

*Repin Arkadiy M. Research of parametric conditions of the m-phase rectifiers.*

А.М. Репин. Исследование параметрических состояний  $m$ -фазных выпрямителей. Гл.2, С.30-38.

/The PhD thesis. 1971–2015.

**Анонс.** Предисловие (С.1-13) и первая глава (С.14-29) кандидатской диссертации автора опубликованы впервые вообще и в электронном виде, в частности, в [//econf.rae.ru/article/6861](http://econf.rae.ru/article/6861) и ..6862, 13.6.2012. Продолжить не удалось. Возможности ограничены. Нездоровье, отсутствие оцифрованного варианта даже в главной библиотеке (Ленинке) и прочее. Ниже впервые во всех отношениях, в т.ч. в авторском дизайне, при впервые личном (авторском) сканировании бумажного оригинала 44-х-летней (почти полувековой) давности приведена электронная версия части 2-й главы КД автора. Тогда 36-ти-, а сегодня 80-ти-летнего. Отзывы?

① К  $\frac{72-5}{1115}$  У

МИНИСТЕРСТВО СВЯЗИ СССР

МОСКОВСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ  
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ СВЯЗИ

---

ИНЖ. РЕПИН А.М.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ СОСТОЯНИЙ  $m$ -ФАЗНЫХ  
ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Диссертация

на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

К072744

## Г Л А В А II

### ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СОСТОЯНИЯ МНОГОФАЗНЫХ СХЕМ БЕЗ ПОТЕРЬ С КОМПЛЕКСНОЙ НАГРУЗКОЙ ИНДУКТИВНОГО ХАРАКТЕРА (РЕ- ЖИМЫ ОТ ХОЛОСТОГО ХОДА ДО КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ )

#### Постановка задачи

Согласно современному представлению разработку методов расчёта многофазных схем осуществляют на основе результатов анализа их установившихся временных состояний. Получают зависимости расчётных и других величин от какого-либо схемного параметра — так называемые параметрические характеристики. Тем самым анализируют по существу переходные параметрические состояния схем.

Рассмотрение таких состояний начнём со схем без потерь с комплексной нагрузкой индуктивного характера. Индуктивность — конечной величины. Такое условие [ 28,167 ] даёт возможность строго определить значения пульсации в отличие от нередко рассматриваемого случая, когда для упрощения анализа индуктивность полагают бесконечной ( <sup>т.е. пульсация полагается равной нулю</sup> пульсация равна нулю ) и для определения реальных пульсаций — одного из важнейших параметров выпрямителя — вынуждены прибегать к искусственным приёмам, не всегда дающим удовлетворительные результаты. Отметим, что работа указанных схем освещена в известной литературе [21,27,30,31,38,50,58,81,139,145] , правда, как правило, применительно к одно- и двухфазному выпрямлению. Ряд вопросов требовал уточнения и развития.

Задачу анализа и разработки инженерной методики расчёта схем класса  $mRL$  решим для общего случая —  $m$ -фазного выпрям-

ления, при двух режимах работы - чисто выпрямительном ( неуправляемые выпрямители ) и при регулировании выходного напряжения ( управляемые выпрямители ).

Целесообразность принятого плана обусловлена также следующим.

1. Работа таких схем в указанных режимах имеет ряд особенностей. Их выяснение имеет значение и для более сложных классов схем, создавая информационные предпосылки для их исследования.

2. На простом примере, рассматриваемом в этой главе, удобнее уделить внимание тем методологическим моментам, носящим общий характер, на которых в последующем мы не останавливаемся.

3. Полученные результаты пригодны для безтрансформаторных или идеализированных трансформаторных схем, достоинства и недостатки которых разобраны в [ 31 ] . Как указывается в [11,30,31,46] подобногорода результаты могут быть в первом приближении использованы и для схем с потерями.

4. Идеализация даёт возможность показать с достаточной строгостью сущность физических явлений в предельно простой форме и получить простые расчётные соотношения.

5. Непосредственно получаем границы справедливости результатов исследования схем с потерями для предельного случая нулевых внутренних сопротивлений, что важно, если учесть, что из более общих результатов не всегда удаётся получить их вырожденные частные варианты.

6. Вместе с тем в отличие от частных схем с бесконечной индуктивностью задача решается в общем виде для  $m$ -фазной схемы с конечной индуктивностью. Достоинство более строгих резуль-

татов - в их надежности, а более общих - в их компактности и насыщенности информацией.

Схема замещения  $m$ -фазного выпрямителя класса  $RL$  изображена на рис. 2.1,б. Характеристика вентиля - идеальная (рис. 2.1,а). Элементы схемы - линейные.

При  $m = 1$  имеет место только режим  $\rho < 3$  х/не-  
зависимо от соотношения схемных параметров, что очевидно, поскольку в противном случае нарушается закон сохранения энергии. По сравнению со случаем чисто активной нагрузки наличие индуктивности приводит к ухудшению энергетических показателей схемы (увеличивает пульсации и уменьшает средние, амплитудные и действующие значения напряжения и тока полезной нагрузки). При одинаковых выходных данных это требует увеличения напряжения вторичной обмотки трансформатора, что ведёт к повышению обратного напряжения на вентиле и возрастанию габаритов выпрямителя. В сравнении со схемой с ёмкостной нагрузкой показатели становятся еще хуже. Поэтому однофазная схема с индуктивной нагрузкой для целей электропитания постоянным током практически не применяется и здесь не рассматривается.

Многофазные ( $m \geq 2$ ) схемы рис. 2.1,б работают в режиме  $\rho < \mathcal{H}$ , и катодная индуктивность не вызывает коммутации внутренних ветвей. Исследуем параметрические состояния этих схем.

---

х/ В отличие от высказываемого иногда предположения о существовании в этой схеме режима непрерывного выходного

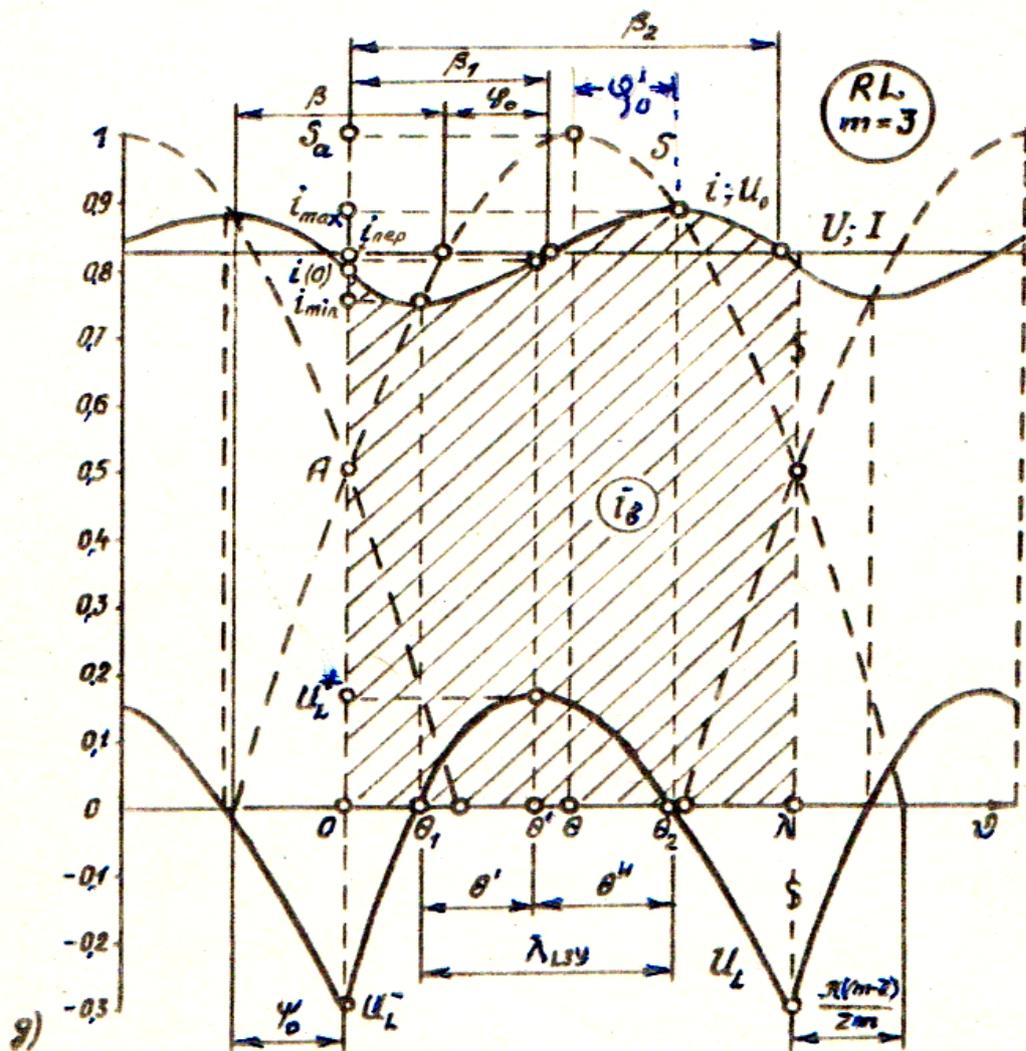
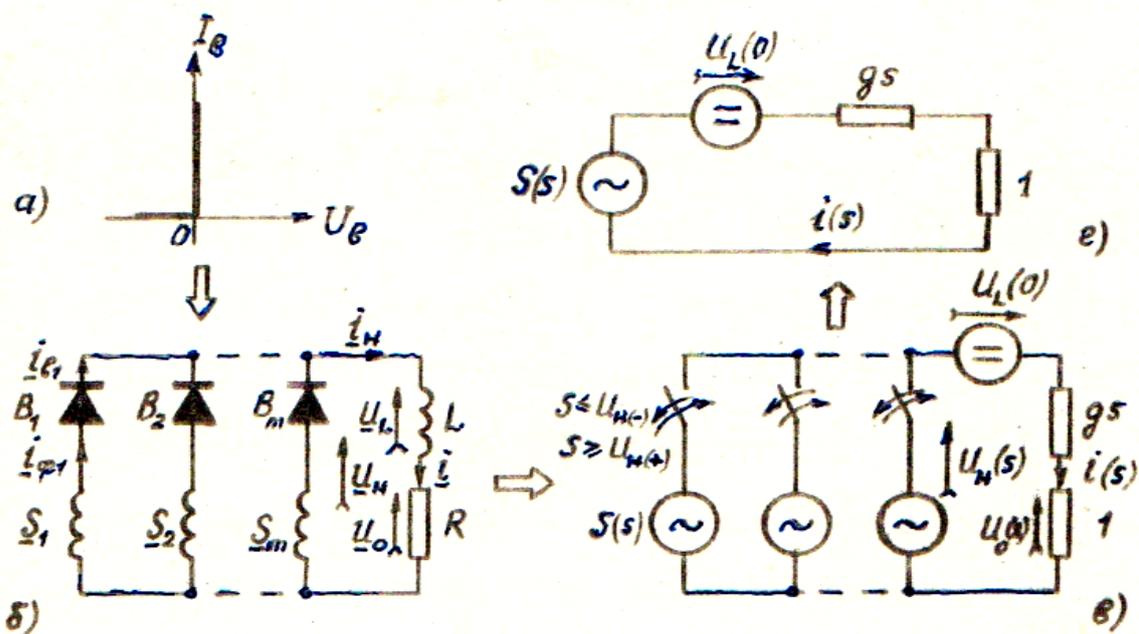


Рис. 2.1. Идеальная характеристика вентиля (а), схема замещения  $m$ -фазного выпрямителя без потерь с комплексной нагрузкой индуктивного характера (б), её общий (в) и для одного периода (г) операторные эквиваленты и диаграммы токов и напряжений (г) при  $q=1$  и  $m=3$ .

## А. Неуправляемые выпрямители

Диаграммы переменных состояния представлены на рис. 2.1, д на примере 3-х фазной схемы с общим выводом.<sup>х/</sup> Обозначения указанных на рис. 2.1, д характерных точек (значений) переменных и соответствующие им угловые величины ясны из рисунка. Их знание позволяет более качественно [27, 91, 147], чем приводится иногда в литературе, представить физику процессов, а ряд значений необходим при расчёте выпрямителя. Штриховкой на рис. 2.1, д выделена форма тока вентилей (фазы).

За основание для токовых величин первоначально принято

$$Q_{i1} = S_a / R, \quad (2.1)$$

где  $S_a$  - амплитуда фэдс, принятая за основание для потенциальных величин

$$Q_u = S_a. \quad (2.1')$$

Воспользовавшись ключевым представлением вентилей и переходя в область комплексного переменного  $S$ , получаем операторный эквивалент схемы (сокращённо, ОПЭ), приведенный на рис. 2.1, в, где указаны также потенциальные условия <sup>переключения</sup> ключевания вентилей. Параметр  $g = \operatorname{tg} \varphi = \omega L / R$  - обобщённая постоянная времени цепи нагрузки. Форма фэдс - синусоидальная, обозначаемая через  $S$  для выделения и отличия от общего обозначения  $\mathcal{E}$ , принятого для любой формы эдс,

$$S = \cos(\vartheta - \theta), \quad (\text{HK} < \varphi_0 < S = 0, S' > 0). \quad (2.2)$$

---

х/ Работа мостовых схем принципиально не отличается от рассматриваемой. Количественные отличия в расчётных величинах приведены в тексте.

§ 2.1. Выражения переменных и уравнения углов, их анализ и частные случаи ( $L=0; L=\infty$ )

а/ Вывод основных выражений и их анализ.

Для получения переменных в случаях, подобных рассматриваемому, можно поступить следующим образом:

1. воспользоваться <sup>полученными в 1 главе</sup> общими соотношениями для переходных (временных) импульсных состояний линейной цепи общего вида и затем устремить в них число импульсов воздействия <sup>к</sup> к бесконечности;

2. в соотношениях для установившихся (временных) импульсных состояний, при получении которых экстрополяция  $n \rightarrow \infty$  выполнена в общем виде независимо от порядка цепи, выделить выражение для цепи 1-го порядка;

3. в формуле переходной импульсной реакции, полученной именно для рассматриваемой здесь цепи  $RL$  [ 91 ] , положить  $n \rightarrow \infty$  .

Найдём, однако, исходную переменную, <sup>по</sup>предложив, что информация о предыдущем состоянии схемы, как и указанные соотношения, отсутствуют.

Поскольку в схеме протекают установившиеся и, значит, периодические процессы, достаточно рассмотреть один период

$$\vartheta_n = \lambda = 2\theta \quad , \quad ( 2.3 )$$

что при полной симметрии внутренних ветвей равнозначно рассмотрению одноконтурной цепи ОПЭ ( рис. 2.1,г), находящейся в непрерывном состоянии. Её непрерывную реакцию можно найти согласно формуле ( 1.10 ) или воспользоваться готовыми соответст-

виями между изображением и оригиналом функций. Последнее в данном простом случае удобнее.

В качестве исходной переменной целесообразно взять ток нагрузки, который в связи с наличием индуктивности является, кроме того, риджитной переменной. Тогда для определения начальных условий мы можем воспользоваться уравнениями припасовывания [23,69]

$$i(0_+) = i(2\theta_+); \quad i(0)_0 = 0. \quad (2.4)$$

Имея по закону Ома

$$i(s) = \delta \frac{S_\psi(s) + U(s)}{s + \delta}$$

и переходя к оригиналу, получаем

$$i(\vartheta) = i(\vartheta)_0 + i(0)e^{-\delta\vartheta} = \cos\varphi \cos(\vartheta - \theta - \varphi) - [\cos\varphi \cos(\theta + \varphi) - i(0)]e^{-\delta\vartheta}, \quad (2.5)$$

из которого с учётом (2.4) находим

$$i(0) = \cos\varphi \left[ \cos(\theta + \varphi) + \frac{2\sin\theta \sin\varphi}{1 - e^{-2\delta\theta}} \right] = \cos^2\varphi [\cos\theta + \operatorname{tg}\varphi \sin\theta \operatorname{cth}(\delta\theta)] \quad (2.6)$$

Подстановка в (2.5) значения  $i(0)$  из (2.6) даёт следующее выражение для тока нагрузки, вентиля и фазы, равного при условии (2.1) напряжению на сопротивлении  $R$ ,

$$i(\vartheta) = \cos\varphi [\cos(\vartheta - \theta - \varphi) + A \sin\varphi e^{-\delta\vartheta}] = u_0(\vartheta), \quad (2.7)$$

где

$$A = \frac{2\sin\theta}{1 - e^{-2\delta\theta}}, \quad 0 \leq \vartheta \leq 2\theta, \quad (2.7')$$

$\delta = g^{-1}$  - обобщённый декремент цепи нагрузки.

В силу униполярных свойств вентиля очевидно

$$i(\vartheta) > 0; \quad i(0) > 0. \quad (2.7'')$$

Напряжение на индуктивности определяют через производную тока

$$U_L(\vartheta) = q i' = -\sin\varphi [\sin(\vartheta - \theta - \varphi) + A \cos\varphi e^{-\delta\vartheta}] \quad (2.8)$$

Ток первичной обмотки трансформатора будет <sup>смещён</sup> по отношению к эдс на угол

$$\psi_0 = \frac{\pi}{2} - \theta = \frac{\pi(m-2)}{2m} = f(m) \quad (2.9)$$

Найдём выражения для других угловых величин, указанных на рис. 2.1, д.

Моменты экстремальных значений тока находим из условия равенства нулю напряжения на индуктивности, что применительно к (2.8) даёт

$$i' = U_L|_{\vartheta=\theta_{1,2}} = 0 \rightarrow \sin(\theta + \varphi - \theta_{1,2}) = A \cos\varphi e^{-\delta\theta_{1,2}}, \quad (2.10)$$

$$(0 \leq \theta_1 \leq \beta - \frac{\pi}{2} + \theta; \quad \theta \leq \theta_2 \leq \frac{\pi}{2} + \theta - \beta) \quad (2.10')$$

Время накопления энергии индуктивностью определяется длительностью её "заряда"

$$\lambda_L = \theta_2 - \theta_1 \quad (2.11)$$

Условие равенства нулю первой по времени производной от функции (2.8) даёт уравнение для угла  $\theta^+$

$$U_L'|_{\vartheta=\theta^+} = 0 \rightarrow \operatorname{tg}\varphi \cos(\theta^+ - \theta - \varphi) = A \cos\varphi e^{-\delta\theta^+}, \quad (2.12)$$

$$(0 \leq \theta^+ \leq \theta) \quad (2.12')$$

Среднее значение тока нагрузки получают посредством интеграла

$$I = \frac{1}{2\theta} \int_0^{2\theta} i d\vartheta \quad (2.13)$$

Выполняя над функцией (2.7) (как это нередко делают) указанные в (2.13) операции, можно найти это значение, что сравнительно сложно. Возможен более простой путь.

Согласно закону Кирхгофа имеем для рассматриваемой цепи

$$S - u_k - i = 0 \quad (2.14)$$

Среднее значение напряжения на индуктивности в установившемся режиме равно нулю

$$U_k = 0 \quad (2.15)$$

С учётом равенства (2.4) формула (2.15) доказывается просто

$$U_k = \frac{1}{2\theta} \int_0^{2\theta} u_k d\psi = \frac{1}{2\theta} \int_0^{2\theta} g \frac{di}{d\psi} d\psi = \frac{g}{2\theta} [i(0) - i(2\theta)] = 0.$$

Подстановка в формулу (2.13) значений тока из (2.14) и фэдс из (2.2) с учётом (2.15) даёт искомое значение среднего тока

$$I = U_0 = \frac{1}{2\theta} \int_0^{2\theta} S d\psi = \theta^{-1} \sin \theta \quad (2.16)$$

Тогда, согласно рис. 2.1, д с учётом (2.16) угол

$$\beta = \arcsin I = \arcsin(\theta^{-1} \sin \theta) < 2\psi_0 \quad (2.17)$$

а значения углов  $\beta_1$  и  $\beta_2$  определяются из условия равенства выражений (2.7) и (2.16)

$$i(\beta_{1,2}) = I \quad (2.18)$$

Угол  $\psi_0$  определяет фазовый сдвиг между током и фэдс по оси  $U$ , т.е. сдвиг переменных составляющих выходного напряжения и тока выпрямителя.

Согласно рис. 2.1, д

$$0 \leq \psi_0 = \frac{\pi}{2} + \beta_1 - \beta - \theta \leq \frac{\pi}{2} - \beta \quad (2.19)$$