

На правах рукописи



МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ СССР

ЧЕЛЯБИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
ИМЕНИ ЛЕНИНСКОГО КОМСОМОЛА

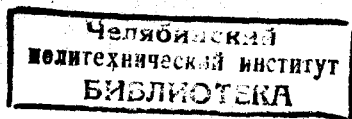
ЧЕНЧИК МИХАИЛ ФИЛИППОВИЧ

ИССЛЕДОВАНИЕ ОСНОВНОГО РАБОЧЕГО РЕЖИМА
МНОГОФАЗНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ
С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ КОНДЕНСАТОРОВ
НА ТОКИ РАЗЛИЧНЫХ ЧАСТОТ

Специальность 05.12.08 - "Электронная
техника и приборы"

Автореферат диссертации
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Челябинск
1974



Работа выполнена на кафедре "Теоретические основы электротехники" Челябинского политехнического института им. Ленинского комсомола.

Научный руководитель - кандидат технических наук,
доцент А.В.БАЕВ.

Официальные оппоненты : заслуженный деятель науки и
техники РСФСР, доктор техниче-
ских наук, профессор С.П.ЛЕБЕДЕВ,
кандидат технических наук,
доцент О.Н.КАЗЬМИН.

Ведущее предприятие - Всесоюзный научно-исследователь-
ский институт электромашиностро-
ения АН СССР.

Автореферат разослан " " _____ 1974 г.


Защита диссертации состоится " " _____ 1974 г., в
_____ час., в аудитории _____ на заседании Совета приборострои-
тельного и энергетического факультетов Челябинского политехничес-
кого института им. Ленинского комсомола.

454044, Челябинск, пр. им.В.И.Ленина, 76, телефон 39-39-64.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке института.

Просим Вас и сотрудников Вашего учреждения, интересующихся
темой диссертации, принять участие в заседании Ученого Совета
или прислать отзывы в двух экземплярах, заверенных печатью, по
адресу: 454044, г.Челябинск, 44, проспект им.В.И.Ленина, 76.

Ученый секретарь Совета
доцент, кандидат технических
наук

 (КОРОЛЕНКО Ю.А.)

Директивами XXIV съезда КПСС предусмотрено дальнейшее развитие электротехнической промышленности и уровня электрификации производства. За счет улучшения технико-экономических показателей энергетического оборудования за пятилетие нормы расхода электроэнергии должны быть снижены на 7-10 процентов.

В СССР более трети вырабатываемой электроэнергии преобразуется в постоянный ток. Большая и все растущая роль последнего требует дальнейшего совершенствования преобразовательной техники, а также методов ее использования. Одной из главных задач при этом является повышение энергетических показателей выпрямительных установок. Основу прогресса в этой области составляет разработка новых типов вентиляей, особенно полупроводниковых. Однако, применение более совершенных вентиляей не решает полностью всех проблем повышения технико-экономических показателей преобразовательных подстанций. Повышение коэффициента мощности выпрямителей продолжает оставаться важной народно-хозяйственной задачей.

Одним из наиболее целесообразных и хорошо зарекомендовавших себя способов повышения коэффициента мощности преобразовательных подстанций является перевод агрегатов в компенсированный режим, т.е. в режим работы с опережающими углами отпирания вентиляей. Это достигается путем специального включения конденсаторов в силовые цепи преобразователя.

Исследованию компенсированных преобразователей посвящено значительное количество работ, касающихся как развития принципиальных основ, так и детальному анализу отдельных схем или ограниченного их круга. Сюда прежде всего относятся работы Ф.Буземана, Ю.Ф.Выдолоба, С.Р.Глинтерника, В.Т.Енина, И.Л.Каганова, Л.Р.Неймана, А.В.Орловского, Н.А.Троицкого, А.М.Утевского, И.М.Чижено, Н.А.Шипулиной и др.

Фундаментальные исследования в области теории и методов расчета электромагнитных процессов вентиляей преобразователей с

конденсаторами в силовых цепях выполнены С.Р.Глинтерником. Большая работа по разработке и улучшению компенсированных преобразователей проведена в Киевском политехническом институте под руководством И.М.Чиженко. На протяжении ряда лет в Челябинском политехническом институте ведутся работы по исследованию и внедрению различных схем компенсации на преобразовательных подстанциях электролиза и электрифицированного транспорта.

Большинство исследований, выполненных до недавнего времени, проведено применительно к шестипульсовым агрегатам с ионными вентилями. Применение силовой полупроводниковой техники и потребность в установках большой единичной мощности привели к увеличению фазности и усложнению схем преобразователей. В этих условиях появилась широкая возможность для создания самых разнообразных схем включения конденсаторов в силовые цепи преобразователя.

Задачей настоящей работы является дальнейшее совершенствование теории, принципов построения схем компенсации, методов расчета технических характеристик и их сопоставление для многофазных преобразователей с последовательным включением конденсаторов на токи различных частот.

Диссертация состоит из пяти глав. В первой главе, с целью разработки общего подхода к исследованию различных схем вентильных преобразователей с конденсаторами в силовых цепях, предлагается способ упрощения линейной части дифференциальных уравнений, описывающих электромагнитные процессы, путем замены переменных. Для этого конечное преобразование Фурье, аналогичное используемому в методе симметричных составляющих, применяется к многофазным системам действительных токов и напряжений симметричных вентильных преобразователей. Введение новых переменных, названных "симметричными составляющими мгновенных значений не синусоидальных периодических величин", позволяет более детально исследовать общие свойства многофазных компенсированных преобразователей и на этой основе сформулировать принцип построения

ния схем компенсации. Во второй главе анализируются электромагнитные процессы в общем виде. В третьей главе получены общие соотношения необходимые для полного гармонического анализа токов и напряжений компенсированных преобразователей. В четвертой главе описывается инженерная методика графоаналитического расчета технических характеристик вентильных преобразователей с конденсаторами в силовых цепях, которая для наиболее характерных схем доведена до основных номограмм. Кроме того проводится сопоставление основных технических характеристик для различных схем. Пятая глава посвящена изложению результатов промышленных испытаний и внедрений схем компенсации на различных полупроводниковых агрегатах.

При исследовании основной упор сделан на малоизученные двенадцатипульсовые выпрямители, оснащенные неуправляемыми полупроводниковыми вентилями, работающие по нулевой и мостовой схемам выпрямления. При изложении вопросов, не нашедших достаточного освещения в литературе, рассматриваются и шестипульсовые выпрямители. Однако, результаты первых трех глав могут быть непосредственно использованы при анализе преобразователей любой фазности, а также для выпрямителей с управляемыми вентилями и инверторов.

Глава I. ПРИМЕНЕНИЕ КОНЕЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ ПРИ АНАЛИЗЕ КОМПЕНСИРОВАННЫХ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При анализе электромагнитных процессов в мощных преобразователях допустимо пренебречь токами намагничивания трансформаторов и нелинейностью их магнитных характеристик. При таких допущениях в достаточно общем случае токи во всех ветвях преобразователя выражаются линейно и однородно через вентильные токи. В этом случае m - пульсовый преобразователь описывается системой m нелинейных уравнений с m неизвестными токами i_1, \dots, i_m в ветвях с вентилями. Обозначив соответственно напряжения на вентилях $U_{\delta 1}, \dots, U_{\delta m}$, запишем

$$\sum_{n=1}^m z_{ln} i_n + u_{0l} \cdot u_0 = e_l, \quad l = 1 \div m, \quad (1)$$

$$z_{ln} i_n = z_{ln} i_n + x_{ln} \frac{di_n}{d\theta} + x_{cln} \int i_n d\theta; \quad \theta = \omega t.$$

В уравнениях (1) через u_0 обозначено выпрямленное напряжение (нулевые схемы) или доляная его величина (схемы мостового, каскадного и др. типов), через e_l - фазные э.д.с., приложенные на входе преобразователя.

В матричной форме система уравнений (1) будет выглядеть так:

$$[Z][i] + [u_l] \cdot [u_0] = [e]. \quad (2)$$

Матрица $[Z]$ характеризует линейную часть преобразователя, поэтому она симметричная. В случае симметричного преобразователя $[Z]$ - циклическая:

$$[Z] = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} & \dots & z_{1m} \\ z_{1m} & z_{11} & z_{12} & \dots & z_{1,m-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{12} & z_{13} & z_{14} & \dots & z_{1,1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Матрица (3) может быть приведена к диагональной форме

$$[Z] = [z_0, z_1, \dots, z_q, \dots, z_{m-1}]$$

путем преобразования

$$[Z] = [A]^{-1} [Z] [A]; \quad A_{ln} = a^{-(l-1)(n-1)}; \quad a = e^{\frac{2\pi}{m}}. \quad (4)$$

Элементы матриц $[Z]$ и $[Z]$ связаны между собой:

$$z_q = \sum_{n=1}^m a^{q(n-1)} z_{1n} = \sum_{n=1}^m z_{1n} \cos q(n-1) \frac{2\pi}{m}.$$

$$z_{1n} = \frac{1}{m} \sum_{q=0}^{m-1} a^{-q(n-1)} z_q = \frac{1}{m} \sum_{q=0}^{m-1} z_q \cos q(n-1) \frac{2\pi}{m} \quad (5)$$

Соотношения (5) в математике носят названия соответственно прямого и обратного конечного преобразования Фурье.

Как видно из записи уравнений (5), z_q , x_{1q} , x_{c1q} , входящие в Z_q - действительные величины, и, кроме того, $Z_q = Z_{m-q}$.

Используя преобразование (4), запишем равенство (2) в виде

$$[A][Z][A]^{-1}[i] + [u_l] \cdot [u_0] = [e]. \quad (6)$$

Введем обозначение $[i'] = [A]^{-1} [i]$. Элементы столбцовой матрицы $[i']$, которые обозначим i'_q ($q = 0 \div m-1$), можно рассматривать как новые переменные. Взаимосвязь новых переменных i'_0, \dots, i'_{m-1} и токов i_1, \dots, i_m выражается следующим образом:

$$i'_q = \frac{1}{m} \sum_{l=1}^m \alpha^{q(l-1)} i_l; \quad i_l = \sum_{q=0}^{m-1} \alpha^{-q(l-1)} i'_q. \quad (7)$$

Составляющие $u'_{2l} = Z_q i'_{lq}$ связаны с напряжениями u_{2l} аналогично выражению (7).

В матричной форме через новые переменные уравнение (6) запишется так:

$$[Z][i'_q] + [u_0] = [e]. \quad (8)$$

Отметим свойства переменных i'_q . Так как токи i_1, \dots, i_m — действительные, то согласно (7) токи i'_q — комплекснозначные функции, причем, попарно комплексносопряженные. Переменные i'_0 и $i'_{m/2}$ (последняя существует только при четных m) — всегда действительные.

Для выяснения связи введенных переменных с методом симметричных составляющих рассмотрим преобразование переменных в случае установившегося режима многофазного преобразователя. Токи i'_q через гармонические составляющие тока i_l , определяются уравнением

$$i'_q = \frac{1}{m} \sum_{l=1}^m \alpha^{q(l-1)} \left\{ I_{l0} + \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=1}^{\infty} I_{lk} [e^{j(k\theta + \gamma_{lk})} - e^{-j(k\theta + \gamma_{lk})}] \right\}, \quad (9)$$

а симметричные составляющие в комплексных мгновенных значениях

i'_{1q} — уравнением

$$i'_{1q} = \frac{1}{m} \sum_{l=1}^m \alpha^{q(l-1)} \left[j I_{l0} + \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} I_{lk} e^{j(k\theta + \gamma_{lk})} \right]. \quad (10)$$

Сравнивая выражения (9) и (10), получим:

$$i'_q = \frac{1}{2j} (i'_{1q} - i'_{1, m-q}); \quad i'_q + i'_{m-q} = i'_{1q} + i'_{1, m-q}. \quad (11)$$

Из уравнений связи видно, что переменные i'_q не имеют полностью того же смысла, что и симметричные составляющие i'_{1q} . Объяс-

няется это тем, что в отличие от метода симметричных составляющих, где преобразование $[A]$ применяется к комплексным величинам, в нашем случае преобразование $[A]$ применено к действительным токам, в результате чего переменные i'_q и i'_{m-q} потеряли смысл взаимно обратных последовательностей. Тем не менее переменные i'_q и i'_{m-q} линейно независимы и формально могут использоваться в расчетах. Физическим смыслом симметричных составляющих обладают только сумма переменных i'_q и i'_{m-q} , а также i'_q и $i'_{m/2}$. Поэтому введенное в работе разложение с точностью до пар взаимно обратных последовательностей является разложением на "симметричные составляющие мгновенных значений несинусоидальных периодических величин".

Рассмотрим более подробно параметры линейной части преобразователя и их влияние на его свойства. В дальнейших исследованиях принято, что в преобразователе отсутствуют активные потери и индуктивность цепи постоянного тока бесконечно большая. При таких допущениях можно утверждать, что m -фазный преобразователь характеризуется $m/2$ (при четном m) или $m-1/2$ (при нечетном m) индуктивными, $m/2$ или $m-1/2$ емкостными параметрами и током нагрузки I_d . Полагая эти параметры равными нулю и бесконечности в различных вариациях, получим все возможные частные случаи m -пульсовых схем. Заметим, что сопротивления X_{L1} и X_{C1} не могут быть бесконечными, поскольку при этом будет разомкнута цепь переменного тока. Случаи, в которых отдельные сопротивления равны нулю, существенных особенностей не имеют. Следовательно, необходимо рассматривать только те варианты, когда какие-либо из параметров X_{Lq} и X_{Cq} принимают бесконечные значения.

В реферируемой работе проанализированы все возможные частные случаи шести- и двенадцатипульсовых схем. Шестипульсовые преобразователи имеют четыре схемы, отличающиеся формой и длительностью вентильных токов λ . ($\pi/3$, $2\pi/3$, π , $4\pi/3$). Двенадцатипульсовые преобразователи имеют двадцать пять частных случа-

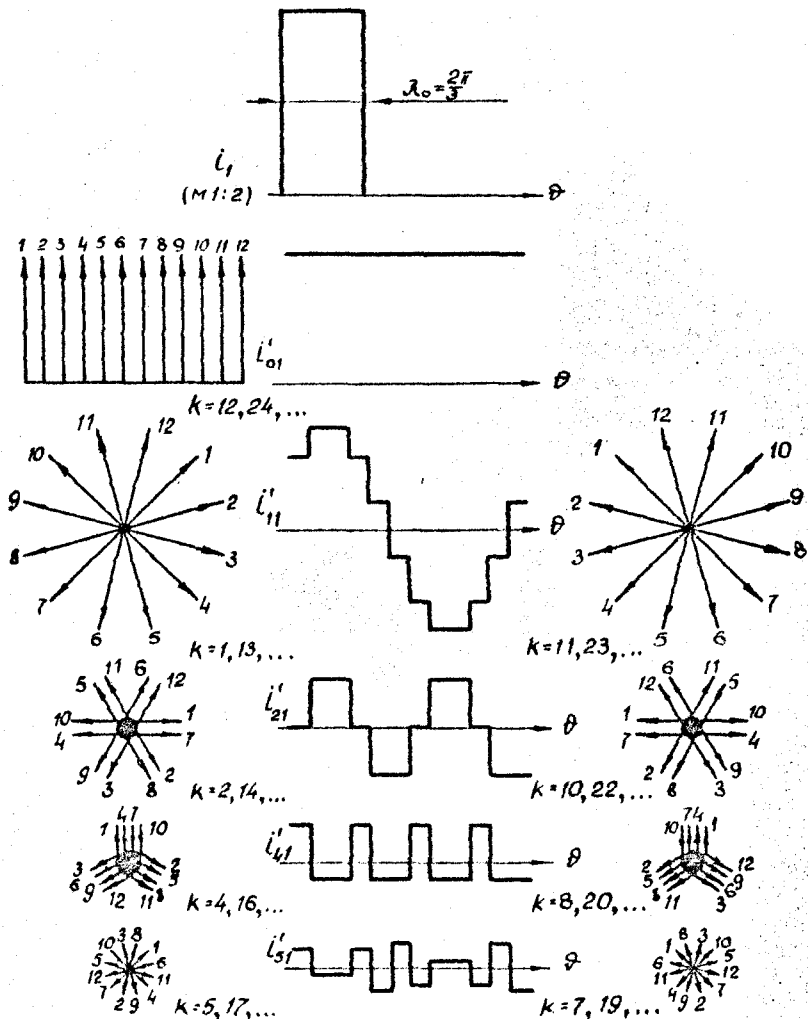


Рис. I. Анодный ток и его составляющие в двенадцатипульсовом преобразователе при $Z_3 = Z_6 = \infty$

ев (все λ от $\pi/6$ до $5\pi/3$ через $\pi/6$. Причем, в отличие от шестипульсовых схем, двенадцатипульсовые имеют при одной и той же длительности несколько отличных друг от друга форм вентиляльных токов.

Возможность практической реализации преобразовательных схем с различными формами анодных токов удобно пояснить с помощью введенных понятий. Определяются "симметричные составляющие" вентиляльных токов, образующие многофазные системы различного следования фаз, и выделяются их пути замыкания. Затем намечаются способы исключения отдельных последовательностей для получения необходимой формы и длительности анодного тока. Исключение может быть осуществлено за счет схемы соединения преобразователя или с помощью соответствующего фильтра, например, трансформаторного типа. На рис. 1 показан пример разложения вентиляльных токов одной из 25 возможных в двенадцатипульсовом преобразователе формы.

В преобразователях можно специально создавать определенные пути для протекания токов отдельных последовательностей. На практике такая возможность используется для включения конденсаторов на различные частоты. Такое включение возможно только на те пары взаимно обратных последовательностей, которые содержатся в анодных токах при данной длительности.

В шестипульсовых преобразователях из вентиляльных токов могут быть выделены "симметричные составляющие" с номерами следования фаз $q = I$ и 5 , 2 и 4 , 3 . В двенадцатипульсовых - с номерами $q = I$ и II , 2 и IO , 3 и 9 , 4 и 8 , 5 и 7 , 6 (см.рис. 2). В дальнейшем наименование последовательностей принято по первому номеру или по основной частоте составляющих.

Варьируя формы анодных токов (или, что тоже, придавая различным Z_q значения равные бесконечности) и последовательности "симметричных составляющих" токов, на которые включаются конденсаторы, можно получить большое количество схем компенсированных преобразователей. Конструктивное исполнение коммутирующих устройств в многофазных преобразователях может быть самым разнообраз-

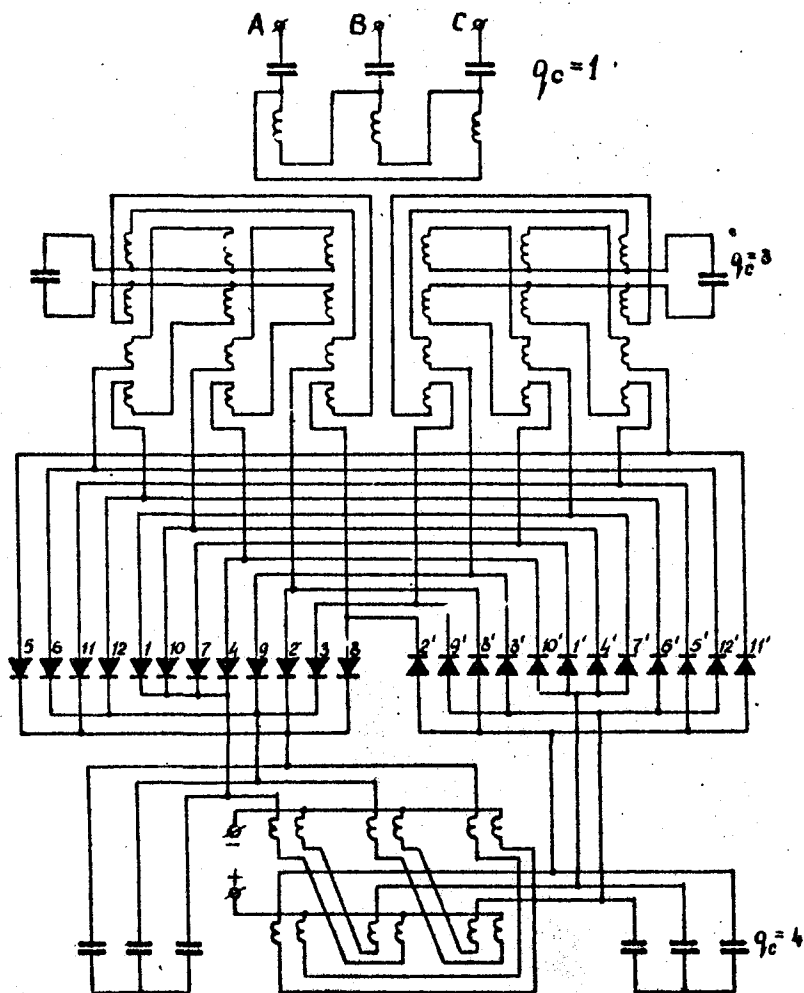


Рис. 2. Принципиальная схема мостового двенадцатипульсового преобразователя с конденсаторами, включенными на "си метричные составляющие" со следованием фаз $q_c = 1, 3, 4$

разным. Основные отличия различных конструктивных решений заключаются в месте включения коммутирующих устройств, а также в схеме соединения и мощности дополнительного трансформаторного оборудования. Принципиальных различий такие схемы не имеют, т.к. свойства компенсированных преобразователей определяются только частотой токов в коммутирующей емкости и формой токов в вентилях.

Глава II. АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ

В работе выполнен анализ установившихся электромагнитных процессов симметричных преобразователей с конденсаторами в силовых цепях при общепринятых допущениях. Условия установившегося режима могут быть записаны в следующем виде:

$$i_{\ell}(\theta + \frac{2\pi}{m}) = i_{\ell-1}(\theta) \quad (12)$$

Кроме того, рассмотрение вопроса ограничено основным рабочим режимом, т.е. такими нагрузками преобразователя, когда угол коммутации не превышает интервала повторимости электромагнитных процессов ($\gamma \leq \frac{2\pi}{m}$).

Расчеты ведутся с помощью метода приспособывания решений линейных дифференциальных уравнений на границах интервалов смены структур. Причем, в уравнениях действительные токи и напряжения заменены на независимые переменные i'_q и u'_q .

$$\{Z\}[i'] + [u'_q] = [e'] \quad (13)$$

Для того, чтобы математическая формулировка задачи была исчерпывающей, необходимо задать характеристику вентилялей. Примем предельную идеализацию вентилялей, пренебрегая падением напряжения при прохождении прямого тока и обратным током.

В диссертации анализ электромагнитных процессов выполнен для m -фазного преобразователя, имеющего вентиляльные токи произвольной формы и длительности. В автореферате приводятся более простые соотношения для практически важного частного случая компенсированных преобразователей с вентиляльными токами, имеющими толь-

ко два коммутационных участка. В этом случае период, повторяемости состоит из двух интервалов - внекоммутационного $(-\frac{2\pi}{m} + \frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2})$ и коммутационного $(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2})$. Начало отсчета времени принято в середине интервала коммутации.

Рассмотрим внекоммутационный интервал. Ток проводят вентили $1, 2, \dots, \ell-1$ (здесь и далее ℓ - номер вентиля, вступающего в работу). Условия, необходимые для решения системы (13), могут быть записаны в следующем виде:

$$i_1 = i_2 = \dots = i_{\ell-1} = I_0, \quad u_{\ell 1} = u_{\ell 2} = \dots = u_{\ell, \ell-1} = 0, \quad i_{\ell} = \dots = i_m = 0.$$

В соответствии с выражением (7) "симметричные составляющие" вентильных токов равны

$$i'_q = \frac{1}{m} [1 + \alpha^2 + \dots + \alpha^{2(\ell-2)}] I_0. \quad (14)$$

Составляющие напряжений на емкостях

$$u'_{c q} = x_{c q} \frac{I_0}{m} [1 + \alpha^2 + \dots + \alpha^{2(\ell-2)}] (\theta + \frac{\pi}{2}) + u'_{c q} (-\frac{\pi}{2}). \quad (15)$$

В интервале коммутации, когда ток проводят вентилей, имеем

$$i_2 = i_3 = \dots = i_{\ell-1} = I_0, \quad i_1 + i_{\ell} = I_0, \quad i_{\ell+1} = \dots = i_m = 0,$$

$$u_{\ell 1} = u_{\ell 2} = \dots = u_{\ell \ell} = 0.$$

Обозначив $i = i_{\ell} - i_1$, с учетом (7) запишем:

$$i'_q = \frac{1}{m} \left[\left[\frac{1}{2} + \alpha^2 + \dots + \alpha^{2(\ell-2)} + \frac{1}{2} \alpha^{2(\ell-1)} \right] I_0 + \frac{1}{2} [\alpha^{2(\ell-1)} - 1] i \right] \quad (16)$$

Из системы (13) получим

$$x_L \frac{di}{d\theta} + x_C \int i d\theta = e \quad (17)$$

Здесь

$$x_L = \frac{2}{m} \sum_{q=1}^{m-1} x_{Lq} \sin^2 q (\ell-1) \frac{\pi}{m}, \quad x_C = \frac{2}{m} \sum_{q=1}^{m-1} x_{Cq} \sin^2 q (\ell-1) \frac{\pi}{m},$$

$$e = 2E_m \sin \frac{\pi}{m} (\ell-1) \sin(\theta + \psi), \quad \text{где } \psi = \alpha + \frac{\pi}{2}.$$

Целеобразно перейти от тока i к емкостному напряжению

$$U_c = x_c \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\theta} i d\theta + U_c(-\frac{\tau}{2}) \quad (18)$$

Обозначив $V^e = x_c/x_c$, получим уравнение коммутации в каноническом виде

$$\frac{d^2 U_c}{d\theta^2} + V^e U_c = V^e e \quad (19)$$

Напряжение U'_{cq} выражается через U_c согласно уравнениям (16) и (18) следующим образом:

$$U'_{cq} = \frac{1}{m} x_{cq} \left[\left(\frac{1}{2} + \alpha^2 + \dots + \alpha^{2(l-2)} + \frac{1}{2} \alpha^{2(l-1)} \right) I_0 \left(\theta + \frac{\tau}{2} \right) + \frac{1}{2} \left[\alpha^{2(l-1)} - 1 \right] \frac{1}{x_c} \left[U_c - U_c \left(-\frac{\tau}{2} \right) \right] \right] + U'_{cq} \left(-\frac{\tau}{2} \right). \quad (20)$$

Условия установившегося режима (12) для составляющих напряжений

$$U'_{cq} \text{ имеют вид} \quad \alpha^2 U'_{cq}(\theta) = U'_{cq} \left(\theta + \frac{2\tau}{m} \right). \quad (21)$$

Равенство (21) связывает значения напряжений U'_{cq} на концах интервала повторяемости, т.е. при $-\frac{2\tau}{m} + \frac{\tau}{2}$ и $\frac{\tau}{2}$

$$\alpha^2 U'_{cq} \left(-\frac{2\tau}{m} + \frac{\tau}{2} \right) = U'_{cq} \left(\frac{\tau}{2} \right). \quad (22)$$

Подставляя в (22) значения U'_{cq} из (15) и (20), найдем

$$U'_{cq} \left(-\frac{\tau}{2} \right) = \frac{I_0}{m} \frac{x_{cq}}{\alpha^{2l-1}} \left\{ \left[\alpha^2 + \alpha^{2q} + \dots + \alpha^{2(l-1)} \right] \frac{2\tau}{m} - \left[\alpha^{2(l-1)} - 1 \right] \frac{\tau}{2} \right\} + \frac{1}{2m} \frac{x_{cq}}{x_c} \frac{\alpha^{2(l-1)}}{\alpha^{2l-1}} \left[U_c \left(\frac{\tau}{2} \right) - U_c \left(-\frac{\tau}{2} \right) \right]. \quad (23)$$

Напряжение U_c через составляющие U'_{cq} запишется в виде

$$U_c = \sum_{q=1}^{m-1} \left[\alpha^{2(l-1)} - 1 \right] U'_{cq},$$

что с учетом уравнения (23) дает

$$U_c \left(\frac{\tau}{2} \right) + U_c \left(-\frac{\tau}{2} \right) = x_c I_0 \left(\gamma - \frac{4\pi}{m} \frac{x_{cm}}{x_c} \right), \quad (24)$$

где

$$x_{cm} = \frac{1}{m} \sum_{q=1}^{m-1} \frac{x_{cq} \sin^2 q(l-1) \frac{\pi}{m}}{\sin^2 q \frac{\tau}{m}}$$

Учитывая выражение (18), найдем

$$\left. \frac{dU_c}{d\theta} \right|_{\frac{\gamma}{2}} = \pm X_c I_0 \quad (25)$$

Уравнения (19), (24), (25) позволяют определить напряжение U_c и ток I_0

$$U_c = \frac{2V^2}{V^2 - 1} \left[E m \sin \frac{\pi}{m} (l-1) \left[\sin(\theta + \psi) - \frac{\cos \psi \cos \frac{\gamma}{2}}{V \cos \frac{\gamma}{2}} \sin \nu \theta - \frac{ctq \frac{\gamma}{2} + \frac{\gamma}{2} - \frac{2r}{m} \frac{X_{ox}}{X_c}}{\frac{1}{V} ctq \frac{\gamma}{2} + \frac{\gamma}{2} - \frac{2r}{m} \frac{X_{ox}}{X_c}} \frac{\sin \nu \sin \frac{\gamma}{2}}{V \sin \frac{\gamma}{2}} \cos \nu \theta \right] \right]; \quad (26)$$

$$I_0 = \frac{2Em}{X_c - X_L} \sin \frac{\pi}{m} (l-1) \frac{ctq \frac{\gamma}{2} - \frac{1}{V} ctq \nu \frac{\gamma}{2}}{\frac{1}{V} ctq \nu \frac{\gamma}{2} + \frac{\gamma}{2} - \frac{2r}{m} \frac{X_{ox}}{X_c}} \sin \nu \sin \frac{\gamma}{2}. \quad (27)$$

Продифференцировав уравнение (26) по θ и разделив на X_c , получим ток i . Используя выражения для I_0 и i , можно определить токи вентилях, а с помощью (26) и (27) на основании уравнений (16), (20) и (23) определить напряжения на емкостных элементах.

Нахождение мгновенных значений других величин принципиальных трудностей не вызывает. Все токи линейно связаны с токами вентилях. Напряжения на индуктивных элементах преобразователя находятся по известным токам и параметрам этих элементов. При известных напряжениях линейных элементов ($U_{2\ell}$) напряжения на вентилях, а также выпрямленное напряжение находятся из системы уравнений (13).

$$U_0 = \begin{cases} \frac{1}{l-1} \left\{ \sum_{h=1}^{l-1} e_h - \frac{X_{ox}}{X_c} \left[X_c I_0 \left(\theta + \frac{\gamma}{m} \right) + \frac{1}{2} U_c \left(\frac{\gamma}{2} \right) - \frac{1}{2} U_c \left(-\frac{\gamma}{2} \right) \right] \right\} & \text{при } -\frac{2r}{m} + \frac{\gamma}{2} \leq \theta \leq \frac{\gamma}{2} \\ \frac{1}{l-1} \left\{ \sum_{h=1}^{l-1} e_h + \frac{1}{2} e - \left(\frac{X_{ox}}{X_c} - \frac{1}{2} \right) \left[X_c I_0 \theta + \frac{1}{2} U_c \left(\frac{\gamma}{2} \right) - \frac{1}{2} U_c \left(-\frac{\gamma}{2} \right) \right] \right\} & \text{при } -\frac{\gamma}{2} \leq \theta \leq \frac{\gamma}{2} \end{cases}$$

Найденные соотношения, описывающие законы изменения всех токов и напряжений компенсированных преобразователей, позволяют записать соотношения для основных интегральных величин

$$I_o = \frac{2E_m}{x_L} \sin \frac{\pi}{m} (l-1) k_I \sin \psi \sin \frac{\gamma}{2},$$

$$U_o = \frac{m}{\pi} E_m \sin \frac{\pi}{m} (l-1) k_V \cos \psi \cos \frac{\gamma}{2}.$$

(30)

Здесь

$$k_I = \frac{1}{1-\nu^2} \frac{\frac{1}{\nu} \operatorname{ctg} \nu \frac{\gamma}{2} - \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2}}{\frac{1}{\nu} \operatorname{ctg} \nu \frac{\gamma}{2} + \frac{\gamma}{2} - \frac{2\pi x_{ex}}{m x_c}};$$

$$k_V = 1 + \left(\frac{2\pi x_{ex}}{m x_c} - \frac{\gamma}{2} \right) k_x,$$

где

$$k_x = \frac{\nu^2}{\nu^2 - 1} \left(\frac{1}{\nu} \operatorname{tg} \nu \frac{\gamma}{2} - \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} \right).$$

Связь между углами γ и α определяется условием вступления вентилей в работу, т.е. равенством нулю напряжения на очередном вентиле.

Отметим, что приведенные выше соотношения для мгновенных и интегральных величин, характеризующих работу компенсированного преобразователя, являются общими и могут быть использованы для расчета любых схем такого типа, включая схемы с несколькими коммутирующими устройствами.

Полученные основные зависимости были использованы для расчета внешних характеристик и зависимостей угла коммутации γ от выпрямленного тока для шести основных схем двенадцатипульсовых преобразователей с одним коммутирующим устройством. Все расчеты в работе выполнены с помощью ЭВМ. По лучшим технико-экономическим показателям естественного режима для включения конденсаторов на составляющие, имеющие следование фаз с номерами $q=1, 2, 3, 4$ и 5 , выбраны схемы с длительностью вентильных токов $\lambda_o = 2\pi/3$. Причем, схема с $q=3$ имеет форму анодного тока отличную от общепринятой (четыре коммутационных интервала и три вне-

коммутационных). Включение конденсаторов на составляющие с

$q = 6$ рассмотрено на примере схемы $\lambda_0 = \pi/2$. Следует отметить, что рассматриваемый преобразователь с конденсаторами, включенными на токи двукратной частоты, имеет шестифазное коммутующее устройство.

В преобразователях с конденсаторами, включенными на токи следования фаз $q > 1$, из-за возникновения повторной проводимости вентилей смена режима наступает раньше, чем угол γ достигает значения $2\pi/m$. Применяя систему управления, момент перехода в режим повторной проводимости можно задерживать для получения более низких опережающих $\cos \varphi$.

Глава III. ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ КОМПЕНСИРОВАННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Гармонический анализ токов вентилей в рассматриваемых преобразователях полностью решает задачу гармонического анализа токов в любой ветви, поскольку все они линейно выражаются через вентильные. Гармоники напряжений на индуктивных и емкостных элементах преобразователя можно получить через соответствующие гармонические токов и параметры этих элементов. Особого рассмотрения при гармоническом анализе требует лишь выпрямленное напряжение, не имеющее линейной связи с токами вентилей.

Качественно гармонический состав вентильных токов и выпрямленного напряжения компенсированных преобразователей не отличается от состава обычных преобразователей, имеющих одинаковую форму анодного тока и число пульсаций выпрямленного напряжения. Номера гармоник, содержащихся в вентильных токах, могут быть определены на основании разложения мгновенных значений на "симметричные составляющие", т.к. каждая из них определяется только суммой гармоник, имеющих порядковый номер $k \equiv q \pmod{m}$.

Количественная оценка гармонических составляющих вентильных токов и выпрямленного напряжения компенсированных преобразователей может быть произведена с помощью единичных аналитических выражений, записанных в общем виде.

Законы изменения токов и напряжений вентиляльных преобразователей с конденсаторами в силовых цепях в установившемся режиме работы представляют собой периодические функции, состоящие из суммы кусочно-синусоидальных функций различных частот.

Для периодических кусочно-синусоидальных функций известна методика определения комплексных амплитуд гармонических составляющих по скачкам. Достоинством такой методики является то, что с ее помощью получается общая формула, выражающая комплекс произвольной гармоники кусочно-синусоидальной функции без интегральных преобразований и использования в явном виде законов изменения этой функции на участках непрерывности.

Использование указанной выше методики для периодических функций, состоящих из суммы кусочно-синусоидальных функций, позволило получить общую формулу для вычисления комплексной амплитуды k -й гармоники таких функций

$$\dot{F}_{km} = \sum_{\nu} \frac{1}{(k^2 - \nu^2)\pi} \sum_s [k \Delta f(\nu \vartheta_s) - j \nu \Delta \left. \frac{df(\nu \theta)}{d(\nu \theta)} \right|_{\vartheta_s}] e^{-j k \vartheta_s} \quad (31)$$

где ϑ_s ($s = 1, 2, \dots$) - координаты точек перехода с одного синусоидального участка на другой,

$\Delta f(\nu \vartheta_s)$ и $\Delta \left. \frac{df(\nu \theta)}{d(\nu \theta)} \right|_{\vartheta_s}$ - скачки в этих точках самой функции и ее первой производной.

На основании формулы (31) получены в общем виде соотношения для расчета гармонических в вентиляльных токах и выпрямленном напряжении. Выражение для определения действительной и мнимой частей комплексной амплитуды выпрямленного напряжения в относительных единицах (при базисной величине равной э.д.с. холостого хода) имеет вид

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} \dot{U}_{okm} = & \frac{2}{1-k^2} \operatorname{sinc} \frac{\tau}{2} \cos \psi \cos \frac{\tau}{2} - \frac{2}{1-k^2} \operatorname{sinc} \frac{\tau}{2} \sum_{h=1}^{l-1} \sin \frac{\pi}{m} \left\{ \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} (l-1) \cos \left[\frac{\tau}{2} + \psi - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{\pi}{m} (2h-1) \right] + \sin \left[\frac{\tau}{2} + \psi - \frac{\pi}{m} (2h-1) \right] \right\} + \frac{2}{1-k^2} k \operatorname{cosec} \frac{\tau}{2} \cos \psi \sin \frac{\tau}{2} - \frac{2}{1-k^2} k \operatorname{cosec} \frac{\tau}{2} \sum_{h=1}^{l-1} \sin \frac{\pi}{m} \cdot \end{aligned}$$

$$\cdot \left[\operatorname{ctg} \frac{\beta}{m} (\ell-1) \sin \left[\frac{\beta}{2} + \psi - \frac{\beta}{m} (2h-1) \right] - \cos \left[\frac{\beta}{2} + \psi - \frac{\beta}{m} (2h-1) \right] \right] + \frac{2\beta}{k^2} k_x \sin \psi \sin \frac{\beta}{2} \cdot$$

$$\cdot \left[\left(\frac{\beta}{2} - \frac{2\beta}{m} \frac{x_{ox}}{x_c} \right) k \cos k \frac{\beta}{2} - \sin k \frac{\beta}{2} \right],$$

$$\begin{aligned} \mathcal{J}_m U_{okm} &= -\frac{2}{1-k^2} \cos k \frac{\beta}{2} \sin \psi \sin \frac{\beta}{2} - \frac{2}{1-k^2} \cos k \frac{\beta}{2} \sum_{h=1}^{\ell-1} \sin \frac{\beta}{m} \left\{ \operatorname{ctg} \frac{\beta}{m} (\ell-1) \cos \left[\frac{\beta}{2} + \psi - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{\beta}{m} (2h-1) \right] + \sin \left[\frac{\beta}{2} + \psi - \frac{\beta}{m} (2h-1) \right] - \frac{2}{1-k^2} k \sin k \frac{\beta}{2} \sin \psi \cos \frac{\beta}{2} + \frac{2}{1-k^2} k \sin k \frac{\beta}{2} \cdot \right. \\ &\quad \left. \cdot \sum_{h=1}^{\ell-1} \sin \frac{\beta}{m} \left\{ \operatorname{ctg} \frac{\beta}{m} (\ell-1) \sin \left[\frac{\beta}{2} + \psi - \frac{\beta}{m} (2h-1) \right] - \cos \left[\frac{\beta}{2} + \psi - \frac{\beta}{m} (2h-1) \right] \right\} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{2}{k} k_x \cos \psi \cos \frac{\beta}{2} \sin k \frac{\beta}{2} \right. \end{aligned}$$

Выполненный анализ позволяет производить расчеты гармонических составляющих любого из рассматриваемых преобразователей по единой программе. В работе такие расчеты выполнены для шести - и двенадцатипульсовых схем.

Глава IV. РАСЧЕТ И СОПОСТАВЛЕНИЕ ОСНОВНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОМПЕНСИРОВАННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ АПРЕГАТОВ

Точный расчет вентильных преобразователей с последовательным включением конденсаторов на составляющие вентильных токов отличается большой сложностью и громоздкостью. Многих расчетных трудностей позволяет избежать использование графиков для основных величин, характеризующих работу преобразователя.

Еще более сложную задачу, чем расчет, представляет вопрос выработки общего подхода к сопоставлению различных схем. Основная трудность заключается в том, что невозможно установить единый критерий выбора оптимальной схемы. В компенсированных преобразователях величины, характеризующие режим работы, взаимосвязаны между собой и зависят от большого числа факторов. Поэтому сопоставление различных вариантов схем компенсации возможно только по ряду основных технических характеристик режима, а вопрос выбора оптимальной схемы необходимо решать в каждом конкретном случае отдельно, путем проведения технико-экономических расчетов.

В реферируемой работе с целью облегчения инженерных расчетов при обосновании вариантов, выбираемых для технико-экономического

сопоставления, дается методика и проводится оценка основных технических характеристик компенсированных полупроводниковых выпрямительных агрегатов, не работающих в режиме глубокого регулирования выпрямленного напряжения. Причем, рассмотрены только те технические характеристики, которые в режиме компенсации имеют определенную специфику.

Важнейшей характеристикой компенсированных агрегатов следует считать величину опережающего $\cos\varphi$ в рабочем режиме, т.к. основным их назначением является снижение потребления реактивной энергии. Преобразователи с конденсаторами в силовых цепях обладают той особенностью, что возможность получения минимального опережающего $\cos\varphi$ у них ограничена режимом повторной проводимости. Анализ границ основного рабочего режима показывает, что для агрегатов, имеющих одинаковую величину напряжения короткого замыкания, с увеличением частоты токов, на которые включаются конденсаторы, увеличивается величина минимально возможного опережающего $\cos\varphi$.

Например, если принять величину напряжения короткого замыкания $E_k = 10\%$, что является наиболее характерным для промышленных установок, то величины минимально возможного опережающего $\cos\varphi$ для различных выпрямительных агрегатов с неуправляемыми вентилями следующие:

m	6			12				
φ_c	1	2	3	1	2	3	4	6
$\cos\varphi$	0	0,91	0,97	0	0,86	0,935	0,995	0,998

Применение отстройки от режима повторной проводимости позволяет получить величину опережающего $\cos\varphi$ близкую к минимально возможной по условиям пропускной способности стандартных трансформаторов.

Для более полной характеристики энергетических показателей режима работы преобразователя по отношению к системе переменного тока рассчитан коэффициент искажения токов сети. Расчеты показали, что величина коэффициента искажения мало зависит от схемы

включения конденсаторов и практически не зависит от степени компенсации. Для практических расчетов эта величина в основном рабочем режиме может быть принята для всех схем одинаковой и равной 0,990 в шестипульсовых преобразователях и 0,997 в двенадцатипульсовых.

Основным преимуществом компенсированных преобразователей является то, что в таких схемах достигается более эффективное, по сравнению с непосредственным включением в сеть, использование конденсаторов. Поэтому при сопоставлении различных схем компенсации эффективность использования батареи конденсаторов принято оценивать коэффициентом $K_{эф}$, который показывает, во сколько раз генерируемая преобразователем реактивная мощность больше той, которую выдали бы конденсаторы при непосредственном включении их в сеть.

Для перевода преобразователей в режим компенсации могут использоваться обычные косинусные конденсаторы, а также конденсаторы специально изготовленные для работы в установках с повышенными частотами. В работе выполнен расчет зависимости коэффициента эффективности использования конденсаторов от e_k для шести- и двенадцатипульсовых схем, который показал, что величина $K_{эф}$ практически не зависит от $\cos \varphi$ и при $e_k = 10\%$ в каждом случае равна

$f_{сн} = 50 Гц$	m	6			12				
	φ_c	I	2	3	I	2	3	4	6
	$K_{эф}$	I	2,3	1,9	I	1,8	2,8	4,6	4,8

$f_{сн} = 950 Гц$	m	6			12				
	φ_c	I	2	3	I	2	3	4	6
	$K_{эф}$	I	3,4	3,9	I	3,1	5,3	11,5	13

Условия работы вентилях в преобразователях с конденсаторами в силовых цепях отличны от обычных агрегатов, т.к. обратные напряжения на вентилях зависят от тока нагрузки. Расчет зависимос-

ти их максимальной величины от тока нагрузки выполнен на основании соотношений для мгновенных значений. Выбор рабочих значений обратных напряжений на вентилях следует производить не по току номинальной нагрузки, а по величине тока, соответствующей переходу в режим с повторной проводимостью. Для практических расчетов превышение максимального обратного напряжения на вентилях компенсированного режима над естественным в диапазоне рабочих нагрузок может быть принято следующим:

Превышение обратных напряжений на вентилях компенсированного режима над естественным		
q _c	без задержки момента возникновения повторной проводимости	с задержкой момента возникновения повторной проводимости
	шестипульсовые	схемы
1	-	1, 15
2	1,65-1,7	1,8-2,2
3	1,1 -1,25	1,2-1,35
двенадцатипульсовые схемы		
1	-	1,3-1,4
2	1,8-1,9	1,85-1,95
3	1,6-1,7	1,9-2,1
4	1,25	2,0-2,2
6	1,05	1,2-1,4

Наличие графических зависимостей для основных величин, характеризующих рабочий режим, позволило сформулировать общий порядок расчета технических характеристик вентиляльных преобразователей с последовательным включением конденсаторов на токи различных частот. Расчеты выполняются достаточно простым и в то же время практически точным графо-аналитическим способом.

Глава У. ВНЕДРЕНИЕ СХЕМ КОМПЕНСАЦИИ НА ПРОМЫШЛЕННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ АГРЕГАТАХ

Результаты исследований реферируемой работы были использованы при внедрении схем компенсации на промышленных полупроводниковых выпрямительных агрегатах, работающих по нулевой и мостовой схемам. Первые полупроводниковые преобразователи с нулевой схемой выпрямления включены под нагрузку в первом квартале 1970 г на химкомбинате "Капролоктам" и Челябинском электролитном цинковом заводе. Агрегат, установленный на ЧЭЦЗ, был изготовлен по специальному заказу Запорожским заводом "Преобразователь", а агрегаты смонтированные на химкомбинате были переоборудованы из типовых силами предприятия.

Промышленные испытания компенсированного выпрямителя с двукратной частотой тока коммутирующих конденсаторов проводились на ЧЭЦЗ по рекомендации Всесоюзной школы по опыту эксплуатации полупроводниковых преобразовательных агрегатов для электролиза цветных металлов. Для проведения испытаний была создана комиссия из представителей завода "Преобразователь", ЧЭЦЗ и Челябинского политехнического института.

Задача испытаний - экспериментальное исследование первых полупроводниковых компенсированных агрегатов, выполненных по нулевой схеме, с целью определения возможности их широкого практического использования и оценки правильности методики расчета.

Экспериментальное исследование установившегося режима и переходных процессов рабочего характера подтвердило высокую точность принятой методики расчетов и показало, что номинальные данные оборудования соответствуют работе в компенсированном режиме,
($I_{дн} = 11$ кА, $U_{дн} = 800$ В; $\cos \varphi = 0,96$, $k_{эф.} = 3,5$)

Промышленные испытания нулевого полупроводникового выпрямителя с трехкратной частотой токов емкости проводились на химкомбинате "Капролоктам". Так как такая схема требует изменения длительности анодных токов до $\lambda_a = 1/3$, то основной задачей при эксперименте было исследование теплового режима работы трансформатора

и вентилях. Интенсивность охлаждения трансформатора увеличена за счет установки вентиляторов принудительного обдува. Испытания показали, что тепловой режим оборудования находится в норме и агрегат может эксплуатироваться с номинальной нагрузкой ($I_{дн} = 6 \text{ кА}$, $U_{дн} = 500 \text{ В}$, $\cos \varphi = 1,0$, $k_{зф} = 3$).

Опыт четырехлетней эксплуатации нулевых полупроводниковых компенсированных выпрямителей показал, что их надежность не ниже чем у обычных агрегатов.

Первый мостовой полупроводниковый компенсированный агрегат принят в эксплуатацию на химкомбинате "Капролоктам" в декабре 1973 г. Агрегат выполнен на базе типового четырехмостового выпрямителя ВАК-25000/450. На агрегате смонтировано совмещенное коммутирующее устройство с двухкратной частотой токов в емкости. Пуско-наладочные испытания показали, что агрегат имеет хорошие технические показатели ($I_{дн} = 25 \text{ кА}$, $U_{дн} = 450 \text{ В}$, $\cos \varphi = 0,92$, $k_{зф} = 2,5$) и номинальные данные оборудования соответствуют условиям работы в компенсированном режиме.

Результаты работы и накопленный опыт внедрений использованы при разработке, по договору с запорожским заводом "Преобразователь", технических условий для изготовления типовых компенсированных агрегатов с нулевой и мостовой схемами выпрямления.

В В В О Д Ы

1. Применение конечного преобразования Фурье значительно упрощает исследование общих свойств многофазных преобразователей с конденсаторами в силовых цепях и позволяет анализ электромагнитных процессов в них производить в общем виде.

2. Многофазный компенсированный преобразователь полностью характеризуется $m/2$ (при четном m) или $m-1/2$ (при нечетном m) индуктивными, $m/2$ или $m-1/2$ емкостными параметрами и выпрямленным током.

3. Анализируя состав "симметричных составляющих" в вентильных токах и условия исключения определенных последовательностей,

можно установить все возможные схемы m - фазного преобразователя и способы включения в их силовые цепи конденсаторов.

4. Все схемы симметричных вентильных преобразователей с последовательным включением конденсаторов на "симметричные составляющие" вентильных токов описываются единообразными дифференциальными уравнениями с идентичными граничными условиями.

5. Соотношения, полученные в работе как для интегральных величин, так и для мгновенных значений, имеют общий характер и могут использоваться для расчета любых схем такого типа, включая и схемы с несколькими коммутлирующими устройствами.

6. Полный гармонический анализ токов и напряжений компенсированных преобразователей выполняется на основе расчета гармонического состава вентильных токов и выпрямленного напряжения по соотношениям, полученным в общем виде.

7. В большинстве аналитических соотношений особенности схемы учитываются обобщенным схемным параметром $\frac{2\pi I_{0x}}{m \cdot X_c}$.

Все схемы могут быть разбиты на группы эквивалентных схем. Критерием эквивалентности схем является величина $\frac{2\pi I_{0x}}{m X_c}$ и длительность вентильных токов λ_0 .

8. Наличие единых аналитических соотношений для любых многофазных вентильных преобразователей с конденсаторами в силовых цепях позволяет иметь номограммы, на базе которых расчет технических характеристик выполняется достаточно простым графо-аналитическим способом.

9. Результаты исследований использованы в расчетах промышленных установок и разработках технических условий для типовых компенсированных преобразователей.

Опыт эксплуатации полностью подтвердил теоретические выводы и принятую инженерную методику расчетов. Результаты работы могут быть полезны при дальнейших исследованиях в области вентильных преобразователей с последовательным включением конденсаторов на составляющие вентильных токов.

Основные результаты исследований доложены:

1. На Всесоюзной школе по обмену опытом эксплуатации полупроводниковых преобразовательных агрегатов для электролиза цветных металлов, г. Усть-Каменогорск, 1968 г.

2. На IV Всесоюзной межвузовской конференции по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей и систем, г. Ташкент, 1971 г.

3. На научно-технических конференциях Челябинского политехнического института им. Ленинского комсомола в 1968-1973 гг.

По теме диссертации опубликованы следующие работы:

1. Баев А.В., Волков Ю.К., Корнеев В.Я., Ченчик М.Ф. Компенсация реактивной энергии на преобразовательных подстанциях. Материалы Всесоюзной школы по опыту эксплуатации полупроводниковых преобразовательных агрегатов для электролиза цветных металлов. "Цветметинформация", М., 1969.

2. Баев А.В., Хохлов Ю.И., Ченчик М.Ф. Регулирование выпрямленного напряжения компенсационных выпрямителей. В сб. Автоматизация энергосистем и энергоустановок промышленных предприятий, выпуск № 80, ЧПИ, Челябинск, 1970.

3. Борисова И.А., Корнеев В.Я., Моторин М.И., Ченчик М.Ф. Применение метода симметричных составляющих к исследованию многофазных вентильных преобразователей. В сб. Автоматизация энергосистем и энергоустановок, выпуск № 110, ЧПИ, Челябинск, 1972.

4. Борисова И.А., Корнеев В.Я., Моторин М.И., Ченчик М.Ф. Анализ электромагнитных процессов в многофазных вентильных преобразователях с реактивными параметрами с применением метода симметричных составляющих. В сб. Автоматизация энергосистем и энергоустановок, выпуск № 110, ЧПИ, Челябинск, 1972.

5. Борисова И.А., Галагура Б.Т., Корнеев В.Я., Моторин М.И., Ченчик М.Ф. Гармонический анализ токов и напряжений многофазных компенсированных преобразователей. В сб. Автоматизация энергосистем и энергоустановок промышленных предприятий, выпуск № 122, ЧПИ, Челябинск, 1973.

6. Борисова И.А., Корнеев В.Л., Ченчик М.Ф. Анализ условий работы вентиля мощных полупроводниковых компенсированных преобразователей в общем виде. В сб. Автоматизация энергосистем и энергоустановок промышленных предприятий, выпуск № 122, ЧПИ, Челябинск, 1973.

7. Волков Ю.К., Ченчик М.Ф. Особенности расчета компенсационного преобразователя на полупроводниковых неуправляемых вентилях. В сб. Вентильные преобразователи в энергетических установках, выпуск № 70, ЧПИ, Челябинск, 1970.

8. Волков Ю.К., Ченчик М.Ф. Промышленное испытание полупроводникового компенсированного выпрямителя. В сб. Автоматизация энергосистем и энергоустановок промышленных предприятий, выпуск № 95, ЧПИ, Челябинск, 1971.

9. Корнеев В.Я., Моторин М.И., Ченчик М.Ф. Схемный параметр компенсационного шестипульсового преобразователя. Материалы XXIII научно-технической конференции Челябинского политехнического института, Челябинск, 1971.

10. Корнеев В.Я., Моторин М.И., Ченчик М.Ф. Анализ установившихся электромагнитных процессов в шестипульсовых преобразователях с индуктивными и емкостными параметрами. В сб. Автоматизация энергосистем и энергоустановок промышленных предприятий, выпуск № 95, ЧПИ, Челябинск, 1971.

11. Корнеев В.Я., Ченчик М.Ф. Совместная работа компенсированных и обычных вентильных преобразователей. В сб. Автоматизация энергосистем и энергоустановок промышленных предприятий, выпуск № 95, ЧПИ, Челябинск, 1971.

12. Корнеев В.Я., Ченчик М.Ф. Анализ установившихся режимов многофазных вентильных преобразователей с помощью симметричных составляющих. Тезисы IV Всесоюзной межвузовской конференции по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей и систем, Ташкент, 1971.

13. Ченчик М.Ф. О методике анализа комбинированных преобразователей. Материалы XXII научно-технической конференции Челябинского политехнического института, Челябинск, 1971.

14. Повышение коэффициента мощности преобразовательных подстанций химкомбината "Капролоктам". Отчеты по НИР, ЧПИ, тема 68/42. Номер государственной регистрации 68022302, инв. номера Б000054, Б037734, Б087227, В129899 (ответственный исполнитель).

15. Разработка оптимальных схемных вариантов и методики расчета компенсированных выпрямителей для типовых преобразовательных подстанций. Отчеты по НИР, ЧПИ, тема 71/123. Номер государственной регистрации 72000155, инв. номера В153815, В196589 (ответственный исполнитель).

Чепчик Михаил Филиппович

ИССЛЕДОВАНИЕ ОСНОВНОГО РАБОЧЕГО РЕЖИМА
МНОГОФАЗНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ
С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ КОНДЕНСАТОРОВ
НА ТОКИ РАЗЛИЧНЫХ ЧАСТОТ

Техн. редактор Т. А. Пашевина

ФБ03056. Подписано к печати 29/1-74 г. Слано в печать 29/1-74 г.
Формат бумаги 60x90 1/16. Объем 1,75 п. л. Отпечатано на ротапринте
ЧПИ. Тираж 120 экз. Заказ № 65/162.