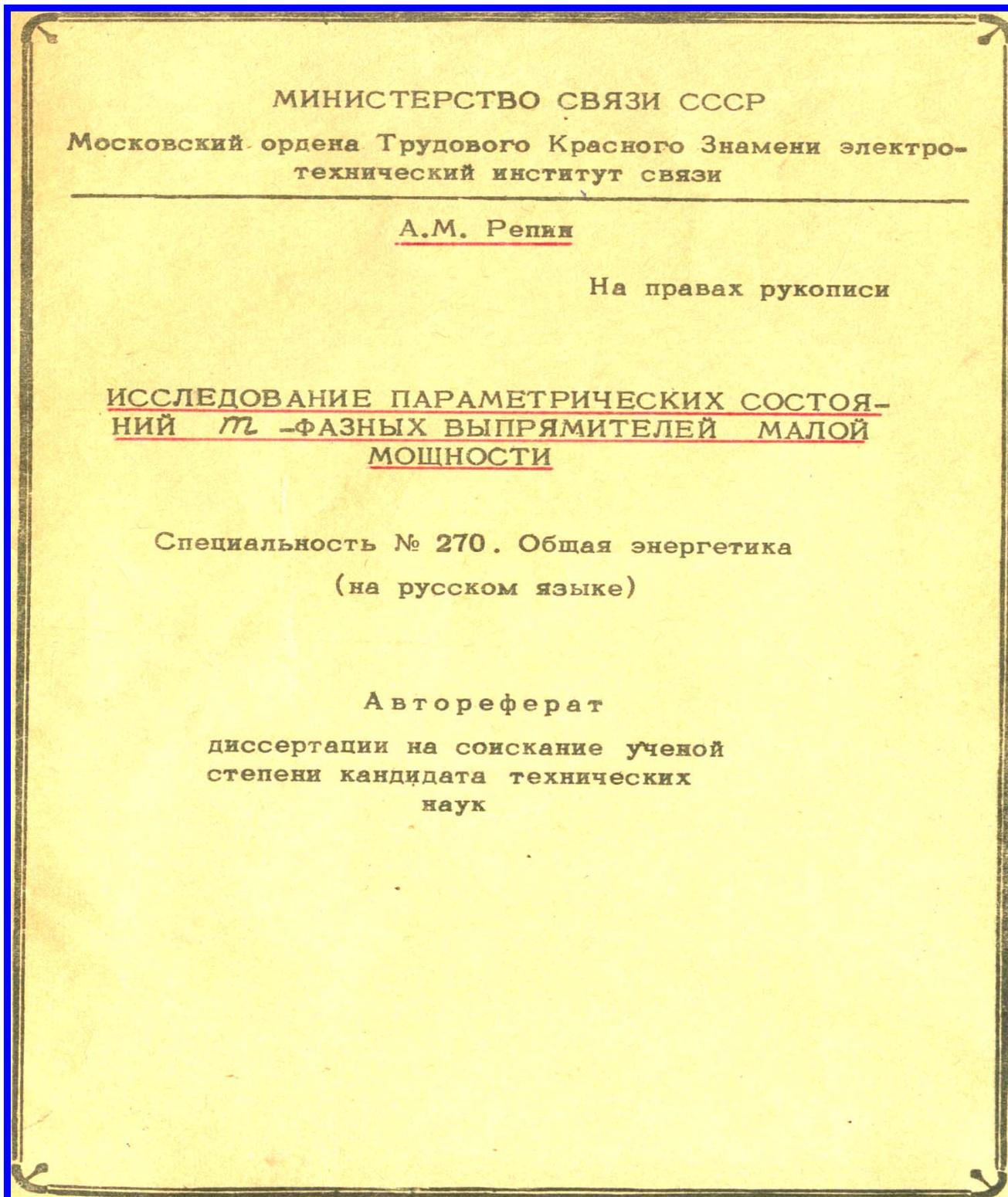


С благодарностью В.Н. Аксёнову, И.И. Белопольскому, Э.Л. Блоху, А.А. Булгакову, Р.М. Горбовицкому, Л.А. Жекулину, В.М. Лаврову, Л.Р. Нейману, А.А. Пирогову, П.Н. Поповичу, Л.И. Родионовой, К.П. Собинову,

Repin Arkadiy M. Parametric conditions of the m -phase rectifiers / Abstract of PhD thesis
А. М. Репин. Параметрические состояния m -фазных выпрямителей.

Впервые в электронной версии (в виде скан-копии) приводится автореферат кандидатской диссертации автора 1971 г. По вводной части, главе 1 см. публикации в НЭА, URL: <http://econf.rae.ru/article/6861>, .. [article/6862](http://econf.rae.ru/article/6862). Защите её предшествовала напряжённая обстановка. Продлившаяся и после защиты.



МИНИСТЕРСТВО СВЯЗИ СССР

Московский ордена Трудового Красного Знамени электро-
технический институт связи

А.М. Репин

На правах рукописи

*просить на печать
Арх. арх.
Репин
15.11.71*

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ СОСТОЯ-
НИЙ m -ФАЗНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ МАЛОЙ
МОЩНОСТИ

Специальность № 270. Общая энергетика

(на русском языке)

Автореферат

диссертации на соискание ученой
степени кандидата технических
наук

Редакционно-издательский отдел ВЗЭС
Москва 1971

Работа выполнена в Московском ордена Трудового Красного
Знамени электротехническом институте связи

Официальные оппоненты: доктор технических наук,
профессор АКСЕНОВ В.Н.
кандидат технических наук
БЕЛОПОЛЬСКИЙ И.И.

Ведущее предприятие указано в решении Учёного Совета

Автореферат разослан " " _____ 197 1 г.

Защита диссертации состоится " " _____ 197 1 г.
на заседании Объединённого Совета факультетов МЭС и АЭС.

Адрес: г.Москва, Е-24, Авиамоторная ул, д.8-а.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке института.

Учёный секретарь
Объединённого Совета, к.т.н.,
доцент

(Н.Баева)

Актуальность работы и цель.

За последнее время у нас в стране и за рубежом особое значение приобрела микроэлектроника. Твердотельные схемы, схемы с туннельными диодами и другие потребовали создания источников вторичного питания с низким уровнем напряжений до долей вольта. Практика дала ряд схем источников питания, основанных на использовании общих принципов m -фазного ($m = 3, 6, 12, 18, 24 \dots$) выпрямления и новых схем стабилизаторов. Специфика их работы привела к выделению таких источников в особую категорию - маломощных источников низких и ультранизких напряжений (источников НН и УНН).

В настоящее время инженерные методы их расчёта, необходимые разработчикам, практически отсутствуют. Важным для практики является знание о состояниях источников при изменении схемных параметров в широких пределах (о параметрических состояниях), в частности, при изменении нагрузки от холостого хода до короткого замыкания. В связи с широким внедрением микромодульной техники в различные области народного хозяйства исследование параметрических состояний выпрямителей малой мощности, как одних из неотъемлемых и ответственных узлов радиоаппаратуры, устройств связи и других приборов, имеет важное практическое значение.

В реферируемой работе исследуются параметрические состояния m -фазных выпрямителей малой мощности при учёте нелинейности характеристик вентиляей, различных видов нагрузки и внутренних сопротивлений. Задачи решаются в направлении возможных обобщений, создания методов анализа и инженерных методик расчёта. Решения базируются на результатах, достигнутых в трудах М.Демонтовича, М.П.Костенко, Л.Р.Неймана, И.Д.Каганова, Б.П.Терентьева, В.Н.Аксёнова и других советских и зарубежных учёных, создавших фундаментальные основы общей теории преобразования энергии.

Содержание.

Диссертационная работа содержит введение, пять глав, заключение, приложение и список литературы.

В в в е д е н и и изложены состояние и общая постановка задачи, цель и содержание работы. Показано, что за счёт существенного влияния внутренних активных сопротивлений, присущего для источников питания микроэлектронной аппаратуры, m -фазные схемы работают в глубоких (κ -го порядка) коммутационных режимах, когда в работе попеременно участвует то V , то $V^{-1} = V - I$ внутренних ветвей (фаз трансформатора, вентиля и пр.). Получение результата в общем виде для любого κ -го коммутационного состояния схемы с любым числом фаз является актуальной задачей и имеет научный и практический интерес. Единственная попытка решить подобную задачу без учета активных сопротивлений была предпринята М.Демонтевиэ (M. Demontevigrier) еще в 1924 году, который вместе с тем подчеркнул, что "присутствие омического сопротивления вносит в расчёт непреодолимые затруднения".

Между тем оказывается, что для рассматриваемых в диссертации классов схем такое решение выполнимо.

П е р в а я г л а в а посвящена исходным предпосылкам и методам анализа. Приводятся положения и понятия, используемые в работе. Даются определения основным состояниям m -фазных схем, для краткости обозначенным как $P \subset Z$, $P \subset X$, $P \subset H$, что соответствует режимам прерывистых выходных токов (когда внутри интервала повторяемости процессов имеется хотя бы один подынтервал, в котором все вентили закрыты), коммутационным режимам (когда имеются подынтервалы, в которых одновременно работает две или более внутренних ветвей) и режимам, когда в любой момент времени в работе участвует только одна внутренняя ветвь (не коммутационные и не режимы прерывистых токов). Указаны их отличительные признаки. В отличие от состояний $P \subset H$, которые могут быть только одного вида, состояний $P \subset X$ может быть множество. Максимально возможное число κ_x коммутационных режимов для схем с активными потерями, при учёте напряжения смещения вентиля E_s и при любом виде нагрузки определяется выражением, соответствующим режиму глухого короткого замыкания выходных каналов выпрямителя,

$$K_x = \begin{cases} K_\varepsilon & \leftarrow \cos K_\varepsilon \theta > \varepsilon > \cos K^* \theta \\ K_\varepsilon^- & \leftarrow \cos K_\varepsilon \theta = \varepsilon \end{cases}, \quad (1)$$

где угол $\theta = \pi/m$; знаки \pm без цифр наверху соответствуют величинам на единицу больше или меньше исходной; число K_ε соответствует такому, когда удовлетворяется указанное неравенство; $\varepsilon = E_s / S_\alpha$; S_α - амплитуда синусоидальной э.д.с. Для относительно высоковольтных схем ($\varepsilon \approx 0$)

$$K_{xx} = \frac{1}{2} \left\{ m - \frac{1}{2} [(-1)^m + 3] \right\} \leftarrow m \geq 2. \quad (2)$$

Зная, что $V = K^*$, легко найти число ветвей, участвующих в коммутации.

Изложена сущность методов относительных, операторных и коммутационных эквивалентов. Первые два из них, относящиеся к решениям задач соответственно в области вещественного и комплексного переменного, основаны на известном приёме приведения именованных величин к базисам или к основаниям, что иногда выполняется лишь на этапе некоторых промежуточных выкладок. В работе используется приведение к основаниям самих схем, подлежащих анализу. Преобразованная схема является относительным эквивалентом своего оригинала. Так что в приведенных (или относительных, безразмерных) единицах осуществляется всё исследование, включая построение схемы анализа, составление исходных уравнений, получение исходной и других переменных (токов, напряжений и пр.), нахождение интегральных, алгебраических и других расчётных величин, необходимых при проектировании, составление программы и решение на ЭВМ, построение расчётных номограмм и другие этапы исследования, вплоть до разработки инженерной методики расчёта, относящейся уже к задаче синтеза. Переход к именованным величинам (амперы, вольты и пр.) осуществляется лишь в конце этапа проектирования при расчёте трансформатора и выборе вентиля для конкретно (т.е. при данном m) рассчитываемой схемы. Это приводит к целому ряду удобств и упрощений и позволяет получить результаты в общем виде, абстрагируясь от конкретных значений параметров потребителя (мощности, напряжения и пр.).

Сущность приёма коммутационных эквивалентов состоит в том, что мы от разветвлённой многовентильной цепи переходим к одно-контурной линейной цепи с эквивалентно-коммутационными параметрами, что позволяет довольно просто получить решение в общем виде в форме рекуррентных соотношений, пригодных для любого k -го коммутационного состояния m -фазной схемы.

При аналитических решениях применяется операторный метод — преобразование Лапласа. Для перехода от изображения к оригиналам в общем случае используется одна из предложенных модификаций формулы разложения, которая применительно к m -фазному выпрямлению упрощает нахождение реакции $R(v)$ линейной цепи, если известны Лапласовы изображения пассивных и активных воздействий \mathcal{E}_i и структурных коэффициентов $W_{i\mu}$, представляющих собой функции оператора S и записываемых в виде рациональной дроби с полиномами $\chi(S)$ в числителе и $\mathcal{Z}(S)$ в знаменателе.

$$R(v) = \sum_{i=1}^{i_x} \mathcal{E}_i(S) \prod_{\mu=1}^{m_x} W_{i\mu}(S) \subset R_y(v) + R_n(v), \quad (3)$$

$$R_y(v) = \sum_{i=1}^{i_x} \sum_{\nu_i=1}^{\nu_{ix}} A_{i\nu_i} e^{S_{\nu_i} v}; \quad R_n(v) = \sum_{i=1}^{i_x} \sum_{\mu \neq i}^{m_x} \sum_{\nu_\mu=1}^{\nu_{m_x}} A_{\mu\nu_\mu} e^{S_{\nu_\mu} v}, \quad (4)$$

$$A_{i\nu_i} = \mathcal{Z}_{\mathcal{E}_i}(S_{\nu_i}) \left[\prod_{\mu=1}^{m_x} W_{i\mu}(S_{\nu_i}) \right] / \mathcal{Z}'_{\mathcal{E}_i}(S_{\nu_i}) = f(S_{\nu_i}), \quad (5)$$

$$A_{\mu\nu_\mu} = \mathcal{E}_i(S_{\nu_\mu}) \mathcal{Z}_{W_{i\mu}}(S_{\nu_\mu}) \left[\prod_{\substack{\mu=1 \\ \mu \neq \mu}}^{m_x} W_{i\mu}(S_{\nu_\mu}) \right] / \mathcal{Z}'_{W_{i\mu}}(S_{\nu_\mu}) = f(i, S_{\nu_\mu}), \quad (6)$$

где ν_i , ν_μ — индексы полюсов \mathcal{E}_i и $W_{i\mu}$; $R_y(v)$, $R_n(v)$ — установившаяся и переходная части непрерывной реакции цепи, а один штрих наверху означает взятие первой по S производной от знаменателя соответствующей дробно-рациональной функции.

Записанная в общем виде формула (3) охватывает целый ряд частных случаев, касающихся как непрерывной, так и импульсной реакции линейной диссипативной цепи общего ν_x -го порядка

m -фазного неуправляемого и управляемого выпрямителя при его работе в любом как во внекоммутационном, так и k -го порядка коммутационном режимах. Получаемые при этом результаты не содержат по отношению к формуле разложения принципиальной новизны и могут быть получены в большом количестве. Часть из них приведена в главе. В частности, показано, что реакция цепи на импульсные периодические воздействия содержит в L -м периоде три составляющих:

1) непрерывную реакцию, определяемую при нулевых начальных условиях;

2) непрерывно-импульсную реакцию, обусловленную ненулевыми начальными условиями, общими для всего переходного импульсного состояния;

3) непрерывно-импульсную реакцию, обусловленную местными начальными условиями (в момент вступления L -го импульса), т.е. запасом энергий в реактивностях, приобретённых от действия пачки прошедших $(L-1)$ импульсов данного источника.

Результат по реакции цепи на периодические импульсные воздействия получен в форме конечного числа алгебраических членов (в явном замкнутом виде). Указанный приём назван методом эквивалентных реакций. Для удобства пользования получен ряд изображений пачек текущего числа импульсов, отражающих характерные для выпрямителей сигналы.

Изложенные методы позволяют кратчайшим путём и в удобной и наглядной форме исследовать различные состояния m -фазных выпрямителей.

Во второй главе подробно исследуются параметрические состояния m -фазных схем без потерь с комплексной нагрузкой индуктивного характера при работе в чисто выпрямительном и управляемом режимах, а также режимах от холостого хода до короткого замыкания и при изменении катодной индуктивности от нуля до бесконечности.

Наибольшее внимание уделено физике процессов — одному из важнейших и проблемных вопросов при современных представлениях в теории и технике преобразования. Получены все необходимые выражения переменных и уравнения углов, осуществлён их анализ.

Определены амплитудные значения токов вентиля, фазы и нагрузки и напряжения на катодном дросселе. Показано, что на основе уравнений методики "припасовывания" легко доказывается положение о равенстве нулю среднего значения напряжения на дросселе в установившемся импульсном режиме. Это приводит к выводу, что катодная индуктивность не влияет на среднее значение тока полезной нагрузки, которое поэтому может быть определено как при работе на чисто активную нагрузку. Напряжение на индуктивности, будучи знакопеременным, отстает от ф.э.д.с. по нулевым значениям с положительной производной и опережает её по экстремальному значению и по нулевым значениям с отрицательной производной в отличие от непрерывного режима работы, когда это напряжение, как известно, опережает приложенную э.д.с.

Схемы рассматриваемого класса находятся в состоянии $P < H$ с присущими ему особенностями — схемы работают только в этом режиме независимо от схемных параметров, а также от рассмотрения временных или параметрических, установившихся или переходных процессов; в работе участвует только одна внутренняя ветвь в любой момент времени; вентили вступают в работу поочередно; длительность их открытого состояния равна длительности импульсов воздействия на нагрузку (периоду "огивающей" ф.э.д.с.). Индуктивность не влияет на форму и величину пульсации выходного напряжения и на время работы вентиля и фаз трансформатора.

Получены параметрические (частотные, нагрузочные и текущие относительные) характеристики. Определены расчётные величины: средние и действующие значения токов и напряжений элементов схем, пульсации напряжения (тока) полезной нагрузки, обратное напряжение на вентиле, полезная мощность и другие.

Форма обратного напряжения — важного параметра при определении прочностных свойств вентиля и находимого обычно по отдельным интервалам времени и для каждой схемы — и его амплитуда, необходимая при выборе вентиля, определены графически и аналитически в общем и простом виде, пригодном для любой m -фазной схемы и любого μ -го интервала,

$$U_{обр} = -2 \sin \mu \theta \sin [\nu - (\mu - 1) \theta]; \quad U_{обр} = 2 \cos \left[\frac{(-1)^m - 1}{4} \theta \right], \quad (7)$$

$$\mu = 1, 2, \dots, \mu_x; \quad \mu_x = \frac{1}{2} \left\{ m + \frac{1}{2} [(-1)^m - 1] \right\}.$$

Построены расчётные номограммы по результатам решений на ЭВМ "Наири" трансцендентных уравнений и расчётных соотношений. Использован предложенный встречно-линейный масштаб, когда бесконечные значения величин переходят в нули их инверсных аналогов, что удобнее чем логарифмический (нелинейный) масштаб. Аргументом служат обобщенные параметры цепи нагрузки (декремент и постоянная времени).

Результаты рассмотренных частных случаев (при $L = 0, \infty$) совпадают с известными. Определены границы справедливости упрощенной теории, основанной на условии $L \rightarrow \infty$.

Осуществлено сравнение с результатами, полученными автором при ёмкостном характере нагрузки с конечной ёмкостью фильтра.

Для удобства практического пользования найдены упрощенные соотношения. Для этого использован предложенный приём по линеаризации нелинейных зависимостей с помощью интерполяционных формул, идея которых вытекает из интерполяционного полинома Лагранжа. Это позволило предложить простой способ и найти простую линейную формулу для определения пульсаций в полезной нагрузке — этого важного параметра, характеризующего качество работы выпрямителя и являющегося при точном решении не только нелинейной, но и неявной функцией схемных параметров. Если пульсация задана, то для определения индуктивности фильтра, достаточной для её обеспечения, получено

$$L = a_m TR / \Delta \bar{U} \quad (8)$$

где

- $\Delta \bar{U}$ — пульсация, трактуемая как относительный размах колебания тока нагрузки,
 a_m — числовой коэффициент, зависящий от числа m импульсов воздействия на нагрузку за период T изменения э.д.с.

В отличие от используемых на практике формула (8) соответствует физическому смыслу и вполне определённо отражает связь между индуктивностью и пульсацией, проста, удобна для практического применения и даёт хорошую точность в широком диапазоне

схемных параметров (при $1 \leq g = \frac{\omega L}{R} \leq \infty$ для $m \geq 2$).

Приведена простая методика инженерного расчёта рассмотренного класса схем.

Аналогичные результаты получены для управляемых выпрямителей, из которых при угле управления, равном нулю, предыдущие результаты получаются как частные. Установлены режимы, именуемые критическими, граничными и промежуточными, даны им соответствующие соотношения схемных параметров и зоны работы. Условие нулевой критичности, определяющее переход в режим $P < 3$.

$$\operatorname{tg}(\alpha_{кр} - \varphi) = \operatorname{ctg} \theta \operatorname{th}(\theta \delta_{кр}); \quad (0 \leq \varphi \leq \pi/2 \rightarrow \pi/2 - \theta \leq \alpha_{кр} \leq \pi/2) \quad (9)$$

даёт связь между критическими значениями пяти реальных параметров α , R , ω , m , L , сведённую к двум (для данного m) параметрам - углу управления α и обобщённому декременту цепи нагрузки $\delta = \operatorname{ctg} \varphi = R/\omega L$. Тип режима определяется согласно правилу

$$\alpha \leq \alpha_{кр} \rightarrow P < H; \quad \alpha > \alpha_{кр} \rightarrow P < 3. \quad (10)$$

Результаты главы, касающиеся не единичных схемных решений, а их совокупности в m -фазном исполнении, имея и самостоятельное значение, создают информационные предпосылки для исследования более сложных случаев.

Третья глава посвящена детальному исследованию параметрических состояний m -фазных схем с активными потерями, нагрузкой активного и индуктивного характера, при учёте характеристик вентилях (режимы от холостого хода до короткого замыкания).

Заменив реальную характеристику вентиля смещённой двухлинейной и допуская далее обычные при анализе выпрямителей условия, получена схема замещения m -фазного выпрямителя. Воспользовавшись идеей метода относительных эквивалентов (ОТЭ) и ключевым представлением вентиля и допуская полную симметрию внутренних ветвей (амплитудную и фазовую симметрию ф.э.д.с. и симметрию внутренних сопротивлений и напряжений смещения вентилей), получена схема ОТЭ. Найдя по теореме Эйлера-Листинга

число независимых контуров и воздействуя на систему контурных уравнений оператором суммы, получен коммутационный эквивалент схемы для k -го подынтервала коммутации. Определены его эквивалентно-коммутационные параметры. На основе формулы разложения (3) для случая активной нагрузки найдена исходная переменная, в качестве которой выбран выпрямленный ток. Определены остальные переменные (напряжения на нагрузке и на внутренних сопротивлениях, токи вентилей и фаз).

На основе уравнения непрерывности (одного из системы уравнений методики "припасовывания") получена в явном и простом виде связь угла коммутации $\gamma = 2\varphi$ со схемными параметрами для k -го подынтервала коммутации

$$N_{(k)} = N_{(k)0} [1 - \varepsilon \text{SC}(\kappa\theta + \varphi_k)] \quad , \quad (k=1, 2, \dots, k_x) \quad (\text{II})$$

где $N_{(k)0}^{-1} = y_{(k)0}^- - \kappa$; $y_{(k)0}^- = \sin \kappa\theta \cos(\theta - \varphi_k) / \sin \theta \cos(\kappa\theta + \varphi_k)$,

$N = R/z$ - приведенное сопротивление нагрузки R ,
 z - внутреннее сопротивление, а индекс ноль соответствует случаю $\varepsilon = 0$.

Найдены все соотношения, необходимые для расчёта схем: средние и действующие значения токов и напряжений нагрузки, вентилей и фаз; пульсации, обратное напряжение, мощности потерь, коэффициенты форм токов и использования вторичных обмоток трансформатора и другие. В частности, действующее значение напряжения вторичной обмотки получено в виде (в безразмерных единицах)

$$U_\phi = \sqrt{\frac{1}{2} + n_{\text{тр}} \left(\frac{1}{2\mathcal{L}} D_\phi(\kappa) + n_{\text{тр}} J_B^2(z) \right)} \quad , \quad (\text{I2})$$

где $n_{\text{тр}} = z_{\text{тр}}/z$;

$$D_\phi(\kappa) = y^{-1} (S_\alpha^{(\kappa)})^2 (2\varphi + \sin 2\varphi) + (y^-)^{-1} (S_\alpha^{(\kappa^-)})^2 [2(\theta - \varphi) + \sin 2(\theta - \varphi)] - 2(\kappa\theta + \varphi) - \sin 2(\kappa\theta + \varphi) + \varepsilon 2n [y^{-1} S_\alpha^{(\kappa)} \sin \varphi + (y^-)^{-1} S_\alpha^{(\kappa^-)} \sin(\theta - \varphi)] ,$$

$J_B(z)$ - действующее значение тока вентилей в приведенных к основанию единицах. Индекс z соответствует тому, что в каче-

стве основания для сопротивлений выбрано внутреннее сопротивление. При $z_{np} = 0$ величина $U_{\phi} = 0,707I$, что иногда используется независимо от сопротивления фазы трансформатора.

Обратное напряжение на вентиле в точках минимумов напряжения на нагрузке

$$U_{обр\nu} = 2 \sin[(\kappa + \nu)\theta + \frac{1}{2}(\delta - \delta)] \sin[\nu\theta - \frac{1}{2}(\delta + \delta)] - \varepsilon, \quad (13)$$

$$\nu = 0, 1, \dots, \nu_x; \nu_x = \frac{1}{2} \left\{ m - \kappa + \frac{1}{2} [(-1)^m + (-1)^\kappa] \right\} = f(m, \kappa),$$

где для каждого значения ν , соответствующего двум смежным точкам, вначале берутся верхние знаки в выражении (13), затем нижние. Мощность потерь на вентиле по прямому току

$$P_{в.пр(z)} = r_{np} I_{B(z)}^2 + \varepsilon I_{B(z)}, \quad (14)$$

где $r_{np} = z_{np} / z$; $I_{B(z)}$ - среднее значение тока вентиля.

Коэффициент относительной мощности потерь выпрямителя, определяющий отношение мощности потерь к полезной мощности,

$$\xi = \frac{r_{np}}{I_{(z)}^2} (I_{B(z)}^2 + \varepsilon I_{B(z)}), \quad (15)$$

где $r = z/R$, $I_{(z)}$ - действующее значение тока нагрузки.

По полученным соотношениям построены параметрические, нагрузочные, текущие относительные и внешние характеристики. Решения осуществлены на ЭВМ "Минск-22" на основе аналитической программы, составленной автором, и при использовании стандартных машинных программ для $m = 3, 6, 12, 18, 24$; $\varepsilon = 0 \div \cos \theta$; $\kappa = 1 \div \kappa_2$; $r = 0 \div \infty$ (т.е. от холостого хода до короткого замыкания). Шаги итераций: $\Delta \varepsilon = 0,1$; $\Delta r = 0,1$ при $r = 0 \div 1$ и $\Delta N = 0,1$ при $N = 1 \div 0$; $\Delta \kappa = 1$; $\Delta \delta = 5^\circ$.

В связи с неопределенностью машинных решений для предельных режимов (холостого хода и короткого замыкания) численные значения расчётных величин после раскрытия неопределенности получены с помощью счётной машины *Soemtzon*.

Осуществлена обработка машинных решений.

Построены оптимальные (в смысле удобства пользования) расчётные номограммы. Приведена сравнительно простая инженерная методика расчёта.

Вскрыты принципиальные особенности работы m -фазных схем при учёте активных потерь, активной нагрузки и напряжения смещения вентиля (схем класса $\geq RE_3$). Обнаружено, что при изменении приведенного сопротивления нагрузки изменение величины пульсации носит колеблющийся (пульсирующий) характер. Выявлены и разобраны граничные и критические режимы k -го порядка. Условие k -й критичности, определяющей переход от k -го в k^+ -й коммутационный режим, получено в явном и простом виде

$$N_{кр}(k) = N_{кр(k)0} (1 - \varepsilon \sin k^+ \theta); \quad N_{кр(k)0}^{-1} = \operatorname{tg} k^+ \theta \operatorname{ctg} \theta - k^+. \quad (16)$$

При этом частота пульсаций в m раз больше частоты э.д.с., а их значения — максимальны. Последнее является недостатком критических режимов.

Особенностью и важным достоинством граничных режимов является удвоение частоты и минимумы величины пульсации по сравнению со всеми другими режимами. Это позволяет в ряде случаев обойтись без фильтра или значительно уменьшить его. Последнее приобретает важное значение в свете возрастающих требований к габаритно-весовым показателям источников электропитания полупроводниковой, в частности, микроэлектронной аппаратуры. Условие существования граничных режимов:

$$N_{гр}(k) = N_{гр(k)0} \left(1 - \varepsilon \cos \frac{1}{2} \theta / \cos \frac{2k+1}{2} \theta \right), \quad (16')$$

где $N_{гр(k)0}^{-1} = \alpha_k - k$; $\alpha_k = \sin k \theta / 2 \sin \frac{1}{2} \theta \cos \frac{2k+1}{2} \theta$.

Граничные значения угла коммутации

$$\frac{\cos(\theta - \gamma_{гр,k}) - \varepsilon k \sin \theta / \sin k \theta}{1 - \varepsilon k \sin \theta / \sin k \theta} = \frac{\cos \gamma_{гр,k} - \varepsilon k^+ \sin \theta / \sin k^+ \theta}{1 - \varepsilon k^+ \sin \theta / \sin k^+ \theta}, \quad (17)$$

$$(0 \leq \gamma_{гр,k} \leq \theta \leftarrow k < k_x)$$

Трансцендентные уравнения решены на ЭВМ с использованием программы, составленной на *Fortran'e*.

Определены границы корректности полученных результатов. Они охватывают состояния типа PCK . При работе m -фазных схем в режимах PCK достаточно воспользоваться результатами анализа, полученными для схем при $m = 1, 2$.

Выявлены особенности работы мостовых схем. Рассмотрены коммутационные режимы управляемых выпрямителей, даны зоны их работы и регулировочные характеристики, показана возможность работы при отрицательных углах регулирования, величина которого лежит в пределах $0 \leq |\alpha| \leq (\kappa - 1)\theta + \gamma_k$.

Получены общие соотношения коммутационных эквивалентов, пригодных при любом виде нагрузки. На их основе аналогичным изложенному выше образом исследованы коммутационные состояния κ -го порядка m -фазных схем с активными потерями и нагрузкой индуктивного характера при конечных и бесконечном значениях индуктивности. Связи угловых и схемных параметров получены в явном виде. В частности, для m -фазных схем класса ΣRL_{∞} угол коммутации, его граничные значения и критические значения приведенного сопротивления нагрузки определены в виде:

$$\kappa^* \theta (\kappa N_k)^+ = \frac{1 - T_k \operatorname{tg} \gamma_k}{\operatorname{tg} \gamma_k + T_k} + \gamma_k; (\kappa N_{kp(k-1)0})^+ = 1/\kappa^* \theta T_k, \quad (18)$$

$$(19)$$

$$\sin \gamma_{gp(k)}^+ (\cos \gamma_{gp(k)} - 1) T_k = \frac{1 - \cos \theta}{\sin \theta}; T_k = \frac{(\sin \kappa^* \theta}{\kappa^* \sin \theta} - \cos \kappa \theta) \operatorname{csc} \kappa \theta.$$

Приведены результаты анализа κ -тых коммутационных состояний m -фазных схем при учёте активно-индуктивных сопротивлений внутренних ветвей и в цепи нагрузки (схем класса ΣRL_{∞}). Этот класс охватывает выпрямители малой (при работе на повышенных частотах) и средней мощности.

На примере указанных классов преодолена существующая трудность принципиального характера, когда при допущении катодной индуктивности, равной бесконечности, и использовании методики "присабливания" не удаётся получить в явном виде связи угла коммутации со схемными параметрами.

Показано, что коммутационные состояния схем с активными потерями равнозначны (квазиадекватны) при всех трёх видах нагрузки — активной, индуктивной и ёмкостной. В качестве критерия по оценке квазиадекватности предложено использовать условия критичности состояний. Это позволяет кратчайшим путем осуществить сравнение коммутационных состояний схем различных классов, исключив наиболее трудоёмкие этапы исследования, какими являются: получение производных переменных, их анализ, определение интегральных и других расчётных величин, составление программ и решение на ЭВМ, обработка машинных решений и ряд других этапов.

Если удаётся показать квазиадекватность состояний, достаточно исследовать один из сравниваемых классов схем, наиболее просто анализируемый. Это существенно сокращает объём исследований и даёт основание отнести указанный приём к числу эффективных средств в технике анализа вентилярных преобразователей.

Для производственной практики открываются в этом случае перспективы использования результатов исследования одного класса (например, при активной нагрузке) при разработке схем иного класса (например, с ёмкостной нагрузкой), результаты анализа коммутационных режимов которого в настоящее время отсутствуют.

Ч е т в ё р т а я г л а в а посвящена общим условиям существования основных состояний m -фазных выпрямителей и их графоаналитической реализации для конкретных классов схем. Показано, что после обоснованного выбора исходных предпосылок и должного составления схемы замещения реального устройства важнейшим этапом на пути его исследования является установление состояния схемы при заданных соотношениях параметров её элементов. Определение типа режима считают специальной проблемой, от правильного решения которой зависят все последующие аналитические и физические результаты.

В главе сделана попытка получить общие условия существования режимов $P \in Z$, $P \in K$, $P \in H$ и критических. Их привлечение позволяет в ряде случаев формализовать процедуру исследования схем и предупредить ещё до начала анализа получение аналитических результатов, противоречащих физической сущности явлений. Приведенные условия критичности состояний или их возможная интерпретация способствуют выяснению границ принципиальной

справедливости некоторых известных и вновь создаваемых теорий схем m -фазных вентильных преобразователей различных классов.

На основе таких условий в главе осуществлена графоаналитическая реализация нулевой и k -го порядка критичности для значительного числа классов схем, охватывающих выпрямители малой, средней и большой мощности. При этом учтены: разные виды нагрузок - активная, ёмкостная, индуктивная; различные внутренние сопротивления - активные и (или) индуктивные; синусоидальные и представленные рядом Фурье фазные э.д.с; наличие и отсутствие напряжения смещения вентиля (или противо-э.д.с.); работа в неуправляемом и управляемом режимах. Часть из таких условий приведена в таблице. Результаты, полученные при допущении бесконечности величины первых реактивных элементов нагрузки, относятся и к случаю общей нагрузки, представленной в виде цепи из Г- или П-образных реактивных звеньев - многозвенные фильтры.

С целью оперативной оценки состояний даны рекомендации в удобной для практического использования форме. Показано, в частности, что при определённых соотношениях внутренних сопротивлений и нагрузки схемы с ёмкостной нагрузкой находятся в коммутационных состояниях независимо от величин ёмкости фильтра и внутренних индуктивностей. Известные результаты справедливы без ограничений лишь для режимов РСЗ. В главе получено общее решение, пригодное для любого как внекоммутационного, так и k -го коммутационного режима любой m -фазной схемы при конечных значениях ёмкости и учёте характеристики вентиля.

На основе исходных переменных (с привлечением которых найдены условия критичности) не составляет принципиальных затруднений получить остальные переменные состояний и расчётные соотношения, необходимые для анализа и проектирования многофазных схем указанных в главе классов, и разработать инженерные методы их расчёта подобно выполненному в предыдущих главах.

Следует отметить, что графическую интерпретацию условий критичности как и получение расчётных номограмм удаётся осуществить лишь для простейших случаев, когда число определяющих параметров не превышает трёх. Но, скажем, при несинусоидальной форме фазных э.д.с, представленных в виде ряда $\nu = 1, 2, \dots, \nu_x$ гармонических составляющих, условие уже нулевой критичности

интерпретируется лишь в ν^2 - мерном евклидовом пространстве, что графически реализовать невозможно. Нужны аналитические критерии оценки состояний и электрических показателей схем. Задача синтеза в этом случае становится практически неразрешимой.

Нулевая критичность

№	Класс	Формула критичности	Определяющие параметры	Примечание
1 2	$E_s RL_\infty$ $z E_s RL_\infty$	$E_{кр} = \sin \alpha \operatorname{ctg} \frac{1 - \cos 2\theta}{2\theta - \sin 2\theta}$	ε	$\varepsilon = E_s / S \alpha$
3 4	R YB zR	$\alpha_{кр} = \psi_0 = \frac{\pi(m-2)}{2m}$	α	
5	RL YB	$\alpha_{кр} = \alpha \operatorname{ctg} [\operatorname{ctg} \theta \operatorname{th}(\theta/g_{HL})]_{кр}$, g_{HL}		$g_{HL} = \omega L / R = \operatorname{tg} \psi_{HL}$
6	$z E_s R IIC_\infty$	$E_{кр} = (1+N) \cos \theta - N \theta^{-1} \sin \theta$	ε, N	$N = \pi^{-1} = R/z$
7	$z E_s R IIC$	$e^{-2\theta\delta_0} \frac{\cos \beta \cos(\theta+\beta) + \pi(\cos \theta - \varepsilon)}{\cos \beta \cos(\theta-\beta) + \pi(\cos \theta - \varepsilon)}$	ε, π g_{HC}	$\delta_0 = \operatorname{ctg} \beta = (1+N)g_{HC}$
8	$z R IIC_\infty$	$\pi_{кр,0}^+ = A_{кр} \theta^{-1} \sin \theta$; $A_{кр} = \frac{\sin \theta + \cos \psi_B \sin(\theta - \psi_B)}{[\sin(2\theta - \psi_B) + \sin \psi_B e^{-2\theta\delta_0}] \cos \psi_B}$; $+ \frac{\sin \psi_B \cos(\theta + \psi_B) e^{-2\theta\delta_0}}{[\sin(2\theta - \psi_B) + \sin \psi_B e^{-2\theta\delta_0}] \cos \psi_B}$	π g_B	$g_B = \operatorname{tg} \psi_B = \omega l / z = \delta_B^{-1}$
9	$z E_s R IIC_\infty$	$N_{кр} = N_{кр,0} (1 - \varepsilon \operatorname{csc} \psi_{кр})$ $\psi_{кр} = \operatorname{arctg} B_{кр}$; $B_{кр} = \frac{1 - \cos \psi_B \cos(2\theta - \psi_B) - \sin \psi_B e^{-2\theta\delta_0}}{\sin(2\theta - \psi_B) + \sin \psi_B e^{-2\theta\delta_0}}$	ε N g_B	$g_B = \delta_B^{-1}$
10*	$z R IIC_\infty$ $E \neq S$	$\pi_{кр,0}^+ = \frac{[\sum_{\nu=1}^{\nu_2} \alpha_\nu \cos \psi_\nu \sin \nu \theta]}{[\theta \sum_{\nu=1}^{\nu_2} \alpha_\nu \cos(\nu \theta + \psi_\nu)]}$	π, ν α_ν, ψ_ν	$d_\nu = \frac{S_{0\nu}}{S_{a1}}$
11*	$z E R IIC_\infty$ $E \neq S$	$N_{кр} = N_{кр,0} \left\{ 1 + \varepsilon \left[\sum_{\nu=1}^{\nu_2} \alpha_\nu \cos(\nu \theta + \psi_\nu) \right]^{-1} \right\}$	N, ε, ν α_ν, ψ_ν	$d_1 = 1; \psi_1 = 0$

*) $\delta_\mu = \sum_{\nu=1}^{\nu_2} \alpha_\nu \cos [\nu \theta + \psi_\nu - 2(\mu-1)\theta]$; ($\mu=1, 2, \dots, m; \nu=1, 2, \dots, \nu_2$)

Критичность k -го порядка

№	Класс	Формула критичности	Определяющие параметры	Примечание
1	ΣR	$n_{кр.0(k)} = \operatorname{tg} k^+ \theta \operatorname{ctg} \theta - k^+$	n	$k^+ = k \pm 1$
2	ΣRE_s	$N_{кр(k)} = N_{кр.0(k)} (1 - \varepsilon \operatorname{sc} k^+ \theta)$	N, ε	$N = n^{-1}$
3	$\Sigma RIIC_{\infty}$	$n_{кр.у.0(k)} = \theta^{-1} \operatorname{tg} k^+ \theta - k^+$	n	
4	$\Sigma E_s RIIC_{\infty}$	$N_{кр.у(k)} = N_{кр.у.0(k)} (1 - \varepsilon \operatorname{sc} k^+ \theta)$	N, ε	
5	ΣRL_{∞}	$N_{кр.0(k)} = \frac{1}{k} \left(\frac{1}{k^+ \theta T_k} - 1 \right); T_k = \frac{\sin \pi k^+ \theta - \cos k \theta}{k^+ \sin \theta} \operatorname{csc} k \theta$	N	
6	$\Sigma E_s RL_{\infty}$	$N_{кр(k)} = N_{кр.0(k)} - \varepsilon [T_k k^+ \sin \pi k \theta]^{-1}$	N, ε	
7	ΣRL_{∞}	$N_{кр(1)}^+ = \frac{1}{2\theta} \left[\frac{\cos \psi_1 \sin(\psi_1 + \theta + \psi)}{\cos(\psi_1 + \theta)} + \psi_1 \right]$ $\operatorname{tg} \psi_{кр(1)} = [1 + (\operatorname{tg} \theta - 2 \operatorname{tg} \psi_1) \operatorname{tg} \psi_1] / [3 \operatorname{tg} \psi_1 - \operatorname{tg} \theta]$ $\operatorname{tg} \psi_1 = \frac{\cos \theta + \cos \psi_{\theta} \cos(\theta - \psi_{\theta} + \psi_1) - \sin \psi_{\theta} \sin(\theta + \psi_{\theta}) e^{-\psi_1 \delta_{\theta}}}{\sin \theta + \cos \psi_{\theta} \sin(\theta - \psi_{\theta} + \psi_1) + \sin \psi_{\theta} \cos(\theta - \psi_{\theta}) e^{-\psi_1 \delta_{\theta}}}$ $\psi_{кр.у.1} = \lim_{\delta_{\theta} \rightarrow \infty} \psi_{кр(1)} = \operatorname{arctg} [2 \sin \theta \sin 2\theta / \sin 3\theta]$	N δ_{θ}	$N^+ = N + 1$ $\infty \gg \delta_{\theta} \gg 0$ $2\theta \gg \psi_{кр(1)} \gg \psi_{кр.у.1}$
8	ΣRL_{∞}	$g_{(R)кр(1)} = 2\theta \frac{\sqrt{\sin^2 3\theta + (2 \sin \theta \sin 2\theta)^2} - \sin 3\theta}{\sqrt{\sin^2 3\theta + (2 \sin \theta \sin 2\theta)^2} + \sin 3\theta}$	$g_{(R)}$	$g_{(R)} = \omega e / R$

В пятой главе приведены результаты экспериментальной проверки теоретических исследований. Схемы эксперимента подвергнуты осциллографическому обследованию с помощью двухлучевых осциллографов СІ-І8 и *Osw-2D* и измерениям электрических величин посредством приборов высокой точности. Осуществлена оценка погрешностей приближенных методов расчёта по сравнению с предложенным на основе точных решений.

Экспериментально подтверждены: квазиадекватность коммутационных состояний m -фазных схем с активными потерями при активной и индуктивной нагрузках; критичность параметрических состояний схем с ёмкостной нагрузкой; их работа в коммутационных режимах независимо от величины ёмкости или индуктивности фильтра и внутренних индуктивностей; неравенство интервалов заряда конденсатора фильтра и открытого состояния вентиля; переход конденсатора за время λ от процесса накопления энергии к процессу её отдачи в полезную нагрузку (или обратно) $2K+1$ раз; колеблющийся характер величины пульсации при изменении определяющих параметров; наличие граничных и критических режимов; нелинейный характер внешних характеристик и другие теоретически вскрытые и принципиально важные положения.

Хорошее совпадение результатов теории и эксперимента подтверждает правильность предложенных методов анализа и проектирования схем и даёт основание рекомендовать их для практического использования.

Приложение содержит расчётные номограммы и вывод формулы разложения для случая произведения многих мероморфных функций.

В заключении подведены итоги работы. К основным результатам отнесено следующее:

1. В работе приведены определения основных параметрических состояний многофазных выпрямителей и в аналитической форме найдено максимально возможное число коммутационных режимов работы схем с активными потерями.

2. Приведена сущность приёмов, для определенности именуемых методами относительных и операторных эквивалентов, позволяющих исследовать электрические схемы и цепи, абстрагируясь от конкретных значений их элементов и переменных состояния.

3. Выведена в общем виде формула разложения, позволяющая находить в явном и замкнутом виде оригиналы изображений, представленных в форме произведения мероморфных функций. На её основе получен ряд соотношений по определению непрерывной и импульсной реакцией линейной нагрузки выпрямителей. Для удобства использования метода эквивалентных реакций найдены изображения текущего числа периодической последовательности импульсов характерных для выпрямителей сигналов.

4. На основе указанных методов осуществлено в общем виде полное исследование параметрических состояний многофазных выпрямителей без учёта потерь с комплексной нагрузкой индуктивного характера при их работе в неуправляемом и управляемом режимах и режимах от холостого хода до короткого замыкания. Вскрыты принципиальные особенности их работы, дана инженерная методика расчёта выпрямителей указанного класса. Осуществлено сравнение с результатами, полученными автором для схем с ёмкостной нагрузкой при конечных значениях ёмкости.

5. На основе предложенного метода коммутационных эквивалентов решён ряд практически важных задач по исследованию коммутационных состояний k -го порядка m -фазных выпрямителей малой мощности с конкретной и общего вида нагрузкой.

6. Выявлены принципиальные особенности работы многофазных выпрямителей с активной и индуктивной нагрузками при учёте внутренних активных и индуктивных сопротивлений и характеристики вентиля, получены в рекуррентной форме все необходимые расчётные и параметрические соотношения и номограммы, приведены этапы инженерной методики расчёта схем указанных классов, охватывающей все возможные режимы от холостого хода до короткого замыкания. Показана квазиадекватность коммутационных состояний выпрямителей малой мощности при активной, индуктивной и ёмкостной нагрузках.

7. Приведены необходимые и достаточные условия существования основных параметрических состояний многофазных выпрямителей и для значительного числа классов схем малой, средней и большой мощности осуществлена графоаналитическая реализация условий нулевой и k -го порядка критичности состояний.

8. С целью проверки и подтверждения основных результатов теоретических изысканий поставлен эксперимент. Данные экспериментальных исследований и изложенной теории совпадают. Осциллографическое обследование электромагнитных процессов схем подтвердило достоверность обнаруженных явлений.

Материалы диссертации нашли отражение в следующих работах автора:

1. Переходные процессы в многофазном преобразователе с конечной катодной индуктивностью, НТК МЭИС, 1969. Труды МЭИС, 1970, вып.2.

2. Исследование схемы m -фазного выпрямления при работе на омическую нагрузку с учётом активных сопротивлений элементов схемы. Труды учебных институтов связи, 1969, вып.46 (в соавторстве).

3. Установившиеся процессы в схеме m -фазного выпрямителя при работе на активную нагрузку, мунтированную ёмкость. Труды учебных институтов связи, 1969, вып.47 (в соавторстве).

4. Влияние активного сопротивления трансформатора и вентиля на процессы в схеме m -фазного выпрямления. НТК МЭИС, 1968, Труды МЭИС, 1969, вып.2 (в соавторстве).

5. Установившиеся процессы в схеме m -фазного выпрямителя с управляемыми вентилями, НТК МЭИС, 1969, Труды ВЭИС, 1971 (в соавторстве).

6. К теории и расчету m -фазного выпрямителя при RC -нагрузке. НТК МЭИС, 1967, Труды МЭИС, 1969, вып.2 (в соавторстве)

7. К расчёту исходной переменной импульсного состояния многофазных выпрямителей, сборник докладов 7 НТК ТПИ, изд-во Томского гос.университета, 1971.

P.S. О существенных неожиданностях.

1. Вопреки предположению о возможных отзывах, заключениях, содержащих не объективные замечания (вследствие неожиданно негативной позиции т.н. "научного руководителя" на предзащите диссертации и после), ни одного такого отзыва не было. Более того, поступили позитивные заключения от организаций АН СССР. Что, как было сказано соискателю учёной степени, впервые за время защиты диссертаций по данной кафедре.

2. Также вопреки ожиданию возможного (в знак солидарности двух заведующих смежными по дисциплине кафедрами одноотраслевых ВУЗов – очного и заочного) негативного заключения основного официального оппонента, д.т.н., проф. Аксёнова В.Н., Владимир Николаевич вдруг закончил свою оценку следующим (не дословно) резюме. Представленная диссертация – фактически докторская. Лишь формальности не позволяют нам принять решение о присвоении следующей учёной степени без наличия предыдущей. Но принятие его вполне возможно после положительного решения ВАК по данной квалификационной работе и при переоформлении её в соответствии с требованиями ВАК к докторским диссертациям.

3. Позднее, по словам Романа Марковича Горбовицкого, присутствовавшего, как член партбюро, на чествовании по случаю юбилея д.т.н., проф., з.д.н.т., зав. кафедрой ТОЭ МЭИС Минсвязи СССР Л. А. Жекулина, на вопрос, какие диссертации, защищённые в последнее время в Диссертационном Совете МЭИС, наиболее ему понравились и, по его мнению, заслуживают высокой оценки, Лев Александрович назвал в числе трёх и диссертацию автора этих строк.

А.М. РЕПИН

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ СОСТОЯНИЙ m -ФАЗНЫХ
ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ МАЛОЙ МОЩНОСТИ**

**Специальность № 270. Общая энергетика
(на русском языке)**

**Автореферат диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук**

**Редактор О.Ф.Чеховская
Корректор Л.В.Ходаковская**

**Подписано в печать 26.X-71 г., Л.117660, т.150, изд.№ 399.
П.л. I,2, зак.тип.№ 705. Бесплатно.**

Типография ВЭИС. Москва, Е-24, Автаторная, 8.

© Репин А.М. 1971. 11.11.2011