходимая величина вольт-секунд уравнительного реактора

$$\begin{aligned} W\Phi &= \frac{\sqrt{3}}{\omega} U_{\max} \left( 2 - \cos \frac{\pi}{6} - \cos \frac{\pi}{3} \right) \approx \\ &\approx 1,27 \frac{\sqrt{3}}{2\omega} U_{\max}, \end{aligned} \quad (70)$$

т. е. увеличение габаритных размеров уравнительного реактора при заданном значении индукции составит всего 27%.

Принципиальная схема устройства защиты, реализованная в серийных тиристорных преобразователях с совместным управлением типа АТР на токи 200—1600 А, предназначенных для питания якорных цепей и обмоток возбуждения, показана на рис. 25. Схема работает следующим образом. При срабатывании датчика переменного тока ДТ1, выполненного на магнитоуправляемом контакте [24], включаются транзисторы Т3 и Т4, вследствие чего на резисторе R1 возникает напряжение, которое поступает в систему импульсно-фазового управления и обеспечивает перевод выпрямителя в инверторный режим. При спадании тока внутреннего короткого замыкания ниже тока уставки срабатывания датчика схема возвращается в исходное состояние. Для исключения дребезга магнитоуправляемого контакта в схему включен одновибратор, выполненный на транзисторах Т1 и Т2. Длительность импульса одновибратора выбирается достаточной для

перекрытия времени дребезга контактов и обычно составляет 0,5—1,0 мс.

При возникновении аварийного тока на стороне выпрямленного тока срабатывает датчик *ДТ2*, также выполненный на магнитоуправляемом контакте, и включается тиристор *ВУ*. Конденсатор *С1* ячейки

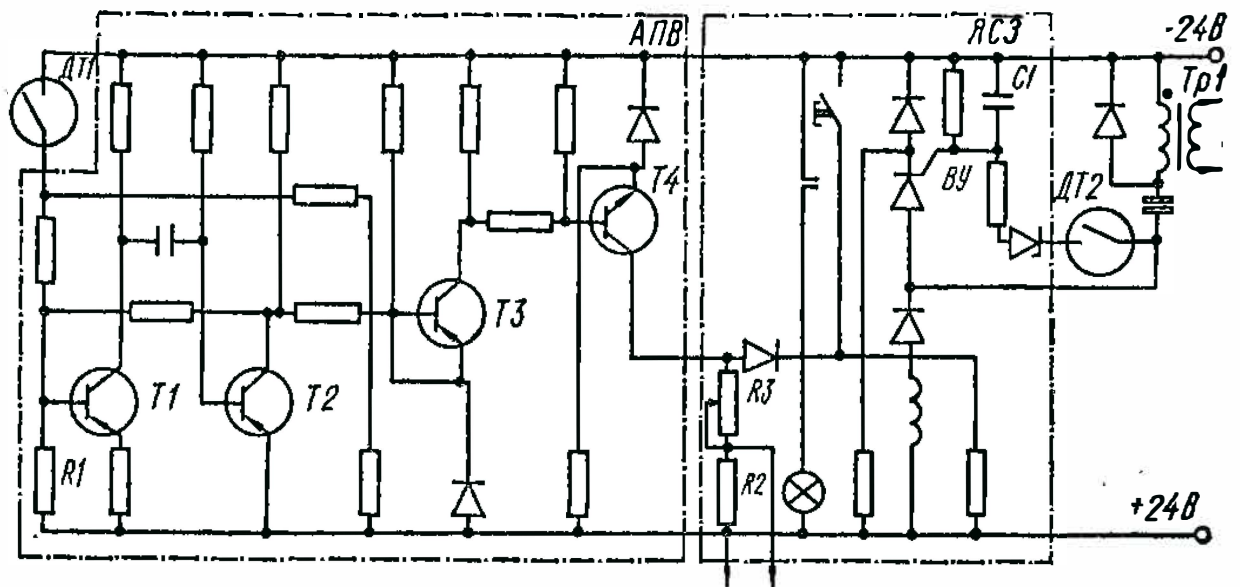


Рис. 25. Принципиальная схема устройства защиты реверсивного преобразователя при внутреннем коротком замыкании.

сеточной защиты (*ЯСЗ*) разряжается через тиристор *ВУ* и обмотку импульсного трансформатора *Тр1*, который вырабатывает импульс для системы отключения автоматического выключателя постоянного тока. При включении тиристора *ВУ* на резисторе *Р2* ячейки *ЯСЗ* возникает напряжение, которое подается в систему импульсно-фазового управления и обеспечивает перевод выпрямителя в инверторный режим. Резистор *Р3* ячейки *ЯСЗ* служит для настройки угла сдвига импульсов. Обычно угол сдвига  $\alpha$ , устанавливается равным  $\frac{2\pi}{3}$ .

На рис. 26, а изображена осциллограмма электромагнитных процессов при внутреннем коротком замыкании, вызванном пробоем тиристора в момент

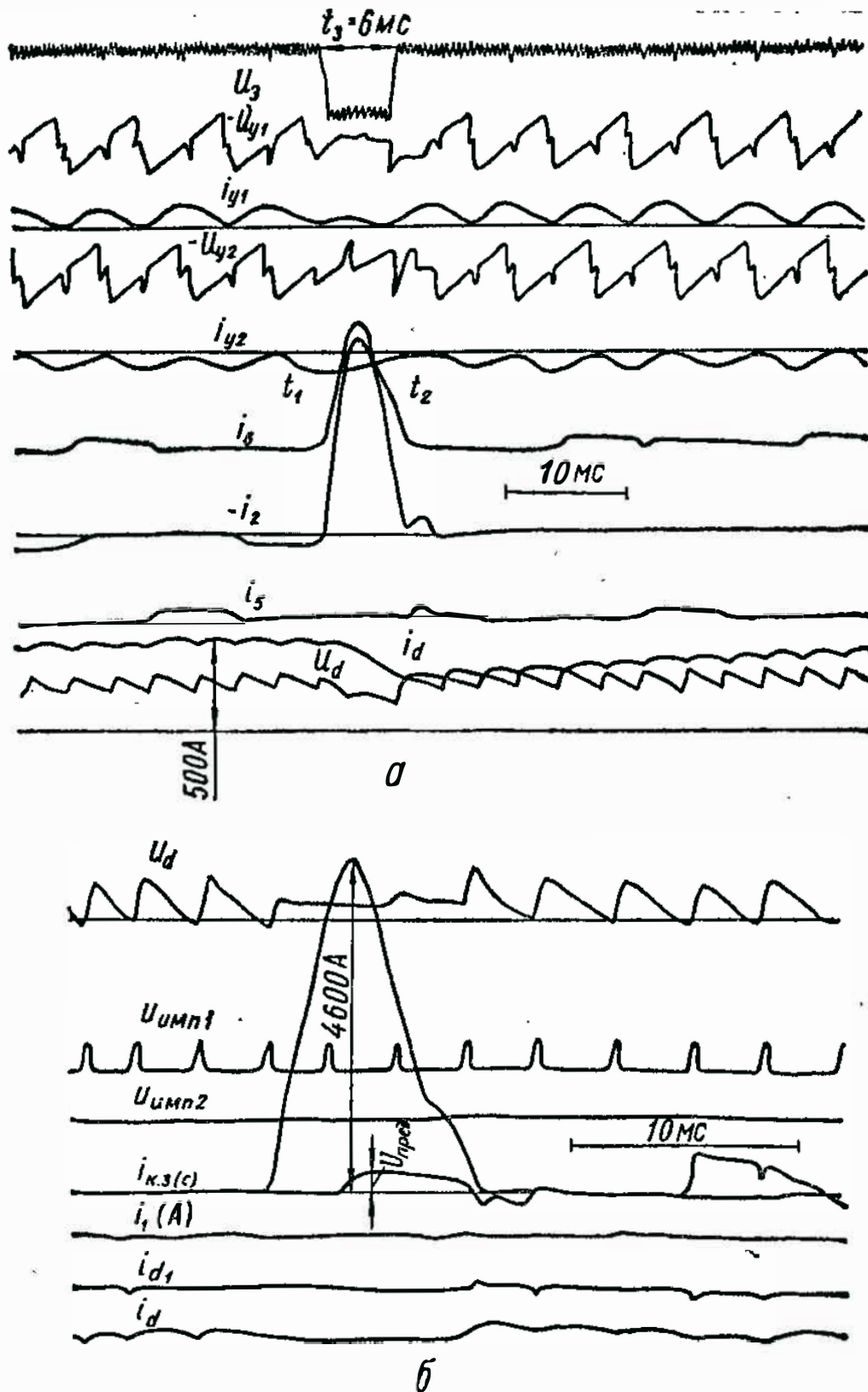


Рис. 26. Осциллограммы электромагнитных процессов при внутреннем коротком замыкании в нагруженном выпрямителе при  $\alpha = \frac{\pi}{3}$ :

а — с устройством АПВ; б — с датчиком записи тиристор

окончания коммутации тока нагрузки при  $\alpha = \frac{\pi}{3}$ . Преобразователь снабжен защитой (см. рис. 25). Как видно из осциллограммы, в момент достижения током короткого замыкания  $i_2$  ( $i_6$ ) тока уставки

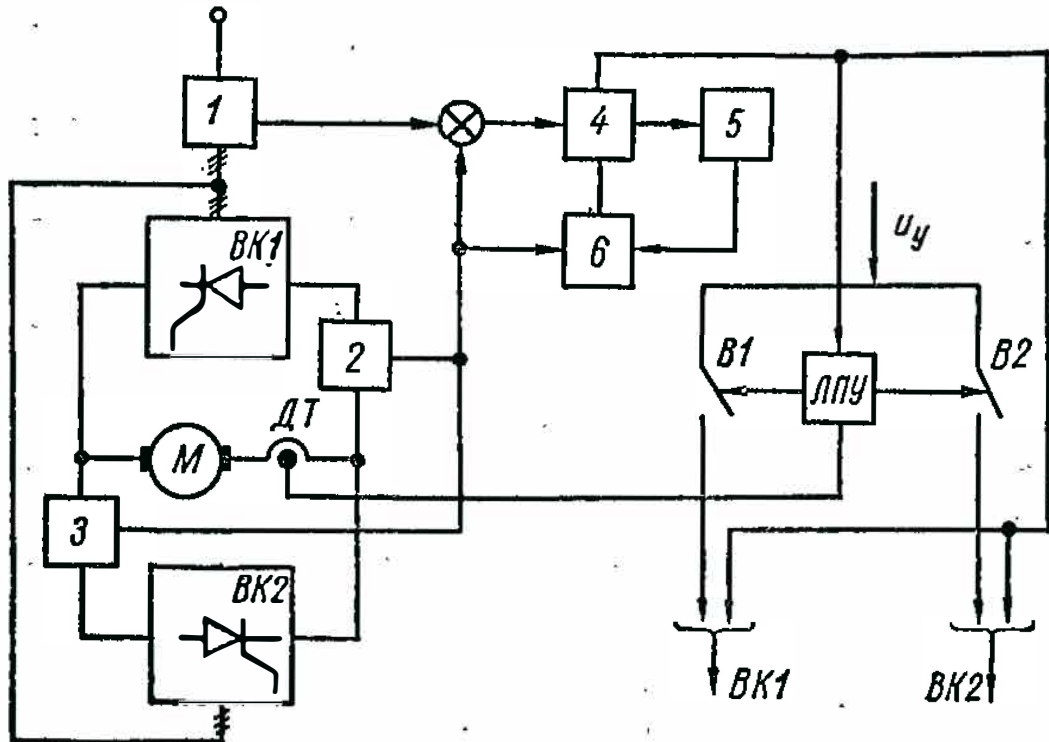


Рис. 27. Функциональная схема устройства повышения устойчивости реверсивного преобразователя с раздельным управлением при внутреннем коротком замыкании.

срабатывает ячейка автоматического повторного включения (АПВ) (на осциллограмме  $U_3$ ) и переводит выпрямитель в инверторный режим. В результате увеличения отрицательной вольт-секундной площади на участке  $t_1 - t_2$  уравнивающий ток спадает до нуля за время действия защиты.

Для обеспечения устойчивости при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе реверсивного тиристорного преобразователя с раздельным управлением, как это следует из анализа электромагнитных процессов (см. гл. II, 3), необходимо исключить лож-



ное переключение групп. Последнее осуществляется с помощью устройства, функциональная схема которого показана на рис. 27. Принцип действия устройства аналогичен вышеописанному. Отличие состоит в том, что из блока 4 подаются одновременно две команды: одна на перевод выпрямительной группы в инверторный режим, что обеспечивает более быстрое перегорание предохранителя, вторая команда подается в логическое переключающее устройство и исключает возможность переключения групп. После перегорания предохранителя блок задержки возвращает устройство в исходное состояние.

Применение предложенного устройства позволяет применять одни и те же блоки для обеспечения устойчивой работы реверсивных преобразователей независимо от способа управления.

Другим более удобным способом повышения устойчивости является применение в качестве датчика нулевого тока устройства, контролирующего момент запираания тиристоров. Поскольку при внутреннем коротком замыкании всегда имеется как минимум два открытых тиристора, следовательно, устройство не даст команды на переключение групп. В этом случае достигается две цели: контролируется безусловное запираание тиристоров, что позволяет работать практически без задержки на переключение и обеспечивается устойчивая работа при выходе из строя одного тиристора. Вместе с тем необходимо указать на одну особенность этого способа. Так как практически устройство контроля запираания тиристоров подключается через развязывающие трансформаторы к плечам моста, то в контуре датчиков оказываются и предохранители, защищающие тиристоры. При малом числе параллельных ветвей  $n \leq 3$  не удастся обеспечить селективности при внутреннем коротком замыкании. Поэтому при пробое тиристора перегорает

предохранитель поврежденного тиристора и один или несколько предохранителей в плече, проводящем аварийный ток. При появлении дуги в предохранителе на нем возникает напряжение, соизмеримое с величиной обратного напряжения на тиристоре. Последнее воспринимается датчиком как условие запираания тиристора и устройство выдает команду, разрешающую переключение групп.

Для исключения вышеуказанного явления защита преобразователей с числом параллелей меньше трех должна выполняться по функциональной схеме рис. 27. Осциллограмма процессов в преобразователе с отдельным управлением с датчиками запираания тиристоров показана на рис. 26, б. Из осциллограммы следует, что агрегат работает устойчиво.

### **Глава III**

## **УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ РЕВЕРСИВНЫХ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИ ВНЕШНЕМ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ И ОПРОКИДЫВАНИИ ИНВЕРТОРА**

### **1. СРАВНЕНИЕ СПОСОБОВ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕЙ ЗАЩИТЫ ПРИ ВНЕШНЕМ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ**

Внешнее короткое замыкание на стороне постоянного тока может быть вызвано электрическим или механическим повреждением, попаданием токопроводящих предметов, пыли или жидкости на элементы преобразователя, находящиеся под напряжением, а также при потере возбуждения электродвигателя, неисправности в цепи отрицательной обратной связи по

току и других повреждениях в системе регулирования.

Из-за низкой перегрузочной способности по току тиристоры могут выйти из строя в первый период аварийного режима. Поэтому величина токов короткого замыкания должна быть известна в каждом периоде, и при необходимости следует принять меры для предохранения тиристоров от повреждений. Обычно аварийный ток в тиристорных преобразователях ограничивается быстродействующей защитой, которая отключает поврежденный участок. В управляемых преобразователях возможности реализации такой защиты более широкие по сравнению с неуправляемыми. Так как тиристор — полууправляемый прибор, то для защиты тиристорных преобразователей применяют способы, использующие свойство тиристоров запирается в результате снижения анодного тока до нуля. Известно два способа. Первый основан на блокировании (снятии) управляющих импульсов в преобразователе, второй — на смещении управляющих импульсов в инверторную область, т. е. переводе выпрямителя в инверторный режим.

Первый способ подробно исследован и описан в работе [19], однако применение его ограничено. Для преобразователей, работающих в инверторном режиме, он неприемлем, так как снятие импульсов управления при перегрузках приводит к опрокидыванию инвертора.

Кроме того, при большой постоянной времени в цепи короткого замыкания (например, при внутреннем коротком замыкании или при ложном отпирании тиристора неработающей группы в преобразователях с отдельным управлением) и наличии начального тока в момент короткого замыкания невозможно запирающее тиристоры за один период питающего напряжения. Решим уравнение (60) при внутреннем коротком

замыкании и ненулевых начальных условиях ( $t = 0$ ,  $i = I_0$ ):

$$i = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U_{\max}}{\sqrt{x_k^2 + R_k^2}} \left[ \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k) - \right. \\ \left. - \sin(\alpha - \varphi_k) \exp\left(-\frac{t}{T_k}\right) \right] + I_0 \exp\left(-\frac{t}{T_k}\right), \quad (71)$$

где  $T_k = L_k/R_k$  — постоянная времени цепи короткого замыкания.

Приняв  $I_{\max} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{x_k^2 + R_k^2}}$  и  $i^* = i/I_{\max}$ ;  $I_0^* = I_0/I_{\max}$ ,

получим выражение тока в относительных единицах

$$i^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[ \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k) - \right. \\ \left. - \sin(\alpha - \varphi_k) \exp\left(-\frac{t}{T_k}\right) \right] + I_0^* \exp\left(-\frac{t}{T_k}\right). \quad (72)$$

Анализ выражения (72) показывает, что при снятии управляющих импульсов в момент возникновения аварийного режима и при большой постоянной времени  $T_k$  свободная составляющая тока нагрузки уменьшается незначительно. Поэтому ток через тиристоры в первый период не достигает нуля, и тиристоры не закрываются. Длительность протекания аварийного тока через тиристоры определяется соотношением между  $I_0^*$  и  $T_k$ . График зависимости  $I_0^* = f(T_k)$ , определяющий начально-непрерывный режим протекания тока через тиристоры для  $\alpha = 0$ , показан на рис. 28. Область, ограниченная графиком  $I_0^* = f(T_k)$  и осями координат, определяет границу применения защиты, основанной на блокировании управляющих импульсов.

Из-за указанных выше ограничений для реверсивных тиристорных преобразователей, работающих на

якорь электродвигателя постоянного тока, более предпочтителен второй способ защиты, впервые описанный в работе [23]. Однако в указанной работе не проведен анализ электромагнитных процессов, связанных с переводом выпрямителя в инверторный режим, а также анализ влияния величины уставки угла защиты на токи короткого замыкания и режим работы преобразователя.

Ниже проведен анализ электромагнитных процессов при внешнем коротком замыкании и быстродействующей защиты, основанной на переводе выпрямителя в инверторный режим и работе реверсивного преобразователя на якорь электродвигателя постоянного тока. При анализе приняты следующие допущения.

1. Трехфазная система ЭДС источника питания симметрична.

2. Индуктивность фазы источника питания сосредоточена во вторичной обмотке трансформатора, что вполне справедливо для преобразователей с токоограничивающими реакторами, так как обеспечивает некоторый запас по току для преобразователей с трансформаторным питанием.

3. Пренебрегаем обратным током тиристорov, током намагничивания трансформатора, собственными емкостями преобразователя и питающей сети, влиянием уравнительного тока в преобразователях с совместным управлением. При аварийных процессах в преобразователе напряжение на выходе значительно снижается и при трех включенных тиристорах в

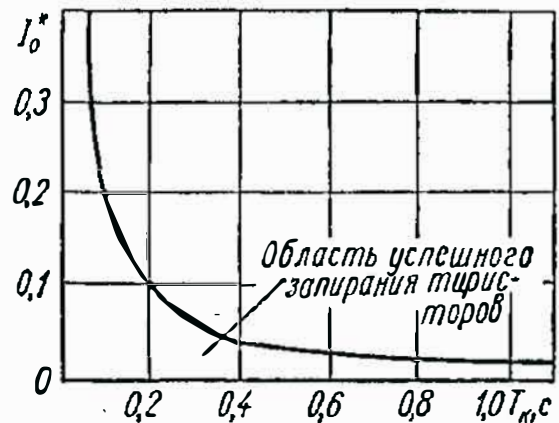


Рис. 28. График зависимости тока от постоянной времени контура для определения границ начально-непрерывного тока при внутреннем коротком замыкании.

случае глухого короткого замыкания равно двойному падению напряжения на тиристорах, влиянием которого также пренебрегаем.

При этих допущениях в начальный период глухого короткого замыкания при включении тиристора 1 (см. рис. 1) аварийный ток описывается дифференциальным уравнением

$$iR_k + x_k \frac{di}{d\omega t} = \frac{1}{2} e_{ab}. \quad (73)$$

Фазные ЭДС изменяются в соответствии с выражениями:

$$e_a = U_{\max} \sin(\omega t + \psi); \quad (74)$$

$$e_b = U_{\max} \sin\left(\omega t + \psi - \frac{2\pi}{3}\right); \quad (75)$$

$$e_c = U_{\max} \sin\left(\omega t + \psi + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (76)$$

где  $\psi$  — начальная фаза в момент короткого замыкания, равная  $\frac{\pi}{6} + \alpha$ .

Принимая величину тока нагрузки в начальный момент, равную нулю, запишем решение уравнения (73) с учетом выражений (74)—(76) в относительных единицах:

$$i^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[ \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi_k\right) - \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3} - \varphi_k\right) \exp\left(-\frac{t}{T_k}\right) \right], \quad (77)$$

где  $\varphi_k = \operatorname{arctg} \omega T_k$ .

После достижения аварийным током величины тока срабатывания защиты (отметим, что при глухом коротком замыкании это случится раньше, чем включится очередной тиристор) управляющий импульс поступит на очередной тиристор через время, равное

$\omega t = \frac{\pi}{3} + \alpha_3 - \alpha$  ( $\alpha_3$  — угол регулирования, определяемый уставкой угла защиты, рис. 29).

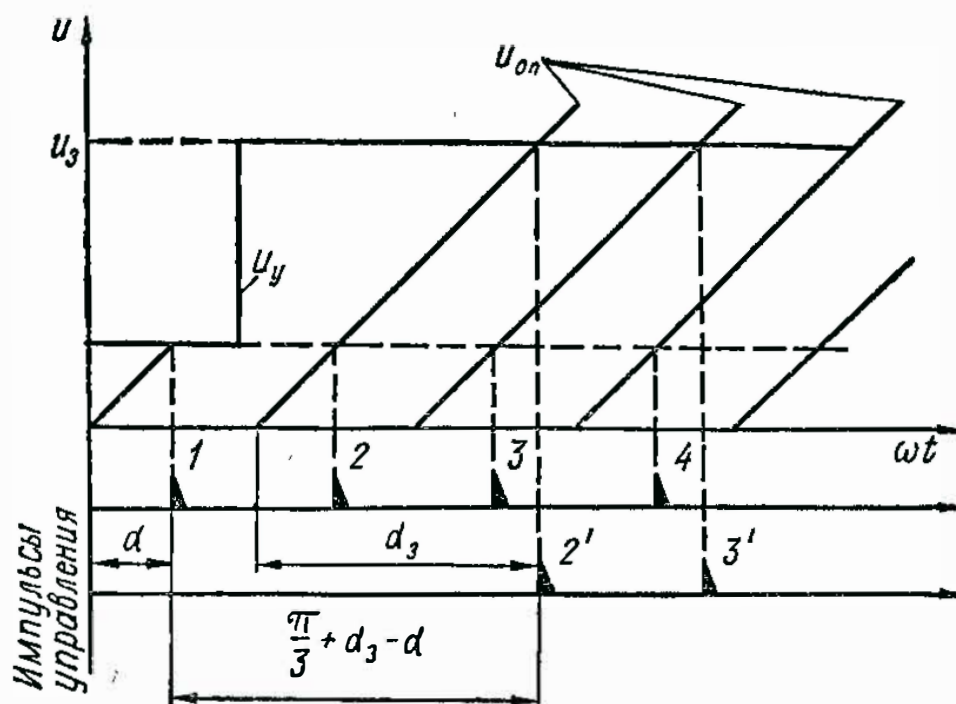


Рис. 29. Диаграмма для определения последовательности управляющих импульсов при внешнем коротком замыкании в преобразователе с быстродействующей защитой, основанной на переводе выпрямителя в инверторный режим.

При включении очередного тиристора наступает трехфазное глухое короткое замыкание. Ток в тиристорах при этом:

$$i_1^* = \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi_k\right) + \left[I_0^* - \sin\left(\frac{\pi}{2} + \alpha_3 - \varphi_k\right)\right] \exp F; \quad (78)$$

$$i_6^* = \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \alpha - \varphi_k\right) + \left[I_0^* - \sin\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha_3 - \varphi_k\right)\right] \exp F; \quad (79)$$

$$i_2^* = \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi_k \right) - \sin \left( \frac{\pi}{6} + \alpha_3 - \varphi_k \right) \exp F; \quad (80)$$

$$F = \frac{1}{\omega T_k} \left( \frac{\pi}{3} + \Delta\alpha - \omega t \right),$$

где  $I_0^*$  — начальное значение тока, определяемое из выражения (77) при  $\omega t = \frac{\pi}{3} + \Delta\alpha$ ;  $\Delta\alpha = \alpha_3 - \alpha$  — сдвиг угла регулирования при срабатывании защиты.

Следует отметить, что величина  $\alpha_3$  значительно влияет на характер протекания электромагнитных процессов в реверсивных преобразователях с совместным управлением. Выбор  $\alpha_3$  определяется нагрузкой и режимами работы реверсивного тиристорного преобразователя. Известно, что при работе на активно-индуктивную нагрузку при углах регулирования  $0 \leq \alpha \leq \pi/3$  выпрямленное напряжение холостого хода

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha. \quad (81)$$

Для углов регулирования  $\alpha > \pi/3$ , в зависимости от постоянной времени цепи короткого замыкания, выпрямленное напряжение находится в пределах между значениями, определяемыми из выражений (81) и

$$U_d = U_{d0} \left[ 1 + \cos \left( \alpha + \frac{\pi}{3} \right) \right]. \quad (82)$$

Таким образом, приходим к выводу, что для обеспечения полного запираания тиристорov выпрямителя при коротком замыкании достаточно, чтобы величина  $\alpha_3$  находилась в пределах  $\pi/2 \leq \alpha_3 \leq 2\pi/3$ .

Рассмотрим влияние указанного режима на работу инвертора в преобразователе с совместным управлением. В настоящее время в преобразователях типа



АТР, выпускаемых заводом «Преобразователь», блок быстродействующей защиты, обеспечивающий перевод преобразователя в инверторный режим, выполняется по схеме рис. 30, а. Регулировочная характеристика фазосдвигающего устройства ФСУ изображена на рис. 30, б.

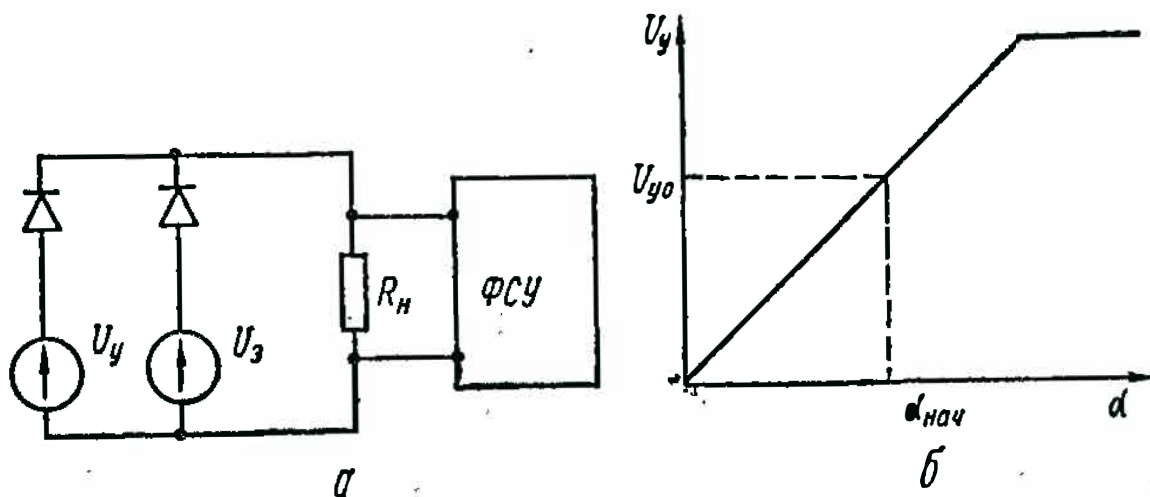


Рис. 30. Схема замещения устройства защиты (а) и регулировочная характеристика фазосдвигающего устройства (б).

ражена на рис. 30, б. Инверторному режиму соответствуют углы, большие  $\alpha_{нач}$ , и напряжение управления, большее  $U_{y0}$ . Принцип действия быстродействующей защиты следующий. На ФСУ поступают два сигнала: защиты  $U_3$  и управления  $U_y$ , а проходит на ФСУ сигнал с большим уровнем. При работе преобразователя в выпрямительном режиме  $U_y < U_{y0}$ . Так как  $U_3 \geq U_{y0}$ , то при срабатывании защиты на вход ФСУ поступит сигнал  $U_3$ . При работе преобразователя в инверторном режиме  $U_y \geq U_{y0}$ . Таким образом, при срабатывании защиты могут быть следующие соотношения между сигналом управления и защиты:

$$U_y < U_3; \quad (83)$$

$$U_y \geq U_3. \quad (84)$$

При неравенстве выражения (84) блок защиты не оказывает никакого влияния на режим работы

инвертора. Если выполняется неравенство (83), то режим работы определяется сигналом блока защиты. В этом случае, если сигнал защиты равен предельному углу опережения инвертора  $\beta_{\min}$ , перевод нагруженного током инвертора, имеющего угол опережения  $\beta > \beta_{\min}$ , в зону меньших углов может привести к нарушению условия устойчивой работы инвертора, выражаемого соотношением

$$\beta_{\min} \leq \gamma_i + \delta + \Delta\beta, \quad (85)$$

где  $\gamma_i$  — угол коммутации тока инвертора в момент срабатывания защиты;  $\delta$  — угол восстановления тиристора;  $\Delta\beta$  — асимметрия управляющих импульсов.

Так как режим инвертирования в реверсивном преобразователе возникает при торможении электропривода, что связано с увеличением угла  $\beta$  и загрузкой преобразователя предельно допустимым током нагрузки, то при срабатывании защиты в случае перегрузки уменьшение угла  $\beta$  может привести к опрокидыванию инвертора из-за неуспешной коммутации.

С учетом вышесказанного, уставка быстродействующей защиты в реверсивном преобразователе должна находиться в пределах  $\alpha_3 = \pi/2 \dots 2\pi/3$ , что обеспечивает надежное запираание тиристорov и исключает опрокидывание инвертора при работе преобразователя с углами  $\beta_{\min} < \pi - \alpha_3$ .

## **2. АЛГОРИТМИЗАЦИЯ РАСЧЕТОВ ПРИ ВНЕШНЕМ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ**

Алгоритмизация расчетов электромагнитных процессов при внешнем глухом коротком замыкании и быстродействующей защите, основанной на переводе выпрямителя в инверторный режим, произведена применительно к ЭВМ «Минск-22». Порядок расчетов следующий.

1. Исходным для определения токов является уравнение (77), которое удобно записать в следующем виде:

$$i_n = i_{n+1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[ \sin \left( \vartheta + \alpha + \frac{\pi}{3} - \varphi_k \right) - \sin \left( \frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi_k \right) \exp \left( -\frac{t}{T_k} \right) \right], \quad (86)$$

где  $n$  — порядковый номер тока через тиристоры ( $n = 1, 2, 3, \dots$ );  $\vartheta = \omega t$  — текущий угол.

2. Если к моменту времени  $\vartheta = \frac{\pi}{3}$  ток  $i_n = i_{n+1}$  достигнет тока срабатывания защиты (при глухом внешнем коротком замыкании это условие всегда соблюдается и проверка его не требуется), то очередной тиристор включится через время, равное  $\vartheta = \pi/3 + \alpha_3 - \alpha = \frac{\pi}{3} + \Delta\alpha$ . В этот момент, а в дальнейшем через время, равное  $\vartheta = (M + 1) \pi/3 + \Delta\alpha$ , где  $M = \left\{ \frac{\vartheta}{\frac{\pi}{3}} \right\}_{ц.ч}$  — коэффициент, определяющий мо-

мент включения очередного тиристора, происходит смена участка  $N$ , где  $N$  участок расчета токов. В момент включения в работу тиристора  $3$   $N = 1$ . При дальнейшей смене участков  $N$  увеличивается на единицу.

3. На участке  $N = 1$  ток одновременно проводят три тиристора. Уравнения для токов:

$$i_n = \sin \left[ \vartheta + \frac{\pi}{2} - (N - 1) \frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi_k \right] + \left\{ i_{0n} - \sin \left[ \vartheta_n + \frac{\pi}{2} - (N - 1) \frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi_k \right] \right\} \exp \times \left( \frac{\vartheta - \vartheta_n}{\omega T_k} \right); \quad (87)$$

$$i_{n+1} = \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{2} - N \frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi_k\right) + \left\{ i_{0(n+1)} - \right. \\ \left. - \sin\left[\vartheta_n + \frac{\pi}{2} - N \frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi_k\right] \right\} \exp\left(\frac{\vartheta - \vartheta_n}{\omega T_k}\right); \quad (88)$$

$$i_{n+2} = \sin\left[\vartheta + \frac{\pi}{2} - (N+1) \frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi_k\right] - \\ - \sin\left[\vartheta_n + \frac{\pi}{2} - (N+1) \frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi_k\right] \exp\left(\frac{\vartheta - \vartheta_n}{\omega T_k}\right), \quad (89)$$

где  $i_0 = i_{0(n+1)}$  — начальное значение тока, определяемое из выражения (86) в момент времени  $\vartheta = (M + 1) \frac{\pi}{3} + \Delta\alpha$ .

Расчет токов по уравнениям (87)—(89) ведется до тех пор, пока  $i_n$  станет меньше  $|\varepsilon|$ , где  $\varepsilon$  — точность определения нулевого значения тока  $i_n$ .

4. Если при значениях времени  $\vartheta = \vartheta_m < (M + 1) \frac{\pi}{3} + \Delta\alpha$  ток  $i_n \leq |\varepsilon|$ , то в работе остаются два тиристора, токи которых равны между собой:

$$i_{n+1} = i_{n+2} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left[\vartheta + \frac{\pi}{3} (1 - N) + \alpha - \varphi_k\right] - \\ - \left\{ i_{0(n+1)} - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left[\vartheta - \frac{\pi}{3} (N - 1) + \alpha - \varphi_k\right] \right\} \times \\ \times \exp\left(-\frac{\vartheta_m - \vartheta}{\omega T_k}\right). \quad (90)$$

Расчет тока по выражению (90) ведется до момента времени  $\vartheta = \frac{\pi}{3} (M + 1) + \Delta\alpha$ , когда вступает в работу третий тиристор и меняется номер участка  $N$ . Далее определяются начальные условия выражения (90) и расчет ведется по формулам (87)—(89).

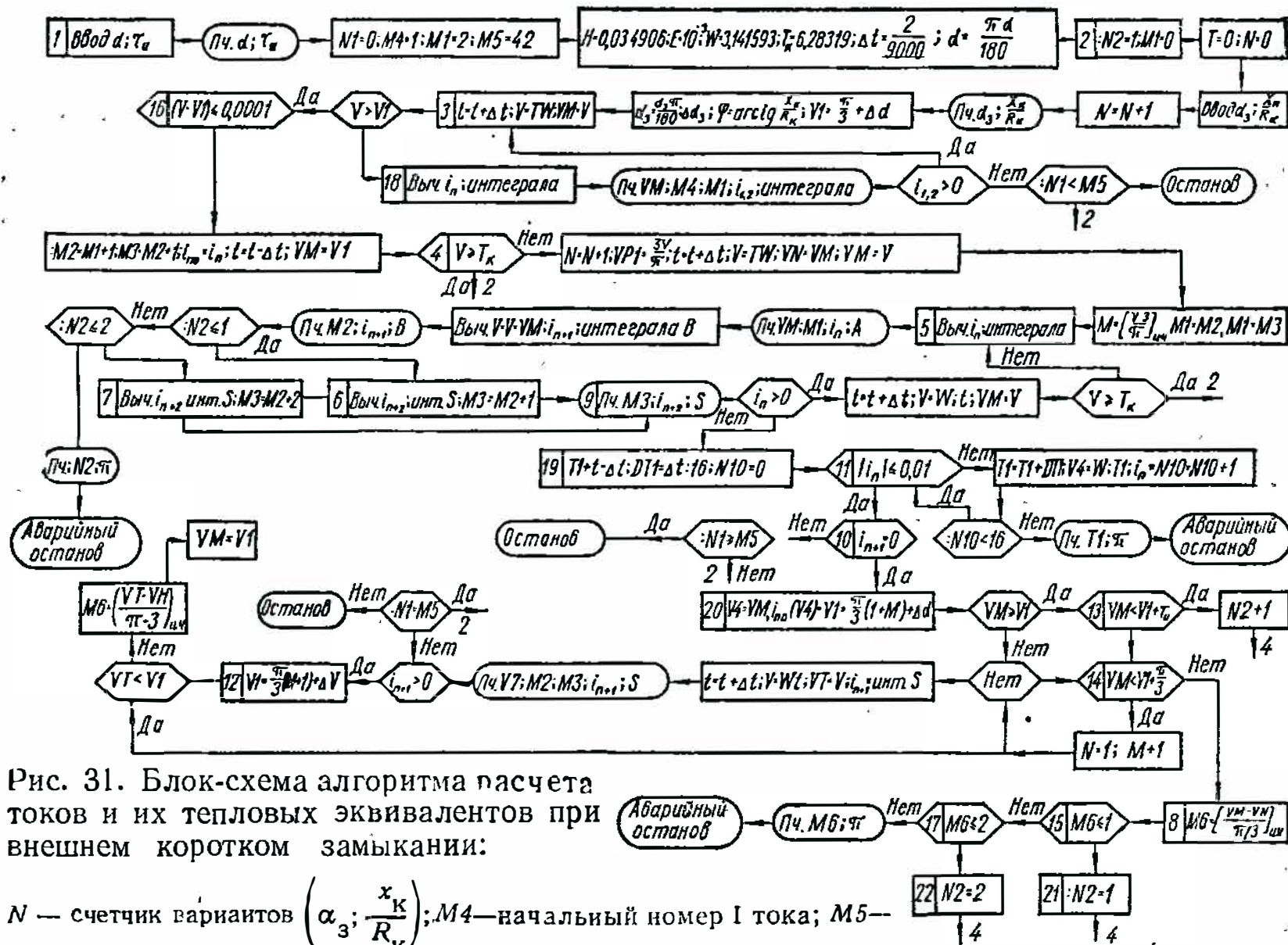


Рис. 31. Блок-схема алгоритма расчета токов и их тепловых эквивалентов при внешнем коротком замыкании:

$N$  — счетчик вариантов  $\left( \alpha_3; \frac{x_K}{R_K} \right)$ ;  $M4$  — начальный номер I тока;  $M5$  —

общее число вариантов  $\left( \alpha_3; \frac{x_K}{R_K} \right)$ ;  $H$  — начальный шаг интегрирования;  $E$  — точность интегрирования;  $T_K$  — конечное время счета;  $N2$  — признак пропуска включения тиристора;  $M1$  — номер I тока;  $N$  — номер участка;  $V1 = \frac{\pi}{3} + \Delta \alpha$ ;  $VM, VN, VT$  — зафиксированные значения  $\vartheta$ ;  $S, A, B$  — обозначение интегралов;  $M2$  — номер II тока;  $M3$  — номер III тока;  $VN = V$ ;  $VP1 = \frac{3V}{\pi}$ ;  $T1 = T - DT$ ;  $V4 = Tt$ ;  $W; N10$  — счетчик отрезков  $T1$ .

5. Если при решении системы (87)–(89) выполняется условие  $i_n \leq |\epsilon|$  и

$$(M + 1) \frac{\pi}{3} + \Delta\alpha + \tau_n \leq \vartheta_m < \frac{\pi}{3} (M + 1) + \frac{\pi}{3}$$

( $\tau_n$  — длительность управляющего импульса), то очередной тиристор в работу вступить не может. Ток проводят два тиристора. Для определения токов необходимо перейти к решению уравнения (72). В дальнейшем преобразователь работает с вынужденным углом регулирования  $\alpha' = \frac{\pi}{3} + \alpha$ .

На основании приведенного алгоритма составлена программа для ЭВМ «Минск-22» в автокоде. Программа представляет собой цифровую модель тиристорного преобразователя при внешнем коротком замыкании и позволяет определить токи в тиристорах и их тепловые эквиваленты как при наличии быстродействующей защиты, основанной на переводе выпрямителя в инверторный режим, так и без нее. Программа позволяет проводить анализ влияния длительности управляющих импульсов на величину тока установившегося короткого замыкания.

Блок-схема алгоритма расчета показана на рис. 31.

По результатам расчетов построены графики токов в тиристорах при глухом коротком замыкании без быстродействующей защиты и управлении преобразователем коротким импульсом  $\tau_n = 0$  (рис. 32, а) и при наличии быстродействующей защиты, основанной на переводе выпрямителя в инверторный режим (рис. 32, б). Как видно, амплитуда аварийного тока при наличии быстродействующей защиты значительно меньше. При  $\alpha_3 \geq \pi/2$  амплитуда тока наиболее загруженного тиристора равна амплитуде тока при наличии защиты, основанной на блокировании управляющих импульсов [19].

График зависимости величины теплового эквивалента аварийного тока, воздействующего на тиристоры, от параметра  $R_k/x_k$  для различных углов регулирования уставки защиты изображен на рис. 33. Как показывает анализ, величина  $i^2t$  мало зависит от  $\alpha_3$

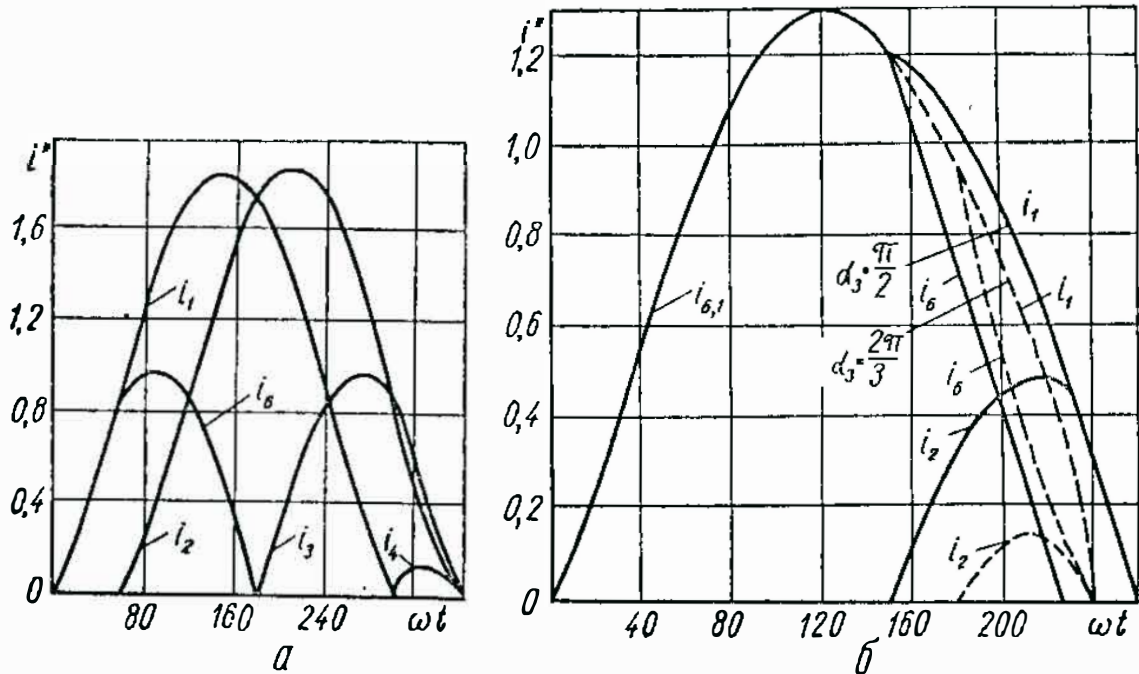


Рис. 32. График зависимости токов при внешнем коротком замыкании:

*a* — без быстродействующей защиты; *б* — с быстродействующей защитой, основанной на переводе преобразователя в инверторный режим

и всего лишь на 9% превышает величину теплового эквивалента при защите, основанной на блокировании управляющих импульсов [19] для наиболее худшего варианта ( $\alpha_3 = \pi/2$ ,  $\alpha = 0$  и  $R_k/x_k = 0$ ). При  $\alpha_3 = 2\pi/3$ ,  $\alpha = 0$ ,  $x_k/R_k = 0$  превышение составляет 2,5%.

Таким образом, защита, основанная на переводе выпрямителя в инверторный режим, практически эквивалентна по величине токовой загрузки защите, основанной на блокировании управляющих импульсов.

Итак, без существенной погрешности полученные результаты можно распространить на любой случай внешнего короткого замыкания при наличии быстродействующей защиты, основанной на переводе в



инверторный режим. Амплитуда аварийного тока

$$I'_{\max} = \frac{\sqrt{3} U_{\max}}{\sqrt{(2x_k + x_d)^2 + (2R_k + R_d)^2}}, \quad (91)$$

а постоянная времени контура короткого замыкания

$$T'_k = \frac{2L_k + L_d}{2R_k + R_d} = T_k \frac{2 + L_d^*}{2 + R_d^*}, \quad (92)$$

где  $L_d^* = \frac{L_d}{L_k}$ ;  $R_d^* = \frac{R_d}{R_k}$  — относительное значение индуктивности и активного сопротивления цепи нагрузки.



### 3. РАСЧЕТ ТОКОВ ПРИ ОПРОКИДЫВАНИИ ИНВЕРТОРА

Опрокидывание инвертора является одним из наиболее опасных режимов для тиристорных преобразователей. Это объясняется тем, что тиристорный преобразователь при аварийном режиме становится неуправляемым. Характер протекания электромагнитных процессов при опрокидывании инвертора определяется лишь соотношением параметров преобразователя.

Причины опрокидывания инвертора достаточно подробно освещены в работах [8; 17; 20; 21]. Рассчитаем режимы опрокидывания инвертора применительно к реверсивному электроприводу. При принятых допущениях (см. гл. II, 1) система уравнений, определяющая токи в тиристорах и фазах трансформатора, имеет вид

$$\left. \begin{aligned} i &= i_1 + i_3 + i_5; & i &= i_2 + i_4 + i_6; \\ i_a &= i_4 - i_1; & i_b &= i_6 - i_3; & i_c &= i_2 - i_5; \\ u_3 + u_6 &= -u; & u_4 + u_1 &= -u; & u_5 + u_2 &= -u; \\ x_k \frac{d(i_a - i_b)}{d\vartheta} + R_k (i_a - i_b) &= e_a - e_b + u_6 - u_4; \\ x_k \frac{d(i_b - i_c)}{d\vartheta} + R_k (i_b - i_c) &= e_b - e_c + u_2 - u_6; \\ x_k \frac{d(i_c - i_a)}{d\vartheta} + R_k (i_c - i_a) &= e_c - e_a + u_4 - u_2, \end{aligned} \right\} (93)$$

где  $i_1, i_2, \dots, i_6; i_a, i_b, i_c$  — мгновенные значения токов в тиристорах и фазах трансформатора;  $u_1, u_2, \dots, u_6$  — мгновенные значения напряжений, приложенных к тиристорам;  $u$  — мгновенное напряжение на выходе преобразователя;  $\vartheta = \omega t$  — временная (текущая) координата.

Для однофазного опрокидывания инвертора (см. рис. 17) при включенных одновременно тиристорах 3

и 6 система уравнений (93) упростится и примет вид

$$\left. \begin{aligned} i_4 = i_5 = i_1 = i_2 = 0, \\ i_3 = i_6 = i; \quad i_a = i_b = i_c = 0; \\ u_5 = e_b - e_c; \quad u_2 = e_c - e_b; \\ u_1 = e_b - e_a; \quad u_4 = e_a - e_b. \end{aligned} \right\} \quad (94)$$

Совмещая начало отсчета  $\vartheta = 0$  с моментом подачи управляющих импульсов на тиристор 5 и учитывая ЭДС в фазах

$$\left. \begin{aligned} e_a = U_{\max} \cos(\vartheta + \alpha); \\ e_b = U_{\max} \cos\left(\vartheta + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right); \\ e_c = U_{\max} \cos\left(\vartheta + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \right\} \quad (95)$$

определим порядок следования управляющих импульсов во времени:

$$\text{на тиристорах: } 3 \quad \vartheta = -\frac{2\pi}{3} + 2\pi n;$$

$$4 \quad \vartheta = -\frac{\pi}{3} + 2\pi n;$$

$$5 \quad \vartheta = 2\pi n;$$

$$6 \quad \vartheta = \frac{\pi}{3} + 2\pi n;$$

$$1 \quad \vartheta = \frac{2\pi}{3} + 2\pi n;$$

$$2 \quad \vartheta = \pi + 2\pi n.$$

Напряжение, приложенное к тиристорам 4 и 1 и 5, 2, находится из выражений (94) — (95) с учетом порядка следования импульсов управления.

После преобразования получим

$$u_4 = -u_1 = \sqrt{3} U_{\max} \sin \left( \alpha + \frac{\pi}{3} + 2\pi n \right); \quad (96)$$

$$u_5 = -u_2 = \sqrt{3} U_{\max} \sin (\alpha + 2\pi n). \quad (97)$$

Для включения тиристоров 4, 1 и 5, 2 при подаче на них управляющего импульса необходимо наличие на них положительного напряжения в прямом направлении, т. е.  $u_4 > 0$ ;  $u_1 > 0$ ;  $u_5 > 0$ ;  $u_2 > 0$ , что соответствует неравенствам:

для тиристоров 4 и 1

$$\sin (\alpha + \pi/3 + 2\pi n) > 0; \quad (98)$$

для тиристоров 5 и 2

$$\sin (\alpha + 2\pi n) > 0. \quad (99)$$

Решение неравенств (98) и (99) показывает, что при работающих тиристорах 3 и 6 включение оставшихся в работу возможно при угле регулирования  $\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{2\pi}{3}$  для тиристоров 4 и 1 и  $0 < \alpha < \pi$  для тиристоров 5 и 2. Так как преобразователь работает в инверторном режиме, то угол регулирования составляет  $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$ .

Следовательно, если в инверторе непрерывно работают два тиристора, то включение в работу любого из оставшихся возможно лишь при  $\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{2\pi}{3}$ .

Для  $\alpha > \frac{2\pi}{3}$  возможно включение в работу только двух из оставшихся тиристоров. Для рассмотренного случая это тиристоры 5 и 2.

Как видно из проведенного выше анализа, режим однофазного опрокидывания инвертора не оказывает влияния на форму кривых тока и напряжения в фазах трансформатора, однако он является аварийным для тиристоров. Для расчета токов при однофазном

опрокидывании инвертора рассмотрим эквивалентную расчетную схему рис. 34, а.

Исходное дифференциальное уравнение для такой цепи имеет вид

$$R_i + L \frac{di}{dt} = E_d, \quad (100)$$

где  $R = R_{я.ц} + R_d + 2R_y$ ;  $L = L_{я.ц} + L_d + 2L_y$ ;  $R_{я.ц}$ ;  $R_d$ ;  $R_y$ ;  $L_{я.ц}$ ;  $L_d$ ;  $L_y$  — соответственно сопро-

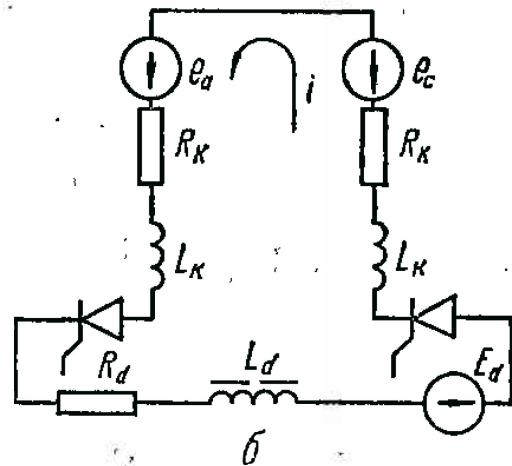
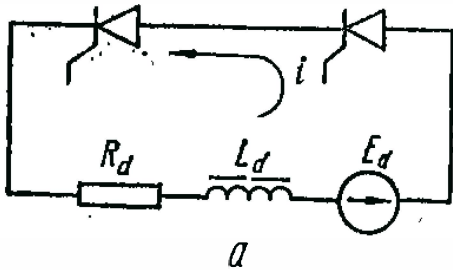


Рис. 34. Эквивалентная расчетная схема при однофазном (а) и двухфазном (б) опрокидывании инвертора.

тивления и индуктивности якорной цепи двигателя, сглаживающего и уравнивающего реакторов;  $E_d$  — ЭДС двигателя.

Практически индуктивности уравнивающих и сглаживающих реакторов нелинейны, поэтому получить решение уравнения (100) в общем виде не удастся. Однако, как было указано ранее, уравнивающие реакторы выполняются насыщающимися и их индуктивность при токах, выше номинального, можно считать неизменной. Со сглаживающими реакторами дело обстоит иначе. В технических условиях на сглаживающие реакторы типа ФРОС (Московского электрозавода) указано, что они сохраняют индуктивность, указанную в паспорте, до трехкратных значений тока нагрузки. Учитывая эту особенность, при быстродействующих автоматических выключателях можно положить, что индуктивность реактора за время действия защиты остается неизменной.

Таким образом, для указанных выше условий параметры цепи опрокидывания можно считать неизменными, и решение уравнения (100) имеет вид

$$i = \frac{E_d}{R} + \left( I_0 - \frac{E_d}{R} \right) \exp \left( -\frac{t}{T} \right), \quad (101)$$

где  $T = \frac{L}{R}$  — постоянная времени контура опрокидывания.

Обозначив  $\frac{E_d}{R} = I_0$ , получим выражение для тока опрокидывания в относительных единицах

$$i^* = 1 + (I_0^* - 1) \exp \left( -\frac{t}{T} \right), \quad (102)$$

где  $I_0^* = \frac{I_0}{I_0}$ .

Для двухфазного опрокидывания эквивалентная расчетная схема показана на рис. 34, б, а ток двухфазного опрокидывания описывается дифференциальным уравнением

$$Ri + L \frac{di}{dt} = E_d + \sqrt{3} U_{\max} \sin(\vartheta + \psi); \quad (103)$$

$\psi$  — начальный угол в момент опрокидывания;

$$R = 2R_k + R_d + 2R_y; \quad L = 2L_k + L_d + 2L_y.$$

С учетом начальных условий решение уравнения (103) примет вид

$$i = -\frac{E_d}{R} \left[ 1 - \exp \left( -\frac{t}{T} \right) \right] + \frac{\sqrt{3}}{z} U_{\max} \left[ \sin(\vartheta + \psi - \varphi) - \sin(\psi - \varphi) \exp \left( -\frac{t}{T} \right) \right] + I_0 \exp \left( -\frac{t}{T} \right), \quad (104)$$

где  $z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$ ;  $\varphi = \arctg \omega T$ .

Учитывая, что  $\psi = \pi - \beta$ , и полагая  $E_d \approx \sqrt{3} U \cos \beta$ , записываем выражение для тока двух-

фазного опрокидывания в относительных единицах

$$i^* = \frac{i}{I_6} = \cos \beta \left[ 1 - \exp \left( -\frac{t}{T} \right) \right] + \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \times \\ \times \left[ \sin (\vartheta + \pi - \beta - \varphi) + \sin (\beta + \varphi) \exp \left( -\frac{t}{T} \right) \right] + \\ + I_0^* \exp \left( -\frac{t}{T} \right), \quad (105)$$

где  $I_6 = \frac{\sqrt{3} U_{\max}}{R}$ ;  $I_0^* = \frac{I_0}{I_6}$ .

Для упрощения расчетов режимов опрокидывания были составлены программы одно- и двухфазного опрокидывания на ЭВМ «Минск-22» в автокоде. Токи рассчитывались для различных значений  $I_0^*$ ;  $T$ ;  $\beta$  с шагом времени  $\Delta t = 0,001$  с. Одновременно с вычислением токов определялось значение теплового эквивалента аварийного тока по формуле

$$i^{*2}t = \int_0^t [i^*(t)]^2 dt.$$

Определенный интеграл вычислялся по стандартной программе методом Симпсона с начальным шагом интегрирования  $H = \frac{\Delta t}{2}$  и точностью  $E = 10^{-7}$ .

По результатам расчета построены нормированные кривые токов и их тепловых эквивалентов режимов однофазного (рис. 35, а; 36, а) и двухфазного (рис. 35, б; 36, б) опрокидывания для различных значений постоянных времени и угла опережения включения инвертора  $\beta = \frac{\pi}{6}$ . Анализ кривых показывает, что после начала опрокидывания аварийный ток возрастает быстрее при однофазном опрокидывании, а начиная с момента  $t > 15$  мс — при двухфазном. Поэтому при использовании автоматических выключателей с временем начала токоограничения менее 15 мс параметры

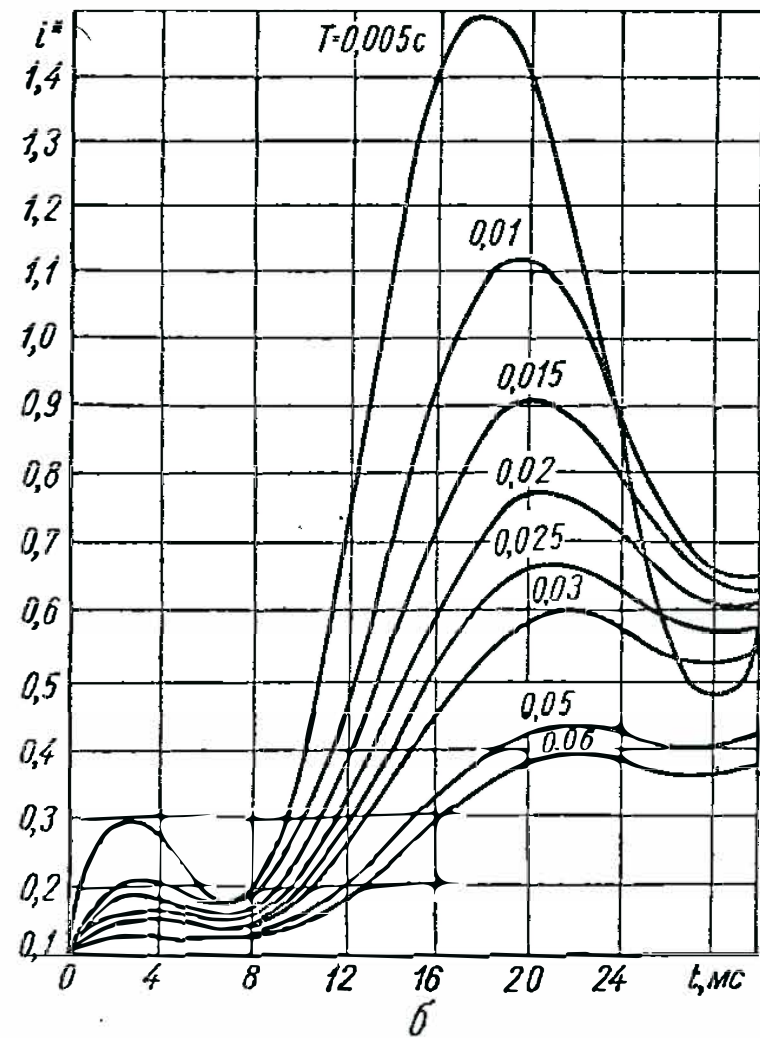
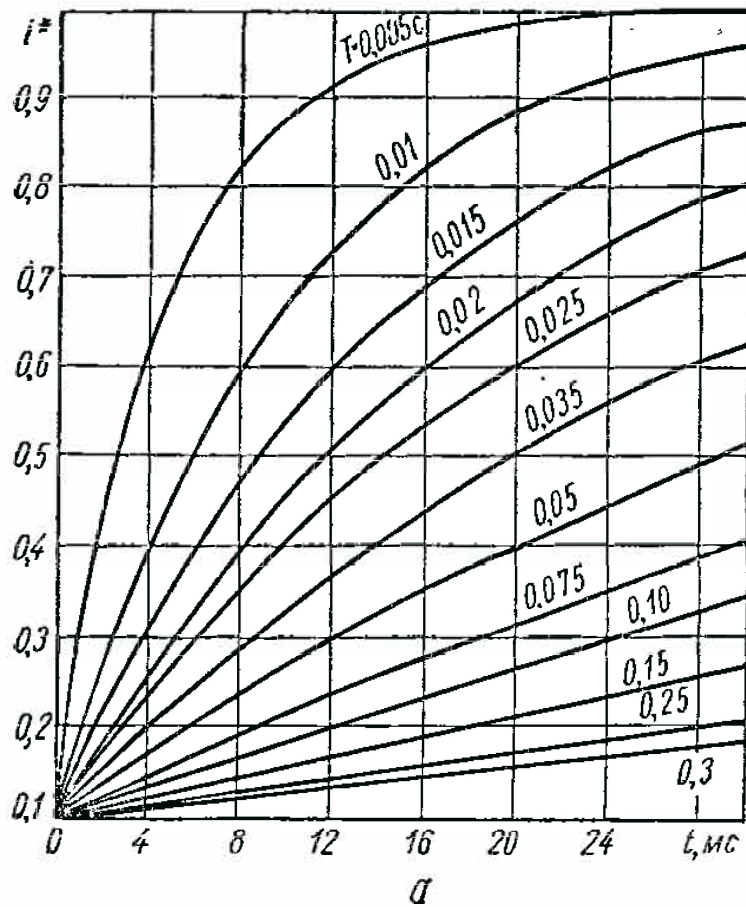


Рис. 35. График зависимости аварийного тока от времени:  
 а — при однофазном; б — двухфазном опрокидывании инвертора.

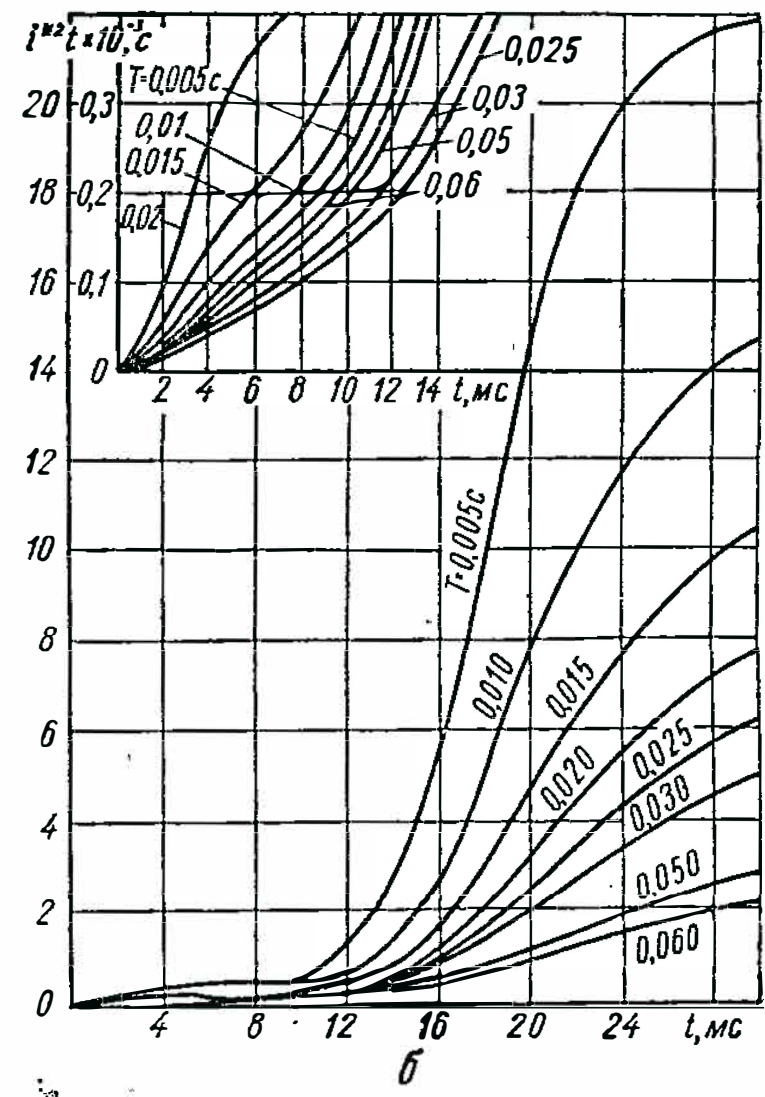
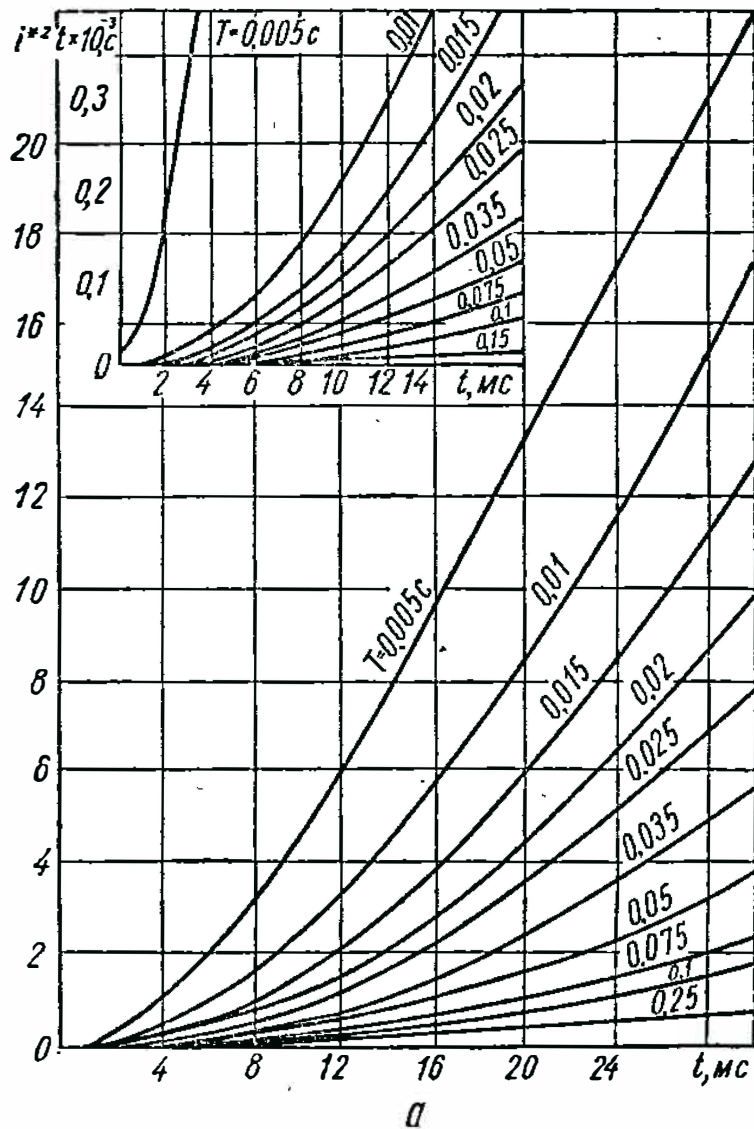


Рис. 36. График зависимости теплового эквивалента аварийного тока:  
 а — при однофазном; б — при двухфазном опрокидывании инвертора.



преобразователя (число параллельных ветвей и сглаживающего реактора) необходимо выбирать по режиму однофазного опрокидывания.

При значениях постоянной времени в контуре опрокидывания  $T > 0,15 \dots 0,2$  с для защиты тиристорных преобразователей можно применять небыстродействующие автоматические выключатели, например автоматические выключатели типа АВМ, собственное время которых составляет 25—30 мс. При этом ток не превышает (3 ... 4)  $I_H$ , что позволяет существенно уменьшать габаритные размеры преобразователя.

Если же реактор за время действия защиты успевает насыщаться, то для правильного выбора параметров необходимо учитывать это. Так как для защиты преобразователей применяются, как правило, автоматические выключатели с временем до начала токоограничения менее 15 мс, то дальнейший анализ будем вести для режима однофазного опрокидывания. Для учета нелинейности сглаживающего реактора примем некоторые упрощения. Зависимость индуктивности сглаживающих реакторов типа ФРОС (рис. 37) аппроксимируем в виде ломаной кривой.

В этом случае на первом участке режим однофазного опрокидывания описывается уравнением (100), на втором участке

$$Ri = \left[ L_{\text{нач}} - \frac{L_{\text{нач}} - L_{\text{кон}}}{I_{\text{нач}} - I_{\text{кон}}} (I_{\text{нач}} - i) \right] \frac{di}{dt} = E_d, \quad (106)$$

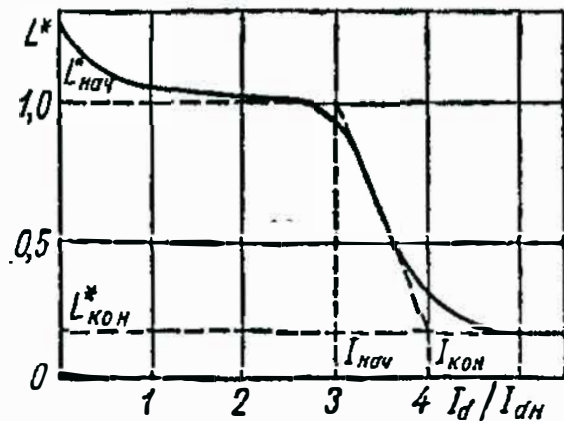


Рис. 37. График индуктивности сглаживающегося реактора типа ФРОС от тока нагрузки.

где  $L_{\text{кон}}$  — индуктивность контура при насыщении реактора;  $I_{\text{нач}}$ ,  $I_{\text{кон}}$  — ток в начале и конце насыщения реактора соответственно.

На третьем участке режим однофазного опрокидывания описывается уравнением (100) при индуктивности контура, равной  $L_{\text{кон}}$ . Уравнение (106) решается методом разделяющихся переменных и решение его имеет вид в относительных единицах

$$B \ln(1 - i)^* - Ai^* = t + C, \quad (107)$$

$$\text{где } A = \frac{T - T_{\text{кон}}}{I_{\text{нач}}^* - I_{\text{кон}}^*}; \quad B = A(1 + I_{\text{нач}}^*) - T;$$

$C = B \ln(1 - I_{\text{нач}}^*) - AI_{\text{нач}}^* - t_{\text{н}}$  — постоянная интегрирования;  $t_{\text{н}}$  — время, при котором  $i^* = I_{\text{нач}}^*$ .

Выражение (107) является трансцендентным относительно тока  $i^*$ , поэтому требуются приближенные методы анализа. Для упрощения расчетов была составлена программа решения дифференциальных уравнений (100) и (106). При составлении использовалась стандартная программа решения дифференциальных уравнений методом Рунге — Кутты. Блок-схема работы программы показана на рис. 38.

По результатам расчетов построены нормированные кривые  $i^* = f(t)$  и  $i^{*2}t = \varphi(t)$  в зависимости от величин  $I_0$ ,  $T$  и  $T_{\text{кон}}$ , которые приведены в приложении (рис. П1 — П2). По изложенной методике можно определить величину тока и его теплового эквивалента до начала токоограничения. После начала токоограничения скорость спадания тока зависит от величины запасенной энергии в аварийном контуре, характера и величины дуги дугогасительной камеры автоматического выключателя. Расчет тока в такой цепи затруднителен.

Для приближенной оценки теплового эквивалента аварийного тока после начала токоограничения пред-

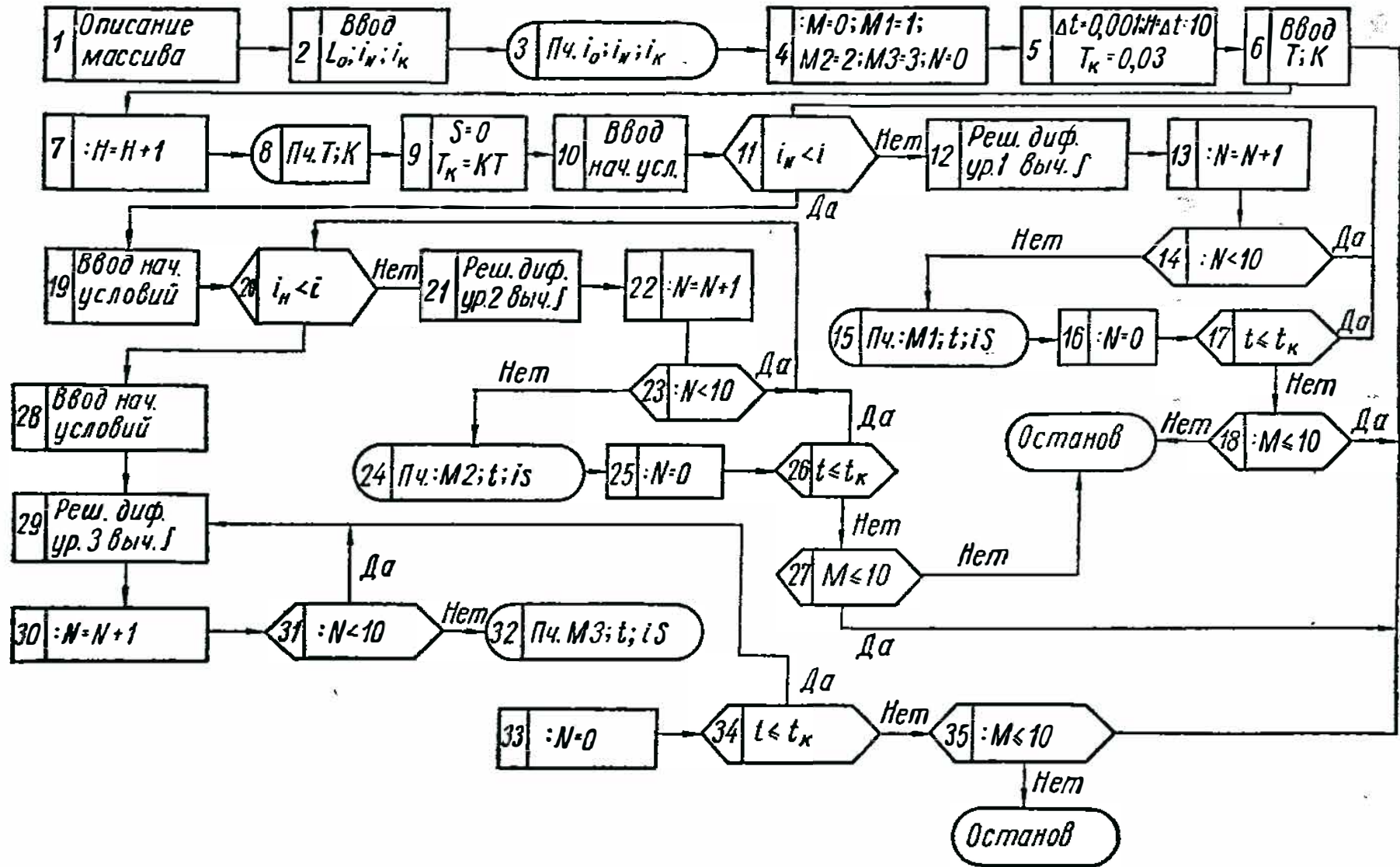


Рис. 38. Блок-схема алгоритма расчета токов при однофазном опрокидывании инвертора с учетом нелинейности сглаживающего реактора.

положим, что напряжение на дуге постоянно и равно  $U_d$ , а величиной активного сопротивления цепи пренебрегаем [22]. Напряжение на дуге учитывается введением добавочной ЭДС, направленной встречно  $E_d$ . При принятых допущениях нарастание и спадание аварийного тока происходит по линейному закону, а ток определяется соответственно при  $0 \leq t \leq t_{\text{огр}}$

$$i = \frac{E_d t}{L} + I_{\text{уст}}; \quad (108)$$

при  $0 \leq t \leq t_{\text{откл}}$

$$i = \frac{(E_d - U_d) t}{L} + I_{\text{мах}}; \quad (109)$$

$$I_{\text{мах}} = \frac{E_d t_{\text{огр}}}{L} + I_{\text{уст}}, \quad (110)$$

где  $t_{\text{огр}}$ ,  $t_{\text{откл}}$  — время начала токоограничения и отключения автоматического выключателя соответственно. Отсчет времени на каждом участке начинается с нуля;  $I_{\text{мах}}$ ,  $I_{\text{уст}}$  — максимальный ток при  $t = t_{\text{огр}}$  и ток уставки защиты соответственно.

Определив по формулам (108) — (110) тепловой эквивалент аварийного тока на каждом участке и взяв их отношение, получим

$$\frac{I^2 t_{\text{нар}}}{I^2 t_{\text{спад}}} = [k_i (1 + k_i) + 1] (1 - k_i) (k_u - 1), \quad (111)$$

где

$$k_i = \frac{I_{\text{уст}}}{I_{\text{мах}}}; \quad k_u = \frac{U_d}{E_d}.$$

Анализ выражения (111) показывает, что при  $k_i = 0,35$  величина отношения тепловых эквивалентов аварийного тока при его нарастании и спадании составляет  $0,96 (k_u - 1)$  и при дальнейшем уменьшении  $k_i$  стремится к величине  $(k_u - 1)$ . Другими словами,

при значениях  $I_{\max} \geq 3I_{\text{уст}}$  величина тока уставки практически не оказывает влияния на отношение тепловых эквивалентов аварийного тока при его нарастании и спадании. Таким образом, величина теплового эквивалента аварийного тока после начала токоограничения может быть определена с достаточной для практики точностью по коэффициенту  $k_u$ .

Для автоматических выключателей, выпускаемых промышленностью и применяемых для защиты тиристорных преобразователей, величина  $k_u = 2 \dots \dots 2,5$ .

Необходимо отметить, что при определении полного теплового эквивалента аварийного тока по изложенной методике результат получается завышенным, так как наличие в цепи активного сопротивления уменьшает аварийный ток, и, следовательно, его тепловой эквивалент при отключении.

#### **4. ЗАЩИТА РЕВЕРСИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ УСТРОЙСТВАМИ С ЕМКОСТНЫМ ПРЕРЫВАНИЕМ АВАРИЙНОГО ТОКА**

Известно, что применение предохранителей и автоматических выключателей не всегда обеспечивает защиту тиристорных преобразователей от перегрузок по току [9]. Для обеспечения надежной защиты полупроводниковых преобразователей ее приходится усложнять, что увеличивает габаритные размеры и стоимость. Стремление улучшить технико-экономические показатели преобразователей привело к созданию устройств с емкостным прерыванием аварийного тока [9; 10; 13]. Применение таких устройств позволяет существенно снизить токовые загрузки тиристорov в аварийных режимах и одновременно увеличить номинальную токовую нагрузку преобразователей.

В устройствах с емкостным прерыванием производится искусственное выключение тиристорных преобразователей конденсатором, который предварительно заряжается от постороннего источника. При этом выбор системы защиты зависит от способа гашения

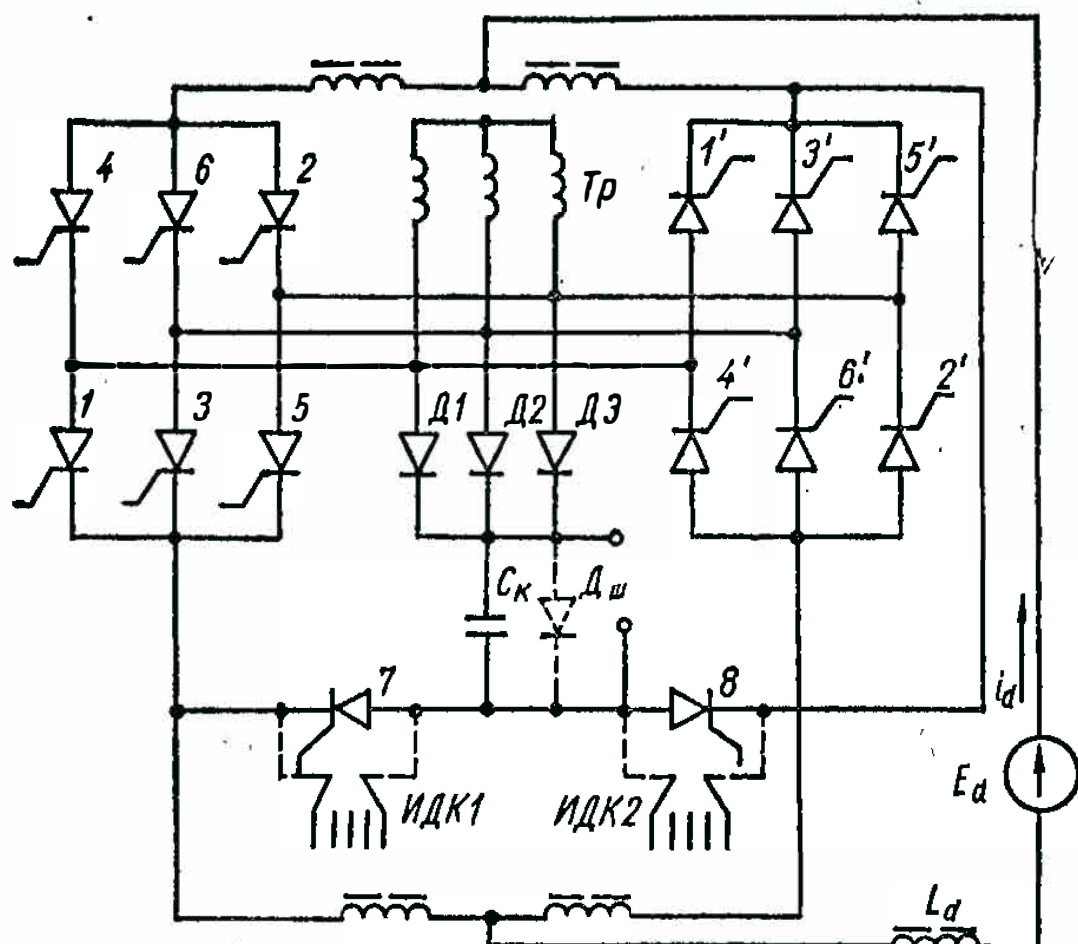


Рис. 39. Принципиальная схема защиты реверсивного тиристорного преобразователя с емкостным прерыванием аварийного тока.

тиристоров, проводящих аварийный ток. Различают две системы гашения тиристоров: с встречным током и встречным напряжением. Схемы реализации обеих систем защиты нереверсивных тиристорных преобразователей приведены в работах [9; 10]. Отметим, что для защиты реверсивных преобразователей наиболее приемлемыми являются схемы с токовым способом гашения тиристоров. Схема защиты реверсивного

тиристорного преобразователя с емкостным прерыванием аварийного тока и коммутирующим вспомогательным тиристором показана на рис. 39. В этой схеме аварийный ток отключается при внешнем коротком замыкании и опрокидывании инвертора.

Принцип работы схемы следующий. В исходном состоянии коммутирующий конденсатор  $C_k$  заряжен от постороннего источника постоянного напряжения. При возникновении внешнего короткого замыкания или опрокидывании инвертора (тиристоры 1—6) на тиристор 7 поступает команда на включение от датчика аварийного тока. Тиристор 7 включается, и конденсатор  $C_k$  разряжается через диод  $D1$  ( $D2$ ,  $D3$ ) и тиристор, проводящий аварийный ток, в данном случае 1 (3, 5), обеспечивая тем самым прерывание аварийного тока.

При опрокидывании инвертора конденсатор  $C_k$  разряжается по цепи: диод  $D1$  ( $D2$ ,  $D3$ ), тиристор 7 и нагрузка либо по цепи, вызывающей внешнее короткое замыкание преобразователя. После спада аварийного тока до нуля в тиристоре 1 (3, 5) и восстановлении его запирающих свойств конденсатор продолжает разряжаться до нуля и перезаряжается в обратном направлении под действием ЭДС самоиндукции цепи аварийного тока. Перезаряд конденсатора продолжается до тех пор, пока запасенная электромагнитная энергия в цепи короткого замыкания не превратится в электрическую, запасаемую конденсатором  $C_k$ . В этом случае ток заряда конденсатора  $C_k$  спадает до нуля и тиристор 7 закрывается. Далее конденсатор  $C_k$  перезаряжается до исходного состояния под действием постороннего источника, и схема готова к повторному действию.

При появлении аварийного тока в инверторе (тиристоры 1—6) конденсатор  $C_k$  разряжается через тиристор 8.

Для исключения повторного аварийного процесса после срабатывания защиты одновременно с включением коммутирующих тиристорov снимаются управляющие импульсы с тиристорov преобразователя.

Величина емкости коммутирующего конденсатора, обеспечивающая запираение основных тиристорov за время  $t_0$ , определяется выражением [13]

$$C = \frac{4I_d^2 L^3}{U_{C0}^2 R^2 t_0^2 e^{-\frac{R}{L} t_0}}, \quad (112)$$

где  $U_{C0}$  — начальное значение напряжения на конденсаторе;  $L$ ,  $R$  — эквивалентные индуктивность и активное сопротивление контура гашения аварийного тока.

Известные схемы защиты с емкостным прерыванием и коммутирующим вспомогательным тиристором обладают существенными недостатками, приводящими к ограничению и в отдельных случаях к невозможности применения их в преобразователях. Рассмотрим наиболее важные недостатки.

1. С увеличением номинального тока преобразователя возрастают величина и скорость нарастания коммутирующего тока, которые ограничены номинальными данными тиристорov. Ликвидировать этот недостаток можно включением дополнительных индуктивностей в коммутирующий контур, а также параллельным соединением коммутирующих тиристорov, что усложняет схему и приводит к увеличению коммутирующей емкости.

2. Коммутирующий конденсатор должен быть рассчитан так, чтобы вся электромагнитная энергия, запасенная в индуктивностях отключаемого контура поглощалась в нем, что существенно увеличивает его габаритные размеры. Необходимо отметить, что конденсатор должен быть рассчитан на работу при перемен-



ном напряжении. Кроме того, величина емкости конденсатора определяется в основном величиной индуктивности нагрузки, которая существенно больше индуктивности коммутирующего контура, что не позволяет создать коммутирующий контур с оптимальными параметрами и при минимальном напряжении источника подзаряда обеспечить максимальный ток коммутации, что увеличивает габаритные размеры схемы защиты.

Поиски решения проблемы защиты привели к созданию импульсно-дугового коммутатора *ИДК*, способного включать и отключать цепи постоянного тока значительной мощности [10]. Принцип действия *ИДК* основан на использовании стабилизирующих свойств короткой электрической дуги, которая искусственно возбуждается в необходимый момент времени и замыкает требуемую цепь. В дальнейшем благодаря специальной конструкции дугогасительной камеры возбужденная дуга гасится без опасных перенапряжений.

Конструктивно *ИДК* представляет собой устройство, состоящее из: поджигающего устройства *ПУ*; сопла, образованного плоскопараллельными дугопроводами *Э1* и *Э2* с выводами *В1* и *В2* для подключения коммутатора к внешней цепи; дугогасительной камеры *К* с деионной решеткой и обмотки магнитного дутья *ОМД* (рис. 40). При подаче команды поджигатель *ПУ* генерирует вспомогательную дугу, с помощью которой в течение времени не более 150 мкс образуется основная короткая электрическая дуга между дугопроводами *Э1* и *Э2*. Короткая дуга под воздействием магнитного поля, создаваемого обмоткой *ОМД*, перемещается в дугогасительную камеру. Время движения короткой дуги по плоскопараллельным тоководам определяет время включенного состояния *ИДК* и составляет 0,5—1,0 мс. Падение напряжения

на короткой дуге составляет 40—50 В и не зависит от величины проходящего тока. Амплитуда тока, пропускаемая ИДК без повреждения, не более 15 кА.

После выхода из сопла дуга движется по расходящимся электродам дугогасительной камеры, напряжение на которой изменяется по линейному закону со

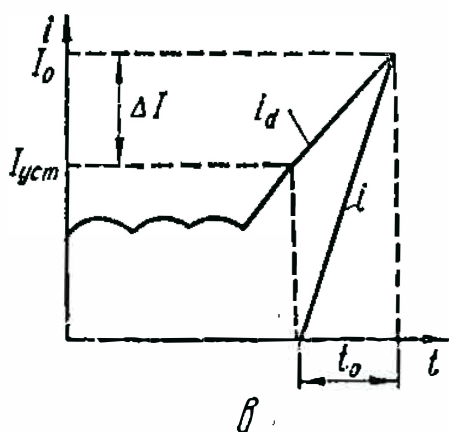
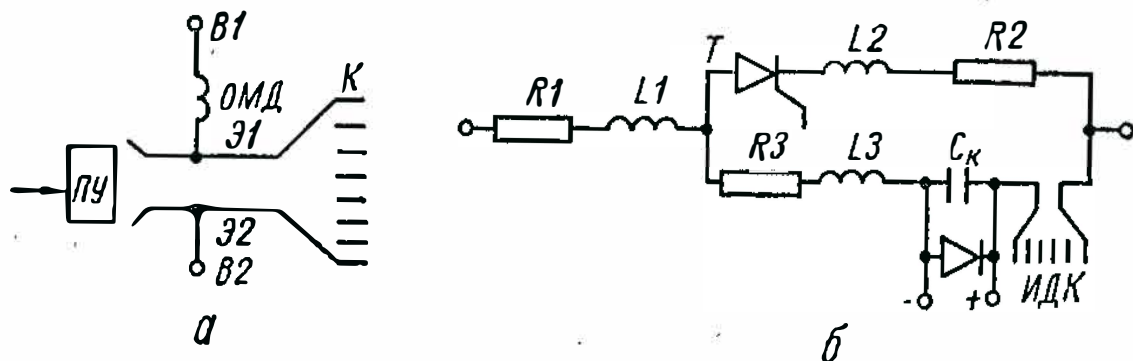


Рис. 40. К пояснению принципа действия и расчета параметров схем защиты с импульсно-дуговым коммутатором:

а — блок-схема ИДК; б — расчетная схема замещения; в — диаграмма процессов при отключении аварийного тока

скоростью 100—160 В/мс, и попадает в деионную решетку, в которой она разбивается на ряд последовательно включенных коротких дуг и гаснет, в результате чего происходит отключение внешней цепи без опасных перенапряжений. Напряжение на ИДК не превышает  $(1,2—1,5) U_{н.}$

Институтом ВНИИЭлектроаппарат разработана серия блоков типа БСТЗ для быстродействующей защиты тиристорных преобразователей на токи 1000, 1600, 2500 А при номинальном напряжении 460 и 825 В.

Применение ИДК для быстродействующей защиты реверсивных тиристорных преобразователей исклю-

чает недостатки, присущие схемам с тиристорным коммутатором. Подключение ИДК для защиты реверсивного тиристорного преобразователя показано на рис. 39 пунктиром. Схема работает следующим образом. При коротком замыкании или опрокидывании инвертора (тиристоры 1—6) одновременно со снятием управляющих импульсов с тиристоров подается команда на поджигающее устройство. В ИДК1 возникает короткая дуга, через которую конденсатор  $C_k$  разряжается по цепи: диод Д1 (Д2, Д3), тиристор 1 (3, 5). При этом часть коммутирующего тока ответвляется по цепи Д1 (Д2, Д3), ИДК, нагрузка, тиристор 2 (6, 4). После уменьшения тока до нуля в тиристоре 1 (3, 5) конденсатор продолжает разряжаться по внешней цепи, вызывая некоторое увеличение аварийного тока.

Обычно гашение тока в тиристоре 1 (3, 5) заканчивается при движении дуги по плоскопараллельным электродам. Диод  $D_{ш}$ , шунтирующий конденсатор  $C_k$ , исключает перезаряд конденсатора током нагрузки. Запасенная электромагнитная энергия в отключаемом контуре рассеивается в дугогасительной камере ИДК1. Возникающее падение напряжения на дуге обеспечивает отключение аварийного тока в тиристорах 1—3. Описанная схема защиты была испытана на серийных образцах реверсивных тиристорных преобразователей, выпускаемых объединением «Преобразователь», и показала удовлетворительные результаты. Наиболее характерные осциллограммы, иллюстрирующие работу ИДК в аварийных режимах, приведены в работе [10].

Поскольку параметры ИДК строго регламентированы конструктивным исполнением, то оптимизация параметров схемы обеспечивается подбором емкости коммутирующего конденсатора. Емкость конденсатора  $C_k$  рассчитывают при следующих допущениях:

ниях (рис. 40, б):

$$1. 10(L_2 + L_3) \leq L_1, \quad (113)$$

где  $L_1$  — суммарная индуктивность нагрузки и фаз силового трансформатора;  $L_2$  — индуктивность делителей и силовых шин преобразователя;  $L_3$  — индуктивность подводящих проводов к ИДК.

Это соотношение выполняется практически для всех схем преобразователей, работающих на двигатель постоянного тока.

2. При движении дуги по плоскопараллельным токопроводам ИДК напряжение короткой дуги постоянно и равно  $U_{д0} = 50$  В.

3. При движении дуги по расходящимся электродам напряжение ИДК изменяется по закону  $U_d = U_{д0} + kt$ , где  $k = 100 \dots 600$  В/мс, определяется опытным путем.

При включении ИДК конденсатор разряжается на внутренний контур, образованный  $L_3$ ,  $R_3$ , открытый тиристор  $T$ ,  $L_2$ ,  $R_2$  и ИДК.

Ток разряда описывается уравнением

$$i(t) = \frac{U_{C0} - U_{д0}}{L\beta} \exp(-\alpha t) \sin \beta t, \quad (114)$$

где  $\beta = \sqrt{\frac{1}{LC} - \alpha^2}$ ;  $\alpha = \frac{R}{2L}$ ;  $L = L_2 + L_3$ ,  $R = R_2 + R_3$ ;  $U_{C0} = 400$  В — напряжение на конденсаторе в исходном состоянии.

Предположим, что произошла авария, ток  $i_d$  (рис. 40, в) начинает резко возрастать. При достижении током значения  $I_{уст}$  срабатывает защита и подается команда на поджигающее устройство ИДК. Конденсатор  $C_k$  начинает разряжаться. В момент времени  $t_0$  тиристоры обесточиваются и аварийный процесс прекращается.

Таким образом, за время  $t_0$  ток разряда емкости достигает величины аварийного тока. Приращение тока за время  $t_0$  равно  $\Delta I$ . Величина  $\Delta I$  зависит от параметров схемы, вида аварии и величины  $t_0$ . В большинстве случаев величиной  $\Delta I$  можно пренебречь, так как скорость нарастания тока разряда конденсатора  $C_k$  значительно больше скорости нарастания аварийного тока.

Из выражения (114) можно определить величину емкости конденсатора  $C_k$  по заданному току  $I_0$ , параметрам схемы и времени  $t_0$ . Величиной  $t_0$  задаются с учетом ограничения временем срабатывания схемы защиты и ИДК. При заданном  $t = t_0$  определяем величины  $\beta$  и емкости конденсатора

$$C = \frac{I}{L(\beta^2 + \alpha^2)}. \quad (115)$$

Анализ показывает, что имеется оптимальная величина  $t_0$  при заданных  $\alpha$  и  $\beta$ , при которой  $i(t)$   $I(t_0)$  максимально:

$$I(t_0)_{\max} = \frac{U_{C0} - U_{до}}{L\beta} \exp\left[-\frac{\alpha}{\beta} \operatorname{arctg}\left(\frac{\beta}{\alpha}\right)\right] \times \\ \times \operatorname{sinarctg}\left(\frac{\beta}{\alpha}\right), \quad t_0 = \frac{\operatorname{arctg}\frac{\beta}{\alpha}}{\beta}. \quad (116)$$

Для определения необходимой величины емкости конденсатора воспользуемся графиками (рис. 41).

График  $I_0 L = f(t_0)$  строится с учетом зависимости  $t_0 = f(\beta)$ .

Порядок расчета величины  $C_k$  следующий:

1. Определим величину  $\alpha = R/2L$ . Величины  $R$  и  $L$  рассчитываем или находим экспериментально. При определении  $R$  необходимо учитывать явление «вытеснения тока» за счет поверхностного эффекта в проводах схемы.

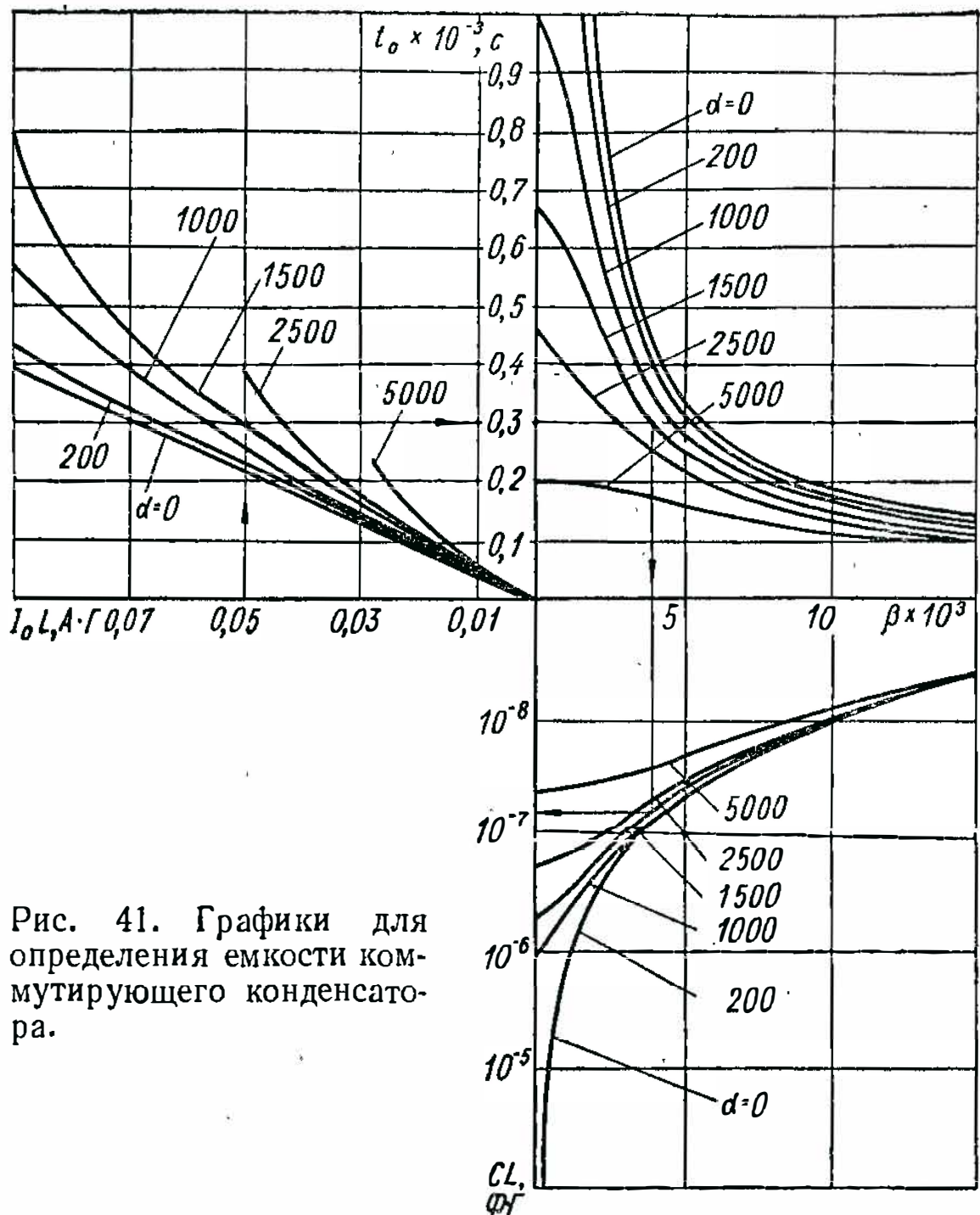


Рис. 41. Графики для определения емкости коммутирующего конденсатора.

2. Определяем величину  $I_0 = I_{уст} + \Delta I$ . Величина  $\Delta I$  задается как некоторое допустимое превышение аварийного тока над током уставки.

3. Вычисляем параметр  $I_0 L$ .

4. При заданном  $\alpha$  по рис. 41 определяем величину  $CL$ . Направление обхода графических зависимостей показано стрелками.

5. По известным параметрам  $CL$  и  $L$  определяем требуемую величину емкости.

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ГЛАВНЫХ ЦЕПЕЙ РЕВЕРСИВНЫХ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

### 1. ТРЕБОВАНИЯ К ЗАЩИТНЫМ УСТРОЙСТВАМ

Выбор средств защиты, эффективность и координация действия отдельных элементов определяются полупроводниковой структурой тиристоров и режимом работы преобразователя (см. гл. II). Как известно, при воздействии тока перегрузки возрастают потери мощности в  $p-n$ -переходе тиристора, и его температура, вследствие малой теплоемкости, быстро увеличивается. В случае превышения некоторого критического значения температуры  $p-n$ -перехода тиристор выходит из строя. Поэтому критическая температура  $p-n$ -перехода является основным параметром, характеризующим перегрузочную способность тиристоров по току. Величины рекомендуемых допустимых температур полупроводниковой структуры тиристоров зависят от срока службы и режима работы. Они непрерывно уточняются на основе опыта эксплуатации, в результате усовершенствования конструкции и технологии производства тиристоров.

Определение температуры полупроводниковой структуры тиристоров экспериментально затруднительно, поэтому ее рассчитывают по известным параметрам тиристоров и форме воздействующего тока. Выбирать параметры преобразователей, исключающих превышение предельных температур, весьма трудно. Более удобно при проектировании пользоваться параметрами: тепловым эквивалентом  $\int i^2 dt$  и амплитудой аварийного тока в течение полупериода или периода питающего напряжения, которые указываются

в информационных материалах завода-изготовителя. Пользуясь этими параметрами, можно достаточно просто выбрать системы защиты, параметры реакторного оборудования, количество параллельно включенных тиристоров.

Температуру полупроводниковой структуры рассчитывают после окончательно выбранных параметров преобразователя с учетом технико-экономических показателей. Работоспособность тиристоров после аварийного режима обеспечивается защитными устройствами, которые должны удовлетворять следующим требованиям.

1. Обладать максимальным быстродействием для ограничения амплитуды и времени протекания аварийного тока.

2. Высокой надежностью.

3. Селективностью, т. е. обеспечивать отключение только поврежденных элементов. Иногда целесообразно применять неселективную защиту в сочетании с устройством автоматического повторного включения (см. гл. II).

4. Простотой в настройке и обслуживании и иметь невысокую стоимость.

В зависимости от назначения условий и места установки к преобразователям предъявляются и другие специальные требования. В общем случае защита реверсивного тиристорного преобразователя осуществляется при помощи предохранителей, автоматических выключателей и других устройств.

Наиболее рациональное расположение защитных аппаратов для реверсивных преобразователей с совместным и отдельным управлением показано на рис. 42. Принцип работы схемы заключается в следующем.

1. Автоматический выключатель *A1* отключает тиристорный преобразователь от сети переменного тока в случае короткого замыкания на участке между



предохранителями и автоматическим выключателем  $A1$ , а также при отказе защиты на предохранителях.

2. Быстродействующие предохранители должны отключать ток короткого замыкания при пробое или ложном отпирании тиристоров, а также в случае отказа защиты на стороне постоянного тока.

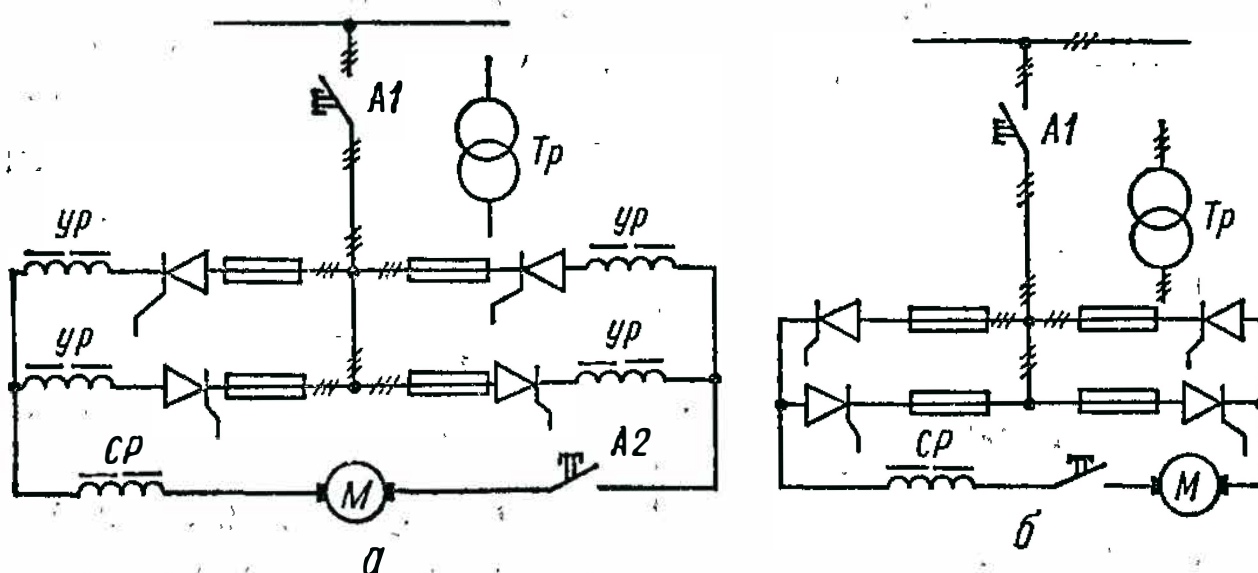


Рис. 42. Однолинейные схемы реверсивных агрегатов:  
 а — с совместным; б — с отдельным управлением.

3. Автоматический выключатель  $A2$  должен отключать преобразователь в аварийном режиме от внешней схемы.

Наиболее просто обеспечивается защита преобразователя от коротких замыканий на стороне переменного тока выше цепей, защищенных предохранителями. В связи с тем, что в контур короткого замыкания в этом случае полупроводниковые приборы не входят, то требования к быстродействию снижаются. Для защиты применяются селективные воздушные автоматические выключатели типа А3700 на токи до 800 А и автоматические выключатели типа АВ410СВ или АВ415СВ на токи свыше 630 А. Автоматические выключатели имеют привод для дистанционного включения, минимальный и независимый расцепители [14].

Несколько сложнее осуществить защиту при помощи предохранителей. Дело в том, что при пробое тиристора аварийный ток протекает через поврежденную и неповрежденные ветви. Отключение поврежденной ветви должно произойти раньше, чем успеют расплавиться плавкие вставки предохранителей, защищающих неповрежденные ветви. Условие селективности можно записать следующим неравенством [19]:

Отключение поврежденной ветви должно произойти раньше, чем успеют расплавиться плавкие вставки предохранителей, защищающих неповрежденные ветви. Условие селективности можно записать следующим неравенством [19]:

$$I^2 t_{\text{откл}} \leq [n(1-s) + s]^2 I^2 t_{\text{пл}}, \quad (117)$$

где  $I^2 t_{\text{откл}}$  — тепловой эквивалент отключения предохранителей;  $I^2 t_{\text{пл}}$  — тепловой эквивалент плавления плавкой вставки предохранителя.

График зависимости отношения допустимой кратности теплового эквивалента отключения к теплового эквиваленту плавления предохранителей от числа параллельно включенных тиристоров при заданном коэффициенте неравномерности распределения тока показан на рис. 43.

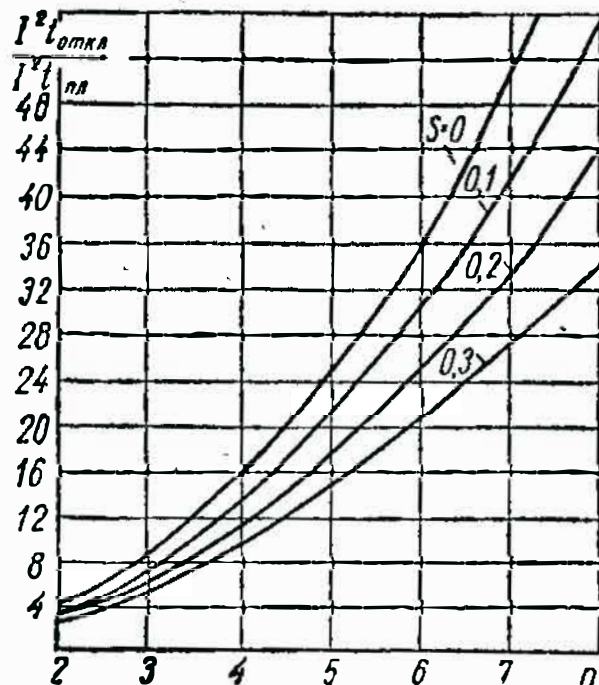


Рис. 43. График зависимости отношения допустимой кратности теплового эквивалента отключения к теплового эквиваленту плавления предохранителей от числа параллельно включенных тиристоров при заданном коэффициенте неравномерности распределения тока.

при заданном коэффициенте неравномерности распределения тока показан на рис. 43. При  $n = 2$  и коэффициенте неравномерности распределения тока  $s = 0,1 \dots 0,3$  допустимая кратность

$$k = \frac{I^2 t_{\text{откл}}}{I^2 t_{\text{пл}}} = 3,6 \dots 2,9.$$

Таким образом, в правильно сконструированном предохранителе величина  $k$  должна быть не более 2,5—3.

Промышленностью выпускаются специальные быстродействующие предохранители типа ПНБ-5 и

Таблица 6

Тип предохранителя	Номинальный ток плавкой вставки, А	Тепловой эквивалент $I^2t \times 10^3$ , А <sup>2</sup> ·с			$\frac{I^2t_{откл}}{I^2t_{пл}}$
		плавле- ния	отключения при ударном значении тока контура, кА		
			5	150	
ПНБ-5-380/250	160	6—60	15—150	35—350	2,5—25
	250	20—200	30—300	65—650	1,5—15
ПНБ-5-380/400	315	30—300	60—600	140—1400	2—20
	400	50—500	80—800	180—1800	1,6—16
ПНБ-5М-380/400	160	1,1—3,6	20—40	60—70	5,6—36
	250	8—18	70—80	150—200	3,9—10
	315	16—46	110—160	200—300	4,2—10
	400	35—68	200—250*	500—600	3,0—7,1

\* При токе контура 7 кА.

ПНБ-5М. Параметры предохранителей приведены в табл. 6. Предохранители типа ПНБ-5М имеют значительно меньший разброс по отдельным параметрам, однако отношение  $\frac{I^2t_{откл}}{I^2t_{пл}}$  остается примерно таким же, как и для ПНБ-5. Сравнение результатов табл. 6 и рис. 43 показывает, что селективную защиту быстродействующими предохранителями в тиристорных преобразователях при внутреннем коротком замыкании можно получить при числе параллельно включенных тиристоров  $n \geq 3$ .

Согласование характеристик предохранителя и тиристорov достигается при условии

$$I^2 t_{\text{откл}} \leq [n(1-s) + s]^2 I^2 t_{\text{тир}}, \quad (118)$$

где  $I^2 t_{\text{тир}}$  — тепловой эквивалент тиристора.

С другой стороны, при внутреннем коротком замыкании уравнительный ток не должен достигать аварийных значений (см. гл. II). Для обеспечения устойчивости реверсивного преобразователя должна быть применена защита от внутренних коротких замыканий, основанная на переводе выпрямителя в инверторный режим. Применение такой защиты снимает указанные ранее ограничения на время плавления плавкой вставки предохранителя.

Весьма серьезным ограничением по тепловому эквиваленту для предохранителей является требование обеспечения защиты тиристорov при отказе автоматического выключателя А2. Рассмотрим это на конкретном примере. Преобразователи типа АТР с тиристорами Т-160 имеют токовую загрузку  $I_{\text{тир}} = 107$  А (среднее значение) при следующих условиях: а) отключена одна параллельная ветвь; б) коэффициент неравномерности распределения тока  $s = 0,1$ ; в) тиристоры загружены уравнительным током, равным  $0,1I_{\text{н}}$ ; г) число параллельных ветвей неповрежденного преобразователя  $n = 3$ . Действующее значение тока в плече  $I_{\text{мах}} = 185$  А.

Для защиты необходимо применять предохранитель с плавкой вставкой на ток не менее 150 А. Так как у тиристора Т-160 тепловой эквивалент  $I^2 t_{\text{тир}} = 45\,000$  А<sup>2</sup>·с, то ни один из типов предохранителей, указанных в табл. 6, не обеспечивает селективную защиту тиристорov. В этом случае для селективной защиты необходимо уменьшить ток тиристорov.

Таким образом, условия селективной защиты тиристорных преобразователей с различным числом

параллельных ветвей приводят к противоречивым требованиям на предохранители. С одной стороны, предохранители для преобразователей с числом параллельных ветвей  $n < 3$  должны обеспечивать защиту тиристорov, т. е. должны иметь достаточно малый интеграл отключения, с другой стороны, например, при пробое тиристора, должно быть обеспечено селективное отключение поврежденной ветви, что, как показывают расчеты, может быть достигнуто для  $n \geq 3$  при  $\frac{I^2 t_{\text{откл}}}{I^2 t_{\text{пл}}} = 2,5 \dots 3$ .

Необходимо отметить, что предохранители следует устанавливать в плечи мостов, что позволяет при одинаковом выпрямленном токе уменьшить номинальный ток плавкой вставки и улучшить условия селективной защиты. Наиболее жесткие условия селективности накладываются на автоматические выключатели А2, которые должны отключать аварийный ток и исключать повреждение предохранителей и тиристорov.

В этом случае условие селективности определяется выражением (117). Из него следует, что защитные характеристики автоматического выключателя определяются защитными характеристиками предохранителей. Уменьшение теплового эквивалента плавления предохранителей требует уменьшения теплового эквивалента отключения автоматических выключателей. В свою очередь, отключающая способность автоматических выключателей характеризуется временем начала токоограничения при расхождении контактов. В настоящее время начало токоограничения разработчиками автоматических выключателей не указывается, фиксируется лишь собственное время, т. е. начало расхождения от момента подачи команды выключателей. В ГОСТ 2585—69 на быстродействующие выключатели постоянного тока указывается, что

собственное время выключателя должно быть не более 5 мс. Отечественная промышленность освоила выпуск таких выключателей (тип ВАБ-42) на токи 2000 А и выше. Для преобразователей на меньшие токи применяются автоматические выключатели типа АЗ700 с номинальным током до 630 А. Для увеличения номинального тока до 800 и 1000 А применяют параллельное включение автоматических выключателей. Опыт, накопленный в НИИ завода «Преобразователь», показал, что использование быстродействующих выключателей типа ВАБ-42 на токи 800 и 1000 А нецелесообразно, так как они значительно увеличивают габаритные размеры, массу и стоимость. Проведенные исследования показали, что собственное время автоматического выключателя АЗ700 составляет 10—12 мс, а начало токоограничения наступает через 2—4 мс после расхождения контактов.

Защитные характеристики предохранителей и автоматических выключателей можно согласовать включением дополнительных сглаживающих реакторов, ограничивающих скорость нарастания аварийного тока. Сглаживающий реактор СР уменьшает пульсации выпрямленного тока и скорость нарастания аварийного тока, а при раздельном управлении уменьшает зону прерывистого тока. Отечественной промышленностью выпускаются сглаживающие реакторы типа ФРОС.

Таким образом, для обеспечения надежной защиты преобразователя необходимо выбрать параметры реакторов и защитных аппаратов в соответствии с перечисленными выше требованиями.

## 2. МЕТОДИКА ВЫБОРА ПАРАМЕТРОВ ГЛАВНЫХ ЦЕПЕЙ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При выборе параметров тиристорных преобразователей необходимо учитывать ряд технических и экономических факторов, специфику работы и эксплуатации. В любом случае необходимо прежде всего обеспечить заданные технические параметры, а затем произвести технико-экономический анализ для определения наиболее экономически выгодного варианта.

Обычно задаются следующие параметры тиристорных преобразователей: номинальное выпрямленное напряжение, номинальный и максимальный выпрямленный ток. Остальные показатели — КПД, коэффициент мощности, коэффициент использования тиристоров по току, габаритные размеры и масса преобразователя определяют технический уровень разработки.

КПД и коэффициент мощности преобразователя зависят от величины потерь в стали и меди реакторов и трансформаторов, в ошиновке, от угла регулирования преобразователя. Габаритные размеры, масса и коэффициент использования тиристоров по току определяются их токовой загрузкой и типом применяемых защит в преобразователях. Использование тиристоров по граничным параметрам позволит повысить технические показатели разрабатываемого устройства.

Определим длительно допустимый ток через тиристор с учетом особенностей схемы и условий окружающей среды:

$$I_{\text{тир.доп}} = k_1 k_2 k_3 k_4 (1 - s) I_{\text{тир.н}}, \quad (119)$$

где  $I_{\text{тир.н}}$  — номинальный ток тиристора (указывается в паспорте);  $k_1$  — коэффициент, учитывающий

температуру окружающей среды (определяется по паспортным данным; при температуре окружающего воздуха до 45° С равен 0,95);  $k_2$  — коэффициент, учитывающий скорость охлаждающего воздуха (определяется по информационным данным завода-изготовителя);  $k_3$  — коэффициент, учитывающий угол проводимости тиристора (при угле проводимости  $\frac{2\pi}{3}$  равен 0,9);  $k_4$  — коэффициент, учитывающий асимметрию управляющих импульсов.

Определим число параллельно включенных тиристоров в плече выпрямителя (инвертора)

$$n \geq \frac{I_{дн} k_T k_{сх}}{I_{тир.доп}}, \quad (120)$$

где  $k_T$  — коэффициент перегрузки по току (для тиристорных преобразователей обычно равен 2—2,5);  $k_{сх}$  — коэффициент схемы выпрямления (для трехфазной мостовой равен 0,333).

При работе преобразователя в циклическом режиме, когда температура  $p$ - $n$ -перехода тиристора не успевает достичь установившегося значения, число параллельно включенных тиристоров необходимо рассчитывать с учетом переходного теплового сопротивления системы тиристор — охладитель. Если тиристорные преобразователи должны обеспечивать нормальную работу при выходе из строя одного и более тиристоров, то число параллельных ветвей должно быть соответственно увеличено.

На следующем этапе рассчитывают максимально допустимый аварийный ток и величину теплового эквивалента аварийного тока, воздействующего на тиристор, для режима однофазного опрокидывания инвертора, который является наиболее тяжелым режимом. Максимально допустимый аварийный ток определяется с учетом того, что к тиристорам может быть



приложено прямое или обратное напряжение. Если максимально допустимый ток рассчитан правильно, то температура  $p$ - $n$ -перехода не должна превышать критической.

Максимально допустимый аварийный ток

$$I_{\max} = [(1 - s)n + s] I_{T \max}, \quad (121)$$

где  $I_{T \max}$  — максимально допустимый ток тиристора (определяется по паспорту).

Для определения относительной величины аварийного тока при максимальной ЭДС  $E_d$  необходимо знать величину активного сопротивления контура, которая равна сумме активного сопротивления сглаживающего реактора, якорной цепи двигателя и соединительных кабелей. Предварительно определить величину активного сопротивления трудно, однако для практических расчетов, в зависимости от мощности преобразователя, можно с достаточной степенью точности принять  $(0,05—0,1) R_H$ , где

$$R_H = E_{dH} / I_{dH}. \quad (122)$$

Тогда величина базового тока равна для однофазного опрокидывания инвертора

$$I_b = \frac{I_{dH}}{0,05 \dots 0,1} = (20 \dots 10) I_{dH}. \quad (123)$$

Относительное значение допустимого аварийного тока с учетом формулы (122)

$$I_{\max}^* = \frac{I_{\max}}{(20 \dots 10) I_{dH}}. \quad (124)$$

Для селективной защиты тепловой эквивалент отключения автоматического выключателя рассчитывают по формуле (117) или в относительных единицах

$$I^{*2} t_{\text{откл}} = \frac{I_{\text{пл}}^2 [n(1-s) + s]^2}{(400 \dots 100) I_{dH}^2}. \quad (125)$$

Используя выражение (111), по кривым  $i^{*2}t = f(t, T)$ , приведенным в приложении П2, можно определить параметры контура опрокидывания. Сначала находят время  $t_c$ , за которое ток достигнет тока срабатывания защиты  $i_z^*$ , затем к нему прибавляют собственное время срабатывания автоматического выключателя и время до начала токоограничения. Для автоматического выключателя типа АЗ700 время до начала токоограничения составляет

$$t_{огр} = t_c + (12 \dots 14),$$

где  $t_{огр}$  измеряется в миллисекундах.

Далее по кривым  $i^{*2}t = \varphi(t, T)$  (см. рис. П2), задаваясь величиной  $T_{кон}$  в соответствии с (107), находят значение  $T$ , соответствующее времени  $t_{огр}$ , при котором удовлетворяется неравенство

$$i^{*2}t \leq \frac{I_{пл}^2 t_{пл} [(1-s)n + s]^2}{(400 \dots 200) I_{дн}^2 k_U} \cdot \quad (126)$$

По предварительно найденной величине  $T$  определяют индуктивность в контуре опрокидывания

$$L = TR. \quad (127)$$

Найденная величина индуктивности равна сумме индуктивностей сглаживающего реактора, якорной цепи двигателя, а при совместном управлении и уравнительного реактора. Величина индуктивности уравнительного реактора известна, а индуктивность якорной цепи электродвигателя

$$L_{я} = k \frac{U_H}{2p I_H n_H}, \quad (128)$$

где  $k$  — коэффициент, зависящий от конструктивного исполнения двигателя ( $k = 5 \dots 12$ );  $2p$  — число пар полюсов;  $n_H$  — номинальная скорость вращения якоря двигателя, об/мин.

Полагая, что индуктивность якорной цепи двигателя не меняется за время срабатывания защиты, и учитывая, что остаточная индуктивность сглаживающего реактора типа ФРОС равна примерно 15% от паспортного значения, уточним величины  $T_{\text{кон}}$  и  $T$ .

Следует отметить, что выбор индуктивности по предварительному расчету соответствует наиболее жесткому режиму, когда  $L_{\text{я}} \ll L$ . После окончательно выбранной величины индуктивности в случае необходимости проводят поверочный расчет температуры полупроводниковой структуры тиристора известными методами.

### **3. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ *RC*-ЦЕПОЧЕК В ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ**

Известно, что для защиты от коммутационных перепадов напряжений и ограничения скорости нарастания прямого напряжения тиристоры шунтируются *RC*-цепочками [7; 9; 12; 19]. Однако применительно к реверсивным преобразователям с отдельным управлением и противоположным включением мостов индивидуальное шунтирование тиристоров имеет существенные недостатки. Обратные напряжения на тиристорах, проводящих ток, являются прямыми напряжениями тиристоров неработающего (запертого) моста, поэтому для избежания ложного включения запертых тиристоров особенно важно ограничить скорость нарастания прямого напряжения до допустимых значений.

По указанной причине параметры индивидуальных *RC*-цепочек строго согласовывают с параметрами питающего трансформатора. В преобразователях с различными выходными параметрами и построенных на однотипных силовых модулях, содержащих тиристоры

и  $RC$ -цепочки, строго согласовать параметры затруднительно. К тому же  $RC$ -цепочки загромождают силовой модуль, усложняют конструкцию и увеличивают тепловыделение в нем. Индивидуальное шунтирование тиристорov снижает эффективность использования  $RC$ -цепочек. При запираии тиристорov, участвующих в коммутации тока нагрузки, для сглаживания скачков напряжений используются только те  $RC$ -цепочки, на которых происходит изменение приложенных напряжений. Остальные  $RC$ -цепочки, которые шунтируют открытые тиристоры, не оказывают влияния на скорость изменения напряжения на запертых тиристорах. Поэтому за каждый интервал коммутаций третья часть всего количества  $RC$ -цепочек не используется.

В реверсивных преобразователях с совместным управлением и общим питанием мостов, помимо перечисленных недостатков, индивидуальные  $RC$ -цепочки могут явиться причиной перенапряжений на тиристорах. Например, если один из мостов такого преобразователя работает в выпрямительном режиме, то коммутационные изменения напряжения, питающего мосты, непосредственно передаются на второй мост, работающий в инверторном режиме с уравнительным током. По окончании коммутации восстанавливающееся напряжение на запертых тиристорах второго моста вызывает заряд конденсаторов  $RC$ -цепочек через токопроводящие плечи первого моста и уравнительные реакторы. Так как индуктивность уравнительных реакторов примерно на два порядка выше, чем индуктивность рассеяния обмоток трансформатора, то процесс перезаряда имеет явно выраженный колебательный характер, что сопровождается значительными перенапряжениями на  $RC$ -цепочках и соответственно тиристорах и приводит либо к их ложному включению, либо к пробоев в обратном направлении, что недопустимо.

Кроме того, если постоянная времени в цепи нагрузки имеет большую величину, то при управлении тиристорами узкими сдвоенными импульсами  $RC$ -цепочки способствуют появлению релейности регулировочной характеристики [7].

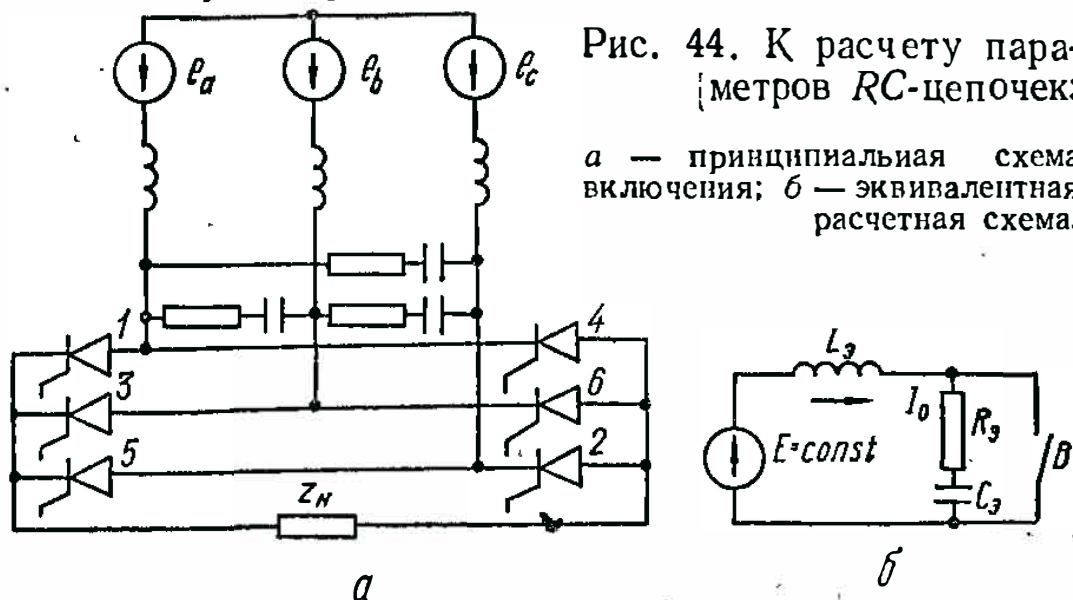


Рис. 44. К расчету параметров  $RC$ -цепочек:

а — принципиальная схема включения; б — эквивалентная расчетная схема.

Указанные недостатки индивидуального шунтирования легко устраняют включением  $RC$ -цепочек на стороне переменного тока (рис. 44). Для определения оптимальных параметров  $RC$ -цепочек, согласованных с индуктивностью трансформатора, можно воспользоваться нереверсивной мостовой схемой, так как условия сглаживания скачков обратного напряжения в этой схеме полностью распространяются на реверсивные схемы с отдельным и совместным управлением, в которых эти напряжения являются прямыми.

В момент окончания коммутации тока нагрузки схема рис. 44, а приводится к эквивалентной расчетной (рис. 44, б) при следующих допущениях:

прямое падение напряжения на открытых тиристорах равно нулю, а сопротивление запертых тиристоров бесконечно велико;

активные сопротивления фаз трансформатора и плеч моста бесконечно малы;

сопротивления  $RC$ -цепочек не содержат собственной индуктивности;

процесс разряда конденсаторов  $RC$ -цепочек заканчивается к моменту окончания коммутации:

в момент окончания коммутации тока нагрузки обратный ток  $I_0$  через тиристоры достигает максимума и в этот момент времени сопротивление тиристоров этого плеча изменяется от нуля до бесконечности, т. е. тиристоры мгновенно запираются;

время затухания переходного процесса на  $RC$ -цепочках невелико, поэтому в течение этого времени фазные напряжения трансформатора принимаются неизменными и равными мгновенным значениям в момент окончания коммутации тока нагрузки;

угол регулирования  $\alpha$  равен  $\alpha + \gamma = \frac{\pi}{2}$ , т. е. скачок обратного напряжения максимален и равен амплитуде линейного напряжения, питающего мост; нагрузка содержит индуктивность, ток через которую можно принять идеально сглаженным.

В эквивалентной схеме (рис. 44, б) размыкание ключа  $B$  в момент времени  $t = 0$  имитирует запирающее действие тиристора. Параметры эквивалентной схемы определяются следующими соотношениями:

$$L_3 = 2L_s; \quad R_3 = \frac{2}{3} R; \quad C_3 = \frac{3}{2} C,$$

где  $L_s$  — индуктивность рассеяния фазы трансформатора и питающей сети, приведенная ко вторичной обмотке.

Переходный процесс перезаряда  $RC$ -цепочек описывается дифференциальным уравнением

$$L_3 \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_3} \int i dt + iR_3 = \sqrt{3} U_{\max}. \quad (129)$$

Соответствующее ему характеристическое уравнение

$$L_3 p^2 + R_3 p + \frac{1}{C_3} = 0$$

имеет корни

$$p_{1,2} = -b \pm \sqrt{b^2 + \omega_0^2},$$

где

$$b = \frac{R_3}{2L_3}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}}.$$

Известно, что характер переходного процесса при включении  $L, R, C$ -цепочки зависит от корней характеристического уравнения.

Восстанавливающееся напряжение на тиристоре равно падению напряжения на  $RC$ -цепочке

$$u_{RC} = \sqrt{3} U_{\max} - L_3 \frac{di}{dt}. \quad (130)$$

В дальнейшем будем пользоваться величиной пере-регулирования напряжения

$$\delta = \frac{u_{RC} - \sqrt{3} U_{\max}}{\sqrt{3} U_{\max}}. \quad (131)$$

Скорость нарастания напряжения на тиристоре

$$\frac{du_{RC}}{dt} = -L_3 \frac{d^2i}{dt^2}. \quad (132)$$

Для определения максимальных величин  $\delta$  и  $\frac{du_{RC}}{dt}$  выражения (131) и (132) исследуют на экстремум:

$$\frac{d\delta}{dt} = 0; \quad (133)$$

$$\frac{d^2u_{RC}}{dt^2} = 0. \quad (134)$$

Из выражений (129), (132) — (134) после некоторых преобразований определяются моменты времени  $t_1$  и  $t_2$ , соответствующие максимальным значениям  $\delta$  и  $\frac{du_{RC}}{dt}$ . Анализ выражения (134) показывает, что максимальная скорость нарастания будет при  $t_2 = 0$ . При этом следует отметить, что при мгновенном

размыкании ключа  $B$  на тиристоре в момент времени  $t = 0$  возникает скачок прямого напряжения, численно равный  $I_0 R_3$ . По данным работы [7] тиристоры способны выдерживать скачки прямого напряжения примерно 0,2—0,3 от напряжения переключения тиристора без ограничения скорости нарастания прямого напряжения. Опыт эксплуатации реверсивных тиристорных преобразователей серии АТР показал, что тиристоры типа Т-160 с параметрами  $\frac{du}{dt} = 20$  В/мкс восьмого класса способны выдерживать скачки прямого напряжения до 300—350 В с длительностью фронта 1 мкс, сохраняя при этом нормальную работоспособность. Для каждой конкретной схемы заданы  $I_0$ ,  $L_3$ , а  $R_3$  и  $C_3$  — искомые.

С учетом изложенного выше выражение для скорости нарастания восстанавливающегося напряжения на тиристоре для всех решений уравнения (129) имеет вид

$$\frac{du_{RC}}{dt} \Big|_{t=0} = \frac{I_0}{C_3} \left[ \frac{z^2 (1-k)}{k} + 1 \right], \quad (135)$$

где

$$z = \frac{R_3}{2 \sqrt{\frac{L_3}{C_3}}}; \quad (136)$$

$$k = \frac{I_0 R_3}{\sqrt{3} U_{\max}}. \quad (137)$$

В дальнейшем будем пользоваться величиной

$$\lambda = \frac{\frac{du_{RC}}{dt} \Big|_{t=0}}{\frac{I_0}{C}} = 1 + \frac{z^2 (1-k)}{k}. \quad (138)$$

Максимальная величина перерегулирования напряжения для различных процессов определяется следующими выражениями:



для колебательного процесса

$$\delta_{\max} = \frac{1}{2} \sqrt{(4 - z^2) [A^2(z, k) + (1 - k)^2]} \exp \times \\ \times \left[ -\frac{z \operatorname{arctg} B(z, k)}{\sqrt{4 - z^2}} \right], \quad (139)$$

где

$$A(z, k) = \frac{2k + z^2(1 - k)}{z - \sqrt{4 - z^2}}; \quad B(z, k) = \\ = \frac{\sqrt{4 - z^2} [k + z^2(1 - k)]}{z [k + (1 - k)(z^2 - 2)]}.$$

В случае  $B(z, k) < 0$

$$\delta_{\max} = \frac{1}{2} \sqrt{(4 - z^2) [A^2(z, k) + (1 - k)^2]} \exp \times \\ \times \left\{ -\frac{z [\pi - \operatorname{arctg} B(z, k)]}{\sqrt{4 - z^2}} \right\}; \quad (140)$$

для аperiodического процесса

$$\delta_{\max} = \frac{2k - z(\sqrt{z^2 - 4} - z)(1 - k)}{2z\sqrt{z^2 - 4}} \exp \left\{ \frac{z - \sqrt{z^2 - 4}}{2\sqrt{z^2 - 4}} \times \right. \\ \times \ln [D(z, k)] \left. \right\} - \frac{2k + z(\sqrt{z^2 - 4} + z)(1 - k)}{2z\sqrt{z^2 - 4}} \exp \times \\ \times \left\{ \frac{z - \sqrt{z^2 - 4}}{2\sqrt{z^2 - 4}} \ln [D(z, k)] \right\}, \quad (141)$$

$$\text{где } D(z, k) = \frac{(z - \sqrt{z^2 - 4}) [2k - z(\sqrt{z^2 - 4} - z)(1 - k)]}{(z + \sqrt{z^2 - 4}) [2k + z(\sqrt{z^2 - 4} + z)(1 - k)]};$$

для критического процесса

$$\delta_{\max} = \left[ \frac{8(1 - k^2) + k(5 - 4k)}{4(1 - k) + 2k} - k + 1 \right] \exp \times \\ \times \left[ -\frac{4(1 - k) + k}{2(1 - k) + k} \right]. \quad (142)$$

По выражениям (138) — (142) были рассчитаны кривые, которые изображены в виде номограмм в приложении ПЗ. Точка пересечения кривых  $k = \text{const}$  и  $z = \text{const}$  для бесчисленного множества реальных схем преобразователей определяет соответствующее значение искомым параметров  $R$  и  $C$ . Но для каждой схемы замещения точка пересечения определяет значения искомым параметров при различных  $\delta_{\text{max}}$  и  $\lambda$ . Из выражения (138) можно получить

$$\left( \frac{du_{RC}}{dt} \right)_{\text{max}} = \lambda \frac{I_0}{C_3}.$$

При заданных параметрах  $\delta_{\text{max}}$ ,  $\left( \frac{du_{RC}}{dt} \right)_{\text{max}}$ ,  $L_3$ ,  $I_0$ ,  $U_{\text{max}}$  порядок определения искомым величин следующей.

1. Откладываем на оси ординат искомую величину  $\delta_{\text{max}}$ .

2. Выбираем ближайшую к  $\delta_{\text{max}}$  точку пересечения кривых  $z = \text{const}$  и  $k = \text{const}$ . При этом следует выбирать кривые в диапазоне  $0,5 \leq k \leq 1$ , так как величина  $k$  определяет величину неконтролируемого скачка напряжения  $I_0 R_3$ .

3. По выбранному  $k$  определяем параметры  $C_3$  и  $R_3$  из выражений (136) и (137) соответственно.

4. По выражению (138) определяем величину  $\left( \frac{du_{RC}}{dt} \right)_{\text{max}}$ . Если полученная величина не совпадает с заданной, расчет следует повторить с другим значением  $k$ . Если величина  $\left( \frac{du_{RC}}{dt} \right)_{\text{max}}$  может варьироваться,

то следует выбирать такое значение  $\left( \frac{du_{RC}}{dt} \right)$ , при котором  $k$  будет как можно меньше единицы. При этом следует иметь в виду, что при уменьшении параметра  $k$  величина емкости  $C_3$ , обеспечивающей задан-

ный уровень перенапряжений, резко возрастает, что приводит к увеличению потерь мощности в  $RC$ -цепочках.

В течение периода линейного напряжения, питающего мост, коммутационные процессы повторяются шесть раз, причем дважды конденсатор  $RC$ -цепочки разряжается от напряжения  $\sqrt{3}U_{\max} \sin \alpha$  в начальный момент коммутации до нуля и дважды заряжается до напряжения  $\sqrt{3}U_{\max} \sin (\alpha + \gamma)$  в момент окончания коммутации. В остальные моменты коммутации заряд и разряд конденсаторов происходит при напряжениях, вдвое меньших. Поскольку конденсатор заряжается и разряжается до установившихся значений, то в резисторе  $RC$ -цепочки рассеивается вся энергия, запасаемая конденсатором.

Пренебрегая величиной угла коммутации, определим мощность резистора

$$P' = \frac{1}{2T} [4C (\sqrt{3} U_{\max} \sin \alpha)^2 + 8C (0,5 \sqrt{3} U_{\max} \sin \alpha)^2], \quad (143)$$

где  $T$  — период питающего напряжения.

После преобразований получим

$$P' = \frac{9\omega}{2\pi} CU_{\max}^2 \sin^2 \alpha.$$

Полагая  $\alpha = \frac{\pi}{2}$ , с учетом потерь мощности из-за синусоидальной формы питающего напряжения, определим полную мощность, рассеиваемую резистором:

$$P = \frac{9\omega}{\pi} CE_2^2 + \frac{3E_2^2 R}{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}, \quad (144)$$

где  $E_2$  — действующее значение фазного напряжения.

Полагая, что  $U_k = \text{const}$ ,  $I_0 = 0$ , с учетом выражений, полученных в [4], можно установить следующие зависимости параметров  $RC$ -цепочек от выходных параметров преобразователя  $U_{dH}$  и  $I_{dH}$ :

$$L_s \equiv \frac{U_{dH}}{I_{dH}}; \quad (145)$$

$$R \equiv \frac{1}{I_{dH}}; \quad (146)$$

$$C \equiv U_{dH} I_{dH}; \quad (147)$$

$$P \equiv U_{dH}^3 I_{dH}. \quad (148)$$

По этим выражениям можно рассчитать величины резисторов и конденсаторов и спроектировать типовые блоки  $RC$ -цепочек.

#### 4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При проектировании тиристорных преобразователей решают две задачи: 1) определение индуктивности сглаживающего реактора, обеспечивающего селективную защиту при минимальном числе параллельно включенных тиристоров в схеме; 2) определение числа параллельно включенных тиристоров при остальных заданных параметрах.

По результатам технико-экономического анализа решения этих двух задач можно выбрать оптимальный вариант, дающий наибольший народнохозяйственный эффект. Методика расчета величины индуктивности сглаживающего реактора изложена в гл. IV, 2.

На примере реверсивного тиристорного преобразователя с совместным и отдельным управлением рассмотрим решение первой задачи.

Пусть преобразователь имеет следующие параметры: номинальное выпрямленное напряжение 460 В; номинальный выпрямленный ток 500, 1000 А; кратность токовой перегрузки в течение 10 с.

В преобразователях установлены тиристоры типа Т-160 с длительно допустимым током, равным 83 А.

Защита от внутренних коротких замыканий осуществляется предохранителями типа ПНБ-5-250/380 с номинальным током плавкой вставки 250А. Тепло-вой эквивалент плавления вставки предохранителя  $(20—200) 10^3 \text{ A}^2 \cdot \text{с}$ . Предохранители установлены в плечах мостовой трехфазной схемы выпрямления.

На стороне постоянного тока установлен автоматический выключатель типа АЗ700 с временем до начала токоограничения 14 мс.

Для реверсивных преобразователей с отдельным управлением расчет произведен при следующих допущениях:  $R = 0,05R_n$ ;  $k_v = 2$ ;  $s = 0,1$ ; постоянная времени контура при насыщенном сглаживающем реакторе  $T_{\text{кон}} = 0,5 \text{ Т}$ ; время до начала токоограничения с учетом срабатывания схемы дистанционного отключения автоматического выключателя  $t_{\text{огр}} = 1 + 14 = 15 \text{ мс}$ . В качестве расчетного принят режим однофазного опрокидывания.

Последовательность и результаты расчетов сведены в табл. 7. Величину индуктивности сглаживающего реактора найдем из равенств

$$L_{\text{я}} + L_{\text{р}} = L; \quad L_{\text{я}} + 0,15L_{\text{р}} = 0,5L,$$

справедливых для номинального и аварийного режимов соответственно с учетом принятых ранее допущений.

В результате несложных преобразований получим

$$L_{\text{р}} = \frac{0,5}{0,85} L.$$

В связи с тем, что выбранные реакторы имеют индуктивность выше требуемой, то уточнения расчета

не требуется, так как увеличенная постоянная времени якорной цепи приводит к уменьшению требуемого относительного теплового эквивалента, автоматического выключателя, что обеспечивает некоторый запас.

Таблица 7

Параметры	Расчетные величины	
Номинальный выпрямленный ток, А	500	1000
Число параллельных ветвей (тиристоры)	3	6
Активное сопротивление, Ом	0,046	0,023
Тепловой эквивалент (126), с	$0,78 \cdot 10^{-3}$	$0,75 \cdot 10^{-3}$
Постоянная времени якорной цепи, с	0,075	0,075
Индуктивность, мГ:		
якорной цепи	3,45	1,73
сглаживающего реактора	2,05	1,02
Выбранный тип реактора	ФРОС-500/0,5	ФРОС-1000/0,5
Индуктивность выбранного реактора, мГ	3,2	1,6

Увеличивая число параллельных ветвей, можно обеспечить селективность защит при сглаживающем реакторе, имеющем меньшее значение индуктивности. Далее производится технико-экономическое сравнение и окончательный выбор вариантов. Аналогично решается задача определения требований к автоматическим выключателям при заданных параметрах предохранителей тиристоры и реакторы.

При расчете параметров реверсивных преобразователей с совместным управлением величину  $T_{\text{кон}}$  необходимо выбирать с учетом особенностей схемы включения уравнивающих реакторов. При этом следует иметь в виду, что индуктивность якорной цепи

остаётся неизменной, а в цепи опрокидывания появляется дополнительно индуктивность уравнительного реактора, которая увеличивает постоянную индуктивность якорной цепи, не зависящую от аварийного тока. Это обстоятельство приводит к увеличению величины

Таблица 8

Параметры	Расчетные величины	
Номинальный выпрямленный ток, А	500	1000
Число параллельных ветвей (тиристоров)	3	6
Активное сопротивление, Ом	0,046	0,023
Тепловой эквивалент (126), с	$0,78 \cdot 10^{-3}$	$0,75 \cdot 10^{-3}$
Постоянная времени якорной цепи, с	0,0625	0,0620
Индуктивность, мГ:		
якорной цепи	2,88	1,44
якоря двигателя $L_{я} =$ $= 1 - \frac{0,5}{0,85} L$	1,40	0,71
уравнительного реактора	1,0	0,5
сглаживающего реактора $L_p = L - L_{я} - 2L_y$	0,46	0,23
Выбранный тип реактора	ФРОС-125/0,5	ФРОС-250/0,5
Индуктивность выбранного реактора, мГ	0,7	0,35

$T_{кон}$ . Рассмотрим расчет параметров преобразователя, в котором в качестве уравнительного реактора использован четырехобмоточный реактор типа РСЧ, обеспечивающий магнитную связь между током нагрузки и уравнительным током [3; 1]. Благодаря указанной связи в номинальных режимах обеспечивается компенсация постоянной составляющей магнитного потока, а также исключается влияние параметров уравнительного контура на процессы в якорной цепи.

В аварийных режимах уравнительный ток исчезает и индуктивность рассеяния полуобмоток реактора ограничивает аварийный ток. С учетом вышеизложенного в расчете принято  $T_{\text{кон}} = 0,75 T$ . Результаты расчета приведены в табл. 8. Анализ результатов расчета показывает, что для обеспечения селективности защиты преобразователей с совместным управлением

Таблица 9

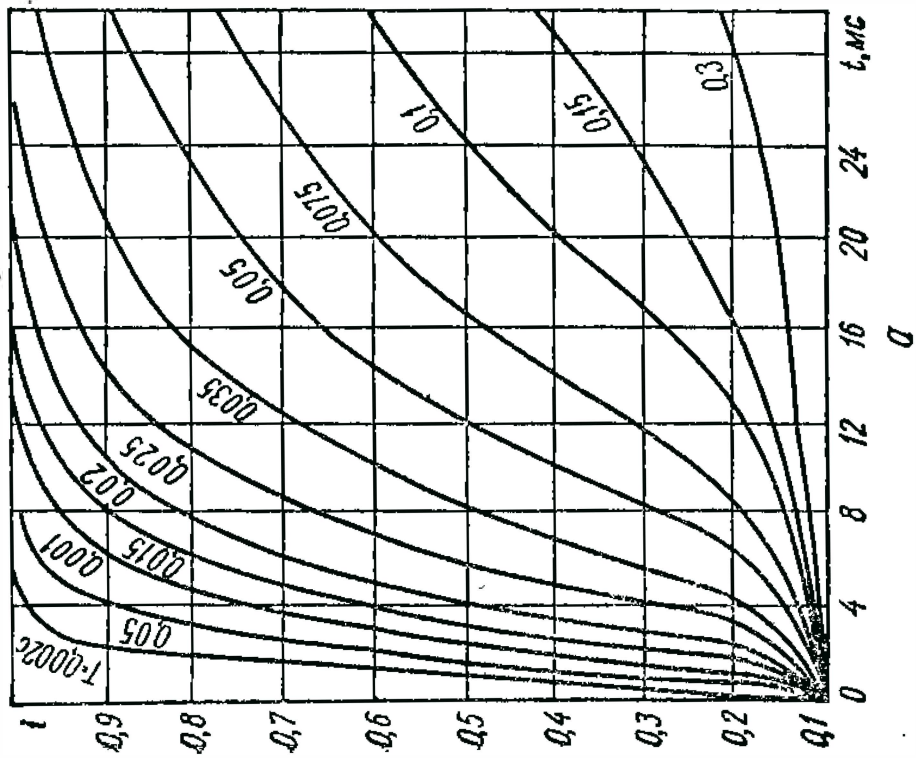
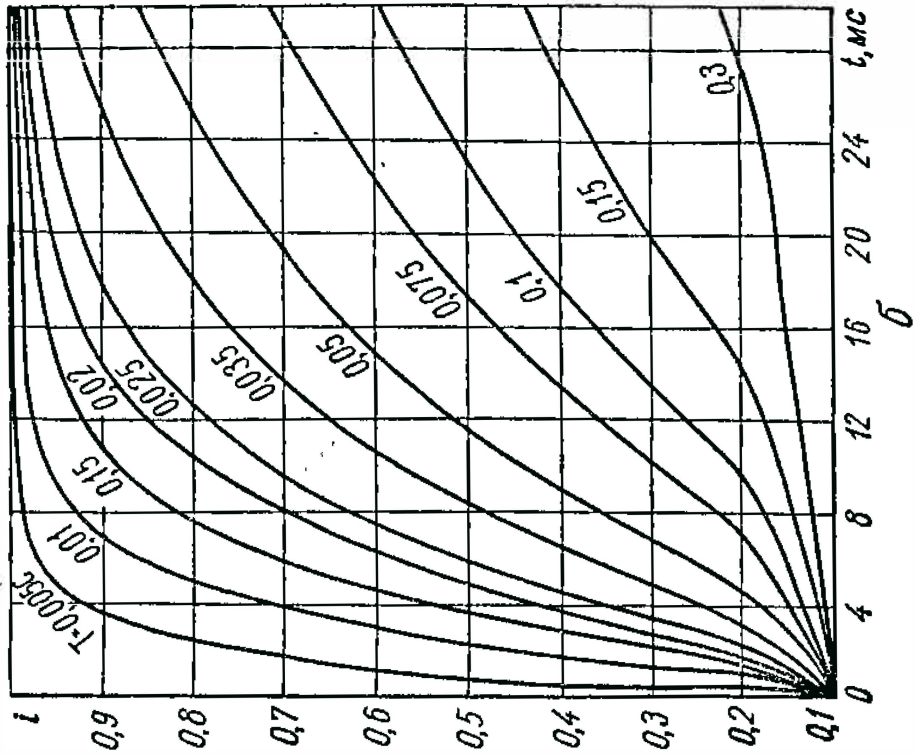
Тип преобразователя	Габаритные размеры, мм		Масса, кг
	Ширина	Глубина	
С отдельным управлением: АТР-500/460-2Р	1700	1000	1830
АТР-1000/460-1Р	4580	1220	6500
С совместным управлением: АТР-500/460-2С	2000	1000	1920
АТР-1000/460-1С	5280	1220	6700

требуется значительно меньшая величина индуктивности сглаживающего реактора, что улучшает их технико-экономические показатели.

В табл. 9 приведены сравнительные данные серийно выпускаемых агрегатов с совместным и отдельным управлением. Благодаря уменьшению индуктивности сглаживающего реактора при сохранении селективности защит преобразователи с совместным и отдельным управлением незначительно отличаются друг от друга. В заключение отметим, что изложенная методика выбора параметров реверсивных тиристорных преобразователей апробирована на серийно выпускаемых преобразователях, что подтвердило ее достаточную эффективность.



# ПРИЛОЖЕНИЕ



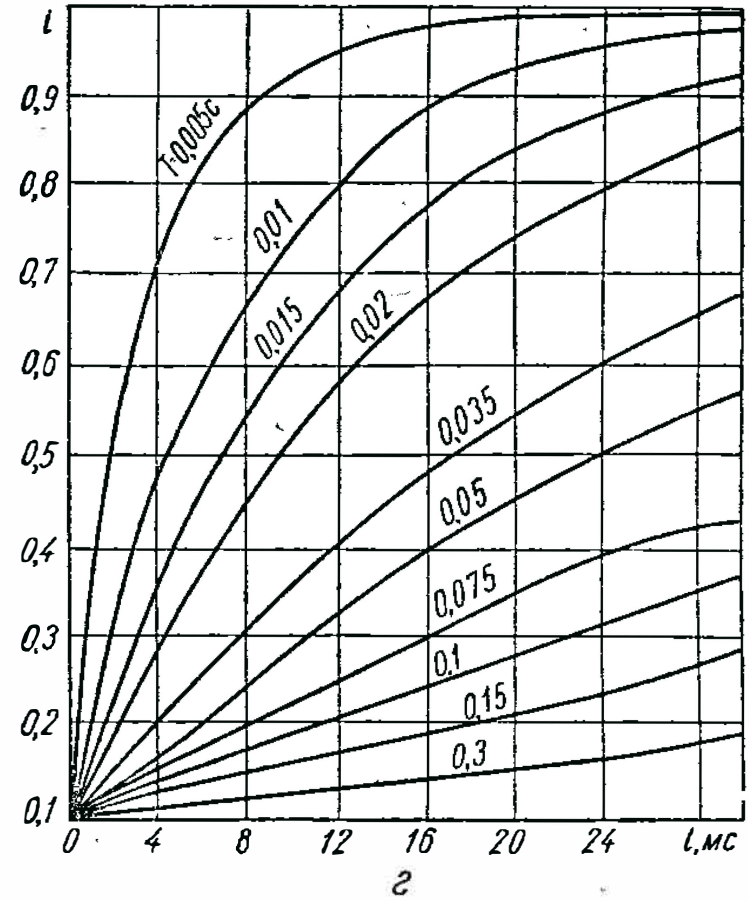
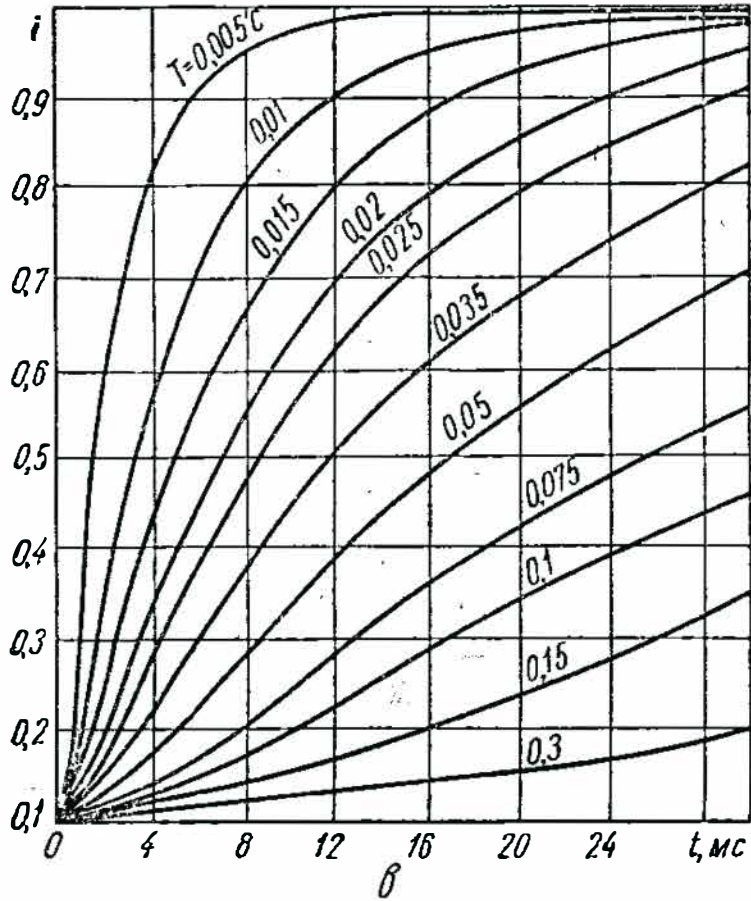
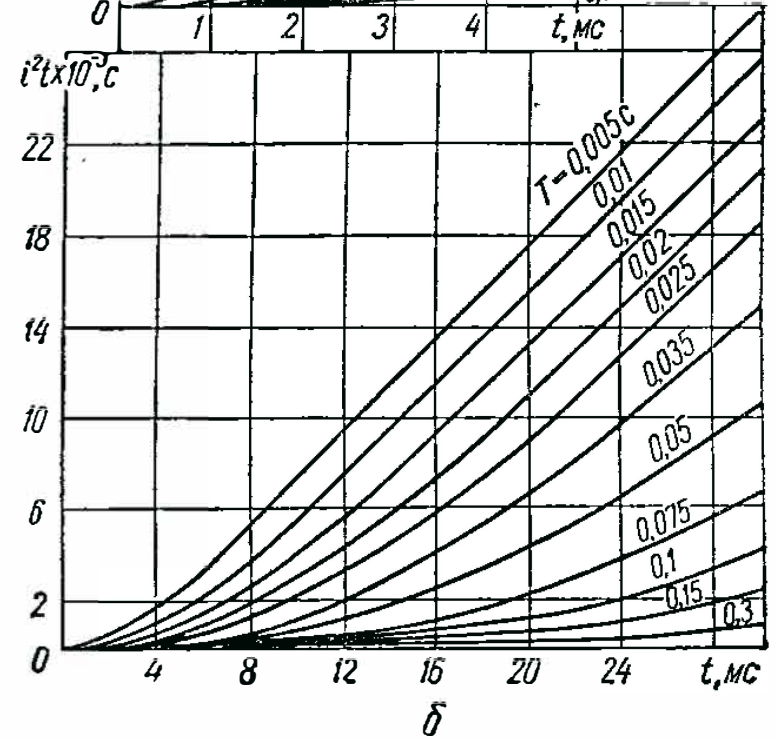
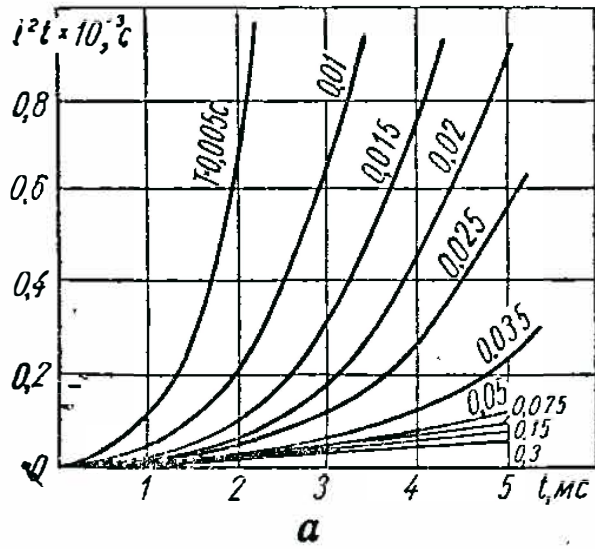
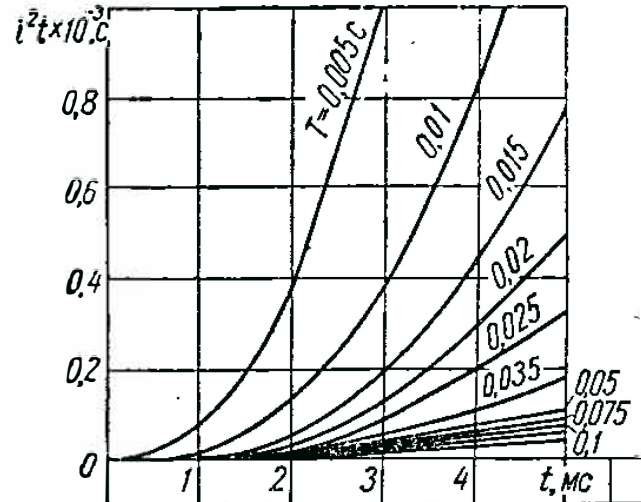
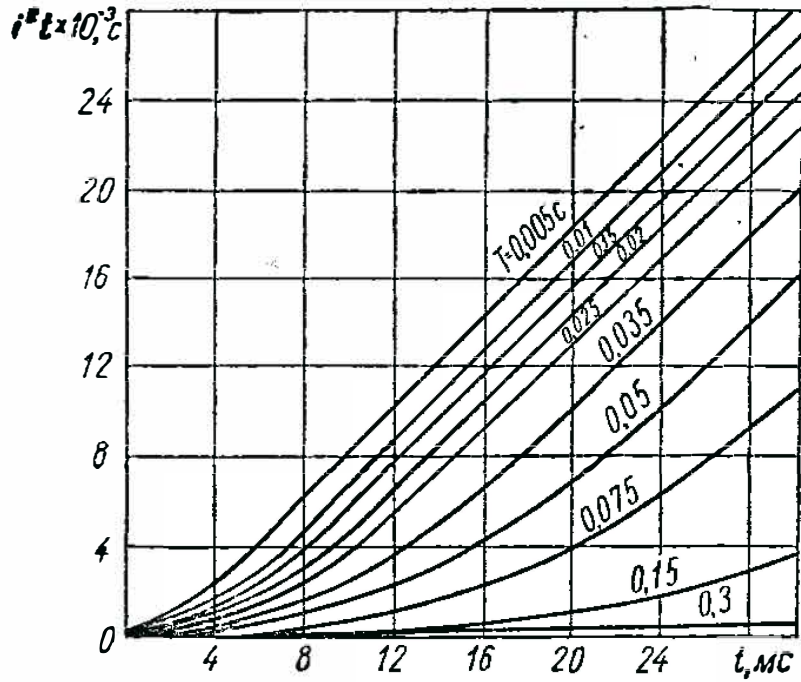


Рис. П1. График зависимости уравнивающего тока от времени при однофазном опрокидывании инвертора с учетом нелинейности сглаживающего реактора при  $I_0^* = 0,1$  и различном коэффициенте  $K = T_{\text{кон}}/T$ :  
 а —  $K = 0,15$ ; б —  $K = 0,03$ ; в —  $K = 0,5$ ; г —  $K = 0,75$ .



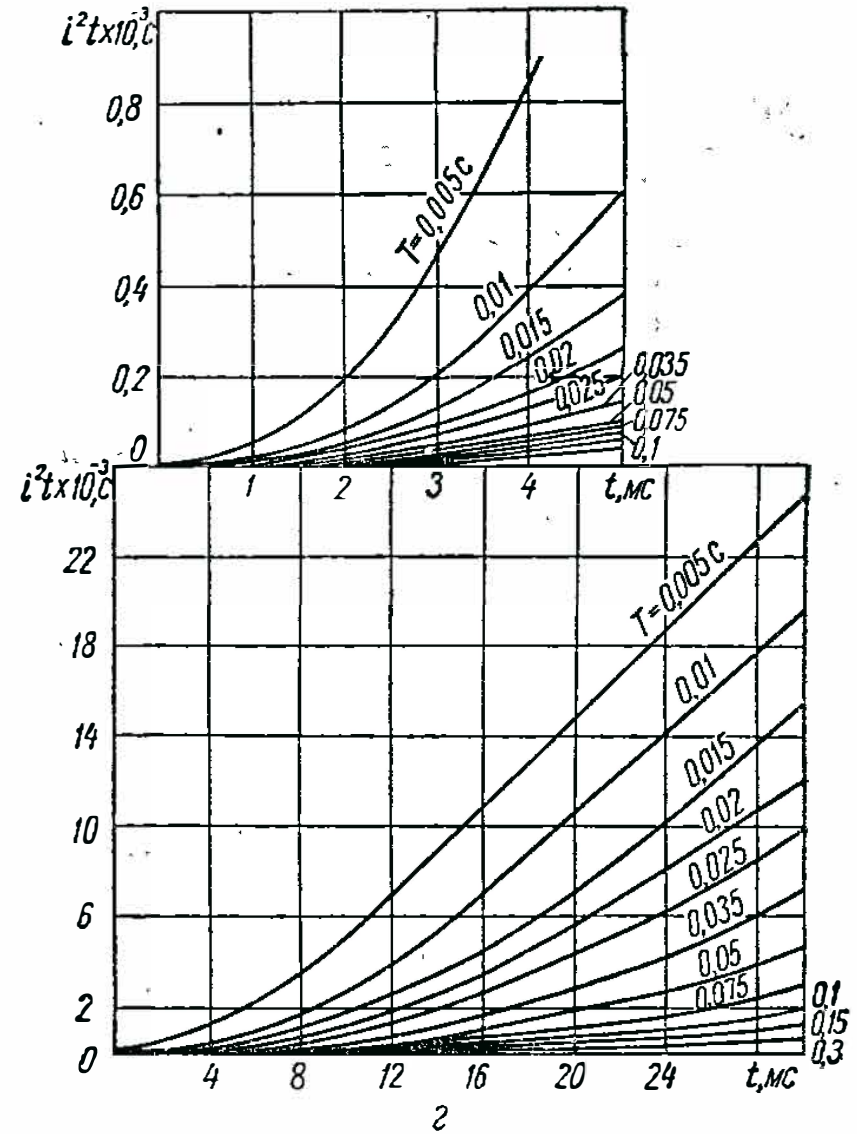
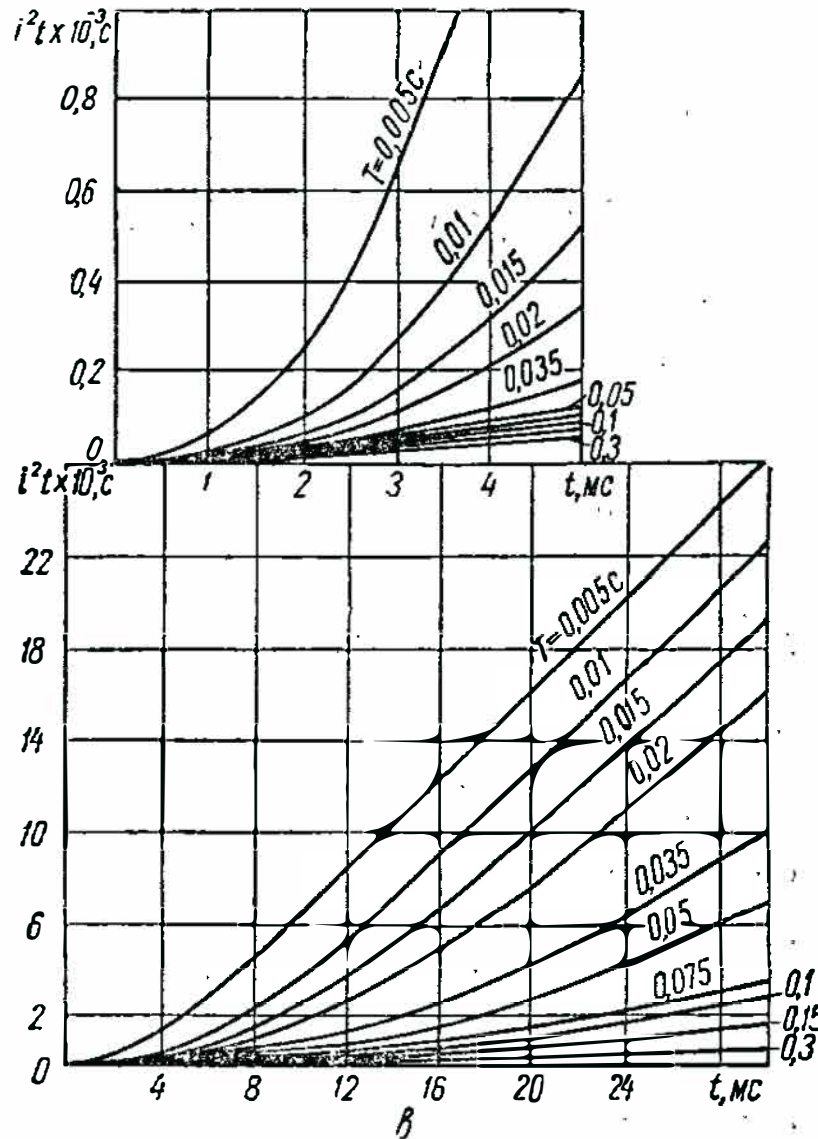


Рис. П2. График зависимости теплового эквивалента аварийного тока от времени при однофазном опрокидывании инвертора с учетом нелинейности сглаживающего реактора при  $I_0^* = 0,1$  и различном коэффициенте  $K = T_{\text{кон}}/T$ :

а —  $K = 0,15$ ; б —  $K = 0,03$ ; в —  $K = 0,5$ ; г —  $K = 0,75$ .

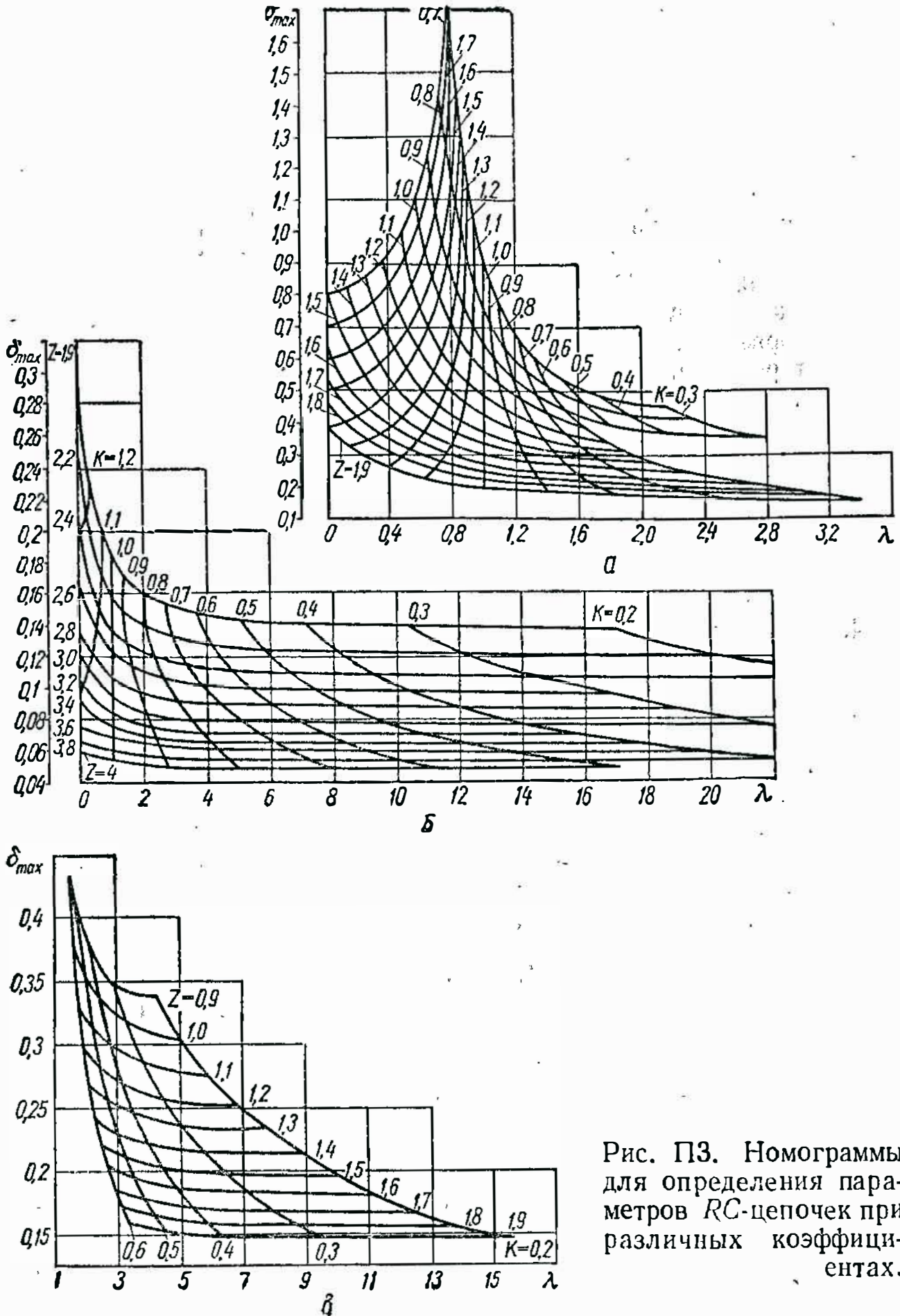


Рис. ПЗ. Номограммы для определения параметров RC-цепочек при различных коэффициентах.



## ЛИТЕРАТУРА

1. Авдонин А. К. Особенности формы выпрямленного напряжения реверсивного тиристорного преобразователя с электромагнитной связью уравнительных контуров.— «Электротехническая промышленность. Сер. преобразовательная техника», 1972, вып. 2 (26).
2. Авдонин А. К. Устойчивость реверсивного тиристорного преобразователя с электромагнитной связью уравнительных контуров к внутренним коротким замыканиям.— «Электротехническая промышленность. Сер. преобразовательная техника», 1972, вып. 3 (27).
3. Авдонин А. К., Андриенко П. Д., Сидоренко В. А. Модернизированная серия тиристорных агрегатов АТ, АТР, АТВ для электропривода постоянного тока мощностью 50—1000 кВт. Инструктивные указания по проектированию электротехнических установок. М., ГПИ Тяжпромэлектропроект, 1971. 32 с.
4. Авдонин А. К., Андриенко П. Д., Тищенко В. Г. Ограничение скорости нарастания на тиристорах при коммутации.— «Электротехника», 1972, № 2.
5. Андриенко П. Д., Коротин А. М. Влияние внутреннего короткого замыкания в выпрямителе на устойчивость реверсивного тиристорного преобразователя.— «Электротехника», 1971, № 10.
6. Андриенко П. Д., Савченко С. П., Сидоренко В. А. Влияние внутреннего короткого замыкания на устойчивость реверсивного тиристорного преобразователя с отдельным управлением.— «Управление технологическим оборудованием. Сер. автоматизация прокатных станов», 1972.
7. Барский В. А. Отдельное управление реверсивными тиристорными преобразователями. М., «Энергия», 1973. 112 с.
8. Бутаев Ф. И., Эттингер Е. Л. Вентильный электропривод. М., ГЭИ, 1951. 247 с.
9. Глух Е. М., Зеленев В. Е. Защита полупроводниковых преобразователей. М., «Энергия», 1970. 152 с.
10. Импульсно-дуговые коммутаторы для защиты тиристорных преобразователей. М., Информэлектро, 1973. 54 с. Авт.: Г. Ф. Мицкевич, К. К. Намитоков, Ю. И. Онуфриенко, И. Г. Шкловский.
11. Каган В. Г., Кочубиевский Ф. Д., Шугрин В. М. Нелинейные системы с тиристорами. М., «Энергия», 1968. 98 с.

12. Круглянский И. М. Расчет мощности потерь в шунтирующих РС-цепях.— «Электротехническая промышленность. Сер. преобразовательная техника», 1971, вып. 23—24.
13. Крылов С. С., Конышев Л. И., Раскин Б. В. Бесконтактная защита реверсивных тиристорных преобразователей.— «Электротехническая промышленность. Сер. электропривод», 1970, вып. 4.
14. Кузнецов Р. С. Аппараты распределения электрической энергии на напряжение до 1000 В. М., «Энергия». 390 с.
15. Левин Г. М., Гольденталь М. Э. Реверсивный ионный электропривод. М.— Л., «Энергия», 1964. 92 с.
16. Лутидзе Ш. И. Основы теории электрических машин с управляемым полупроводниковым коммутатором. М., «Наука», 1968. 303 с.
17. Пименов В. П., Поссе А. В. Опрокидывание инвертора. «Изв. НИИПТ», 1957, № 1.
18. Повышение устойчивости реверсивных тиристорных преобразователей при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе.— «Электричество», 1969, № 8. Авт.: П. Д. Андриенко, Г. И. Безруков, Н. Г. Приходько, В. П. Пастушенко.
19. Полупроводниковые выпрямители. Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. М., «Энергия», 1967. 480 с.
20. Расчет опрокидывания инвертора тиристорного преобразователя в реверсивном электроприводе.— «Электротехническая промышленность». 1968, вып. 299. Авт.: А. К. Авдонин, Н. Г. Приходько, П. Д. Андриенко, В. Н. Зубарев.
21. Ривкин Г. А. Преобразовательные установки. М., «Энергия», 1970. 465 с.
22. Селективность защиты тиристорных преобразователей для электроприводов постоянного тока.— «Электротехническая промышленность. Сер. преобразовательная техника», 1973, вып. 4 (39). Авт.: В. Л. Голубцов, И. А. Зборовский, Н. С. Кузнецов.
23. Твердин Л. М., Ващенко А. П., Сорокина В. А. Защита тиристорного преобразователя от чрезмерных перегрузок по току путем перевода в инверторный режим.— В кн.: Силовые полупроводниковые приборы и установки. М., 1967.
24. Устройство для защиты источника тока от аномальных режимов. Авторское свидетельство № 377936.— «Бюллетень изобретений», 1973, № 18. Авт.: А. К. Авдонин, П. Д. Андриенко, М. Ф. Сичкарь, С. П. Савченко.
25. Шипилло В. П. Автоматизированный вентиляционный электропривод. М., «Энергия», 1969. 400 с.
26. Эттингер Е. Л., Бернштейн И. Я. Уравнительные токи в тиристорных преобразователях.— «Электротехника», 1967, № 3.



# ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие . . . . .	3
Глава I. Уравнительный ток в реверсивных тиристорных преобразователях . . . . .	5
1. Особенности возникновения статического уравнительного тока при управлении преобразователем узкими импульсами . . . . .	5
2. Влияние коммутационных процессов на величину уравнительного тока и устойчивость преобразователя . . . . .	16
3. Расчет минимального «люфта» характеристик реверсивного преобразователя . . . . .	26
Глава II. Внутреннее короткое замыкание в выпрямителе реверсивного тиристорного преобразователя . . . . .	31
1. Внутреннее короткое замыкание в выпрямителе преобразователя с совместным управлением . . . . .	31
2. Внутреннее короткое замыкание в выпрямителе преобразователя с отдельным управлением . . . . .	45
3. Расчет времени плавления плавкой вставки предохранителей при внутреннем коротком замыкании . . . . .	56
4. Способы повышения устойчивости реверсивных тиристорных преобразователей при внутреннем коротком замыкании в выпрямителе . . . . .	65
Глава III. Устройства защиты реверсивных тиристорных преобразователей при внешнем коротком замыкании и опрокидывании инвертора . . . . .	74
1. Сравнение способов быстродействующей защиты при внешнем коротком замыкании . . . . .	74
2. Алгоритмизация расчетов при внешнем коротком замыкании . . . . .	82
3. Расчет токов при опрокидывании инвертора . . . . .	89
4. Защита реверсивных преобразователей устройствами с емкостным прерыванием аварийного тока . . . . .	101
Глава IV. Определение параметров главных цепей реверсивных тиристорных преобразователей . . . . .	111
1. Требования к защитным устройствам . . . . .	111
2. Методика выбора параметров главных цепей тиристорных преобразователей . . . . .	119
3. Особенности применения RC-цепочек в тиристорных преобразователях . . . . .	123
4. Определение параметров тиристорных преобразователей . . . . .	132
Приложение . . . . .	137
Литература . . . . .	142

*ПЕТР ДМИТРИЕВИЧ АНДРИЕНКО,  
канд. техн. наук*

**ЗАЩИТА  
РЕВЕРСИВНЫХ  
ТИРИСТОРНЫХ  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

*Редактор издательства инж. И. М. Корнильева  
Обложка художника В. М. Флакса  
Художественные редакторы В. С. Шапошников,  
В. И. Прошутя  
Технический редактор С. В. Иванус  
Корректор Т. Г. Герасименко*

ИБ № 438.

Сдано в набор 20. II 1976 г. Подписано к печати 8. II 1977 г.  
Формат бумаги 70×100<sup>1</sup>/<sub>32</sub>. Бумага типографская № 1. Объем:  
5,81 усл. печ. л.; 5,71 уч.-изд. л. Тираж 6000. Зак. № 7—360.  
БФ 04707. Цена 37 коп.

Издательство «Техніка», 252601, Киев, 1, ГСП, Пушкинская, 28.  
Отпечатано с матриц Головного предприятия республиканского  
производственного объединения «Полиграфкии́га» Госкомиздата  
УССР, г. Киев, Довженко, 3 на Киевской фабрике печатной рек-  
ламы, Киев, Выборгская, 84.