



Львівська обл.  
Львів 12.9.89

# Т е о р е т и ч е с к а я э л е к т р о т е х н и к а

РЕСПУБЛИКАНСКИЙ МЕЖВЕДОМСТВЕННЫЙ  
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

ВЫПУСК 23

с. 157-164

Специальный оттиск

**Замкнутое соотношение для угла коммутации  
вентильных схем класса  $S(\mathcal{E})k\pi(\mathcal{L})\ell RL_\infty$  / А. М. Репин. С. 1-7**

1. Постановка задачи.
2. Методика вывода и вывод математически **замкнутого**, трансцендентного, **рекуррентного** уравнения связи **угла коммутации  $\Upsilon_k$**  для схемных моделей класса  $S(\mathcal{E})k\pi(\mathcal{L})\ell RL_\infty$ .
3. **Рекуррентное** соотношение для среднего значения напряжения нагрузки  $U_{O(k)}$ , **не** зависящее от  $\Upsilon_k$  и параметров схемных элементов.
4. **Рекуррентное** соотношение **внешней** характеристики в **явном замкнутом** виде для схем данного класса.
5. **Рекуррентное** соотношение для начального угла  $\Psi_k$  **естественного** открытия вентиля, также **не** зависящее от  $\Upsilon_k$  и параметров схемных элементов.
6. Наглядная графическая иллюстрация (номограмма) выполненных расчётов на ЭВМ угла коммутации по указанному замкнутому трансцендентному уравнению на примере четырёх **базовых** схем вентильных конвертеров электроэнергии – “двух”- и 3-фазных **лучевых**, а также одно- и 3-фазных **мостовых** или, иначе, **m2-**, **m3-**, **Л2-** и **Л3-БВК** ЭЭ.

УДК 621.314: 621.372

**О замкнутой форме инженерных методов проектирования выпрямителей РЭА.**

**Репин А. М.** – «Теоретическая электротехника», Вып. 23. Республиканский межведомств. научно-техн. сборник. Львов, издательское объединение «Вища школа», 1977, с. 157-164.

Предложена **методика** вывода в **замкнутом** виде **уравнения** связи **угла коммутации** с **определяющими параметрами выпрямительных схем**. Метод иллюстрируется на примере **m**-фазных выпрямителей с индуктивными фильтрами при учёте индуктивности рассеяния обмоток трансформатора или внутренних индуктивностей, допущении  $i_H = I_0 - \text{const}$  и работе схем в коммутационных режимах **k**-го порядка. Ил. 2. Список лит.: 8 назв.

## A. M. REPIN. ON THE METHODS TO DESIGN RECTIFIERS

Summary. A method to the commutation-angle and circuit parameters is suggested

$$(\Upsilon_k = 2\gamma_k) = f(g = \omega\ell/R): A(\gamma_k)B(\gamma_k) = k^2\theta A_k/k^+(kk^+\theta + g);$$

$$U_{O(k)} = f(I_{O(k)}): U_{O(k)} = (k\sqrt{A_k} - I_{O(k)})/kk^+\theta;$$

$$\text{tg } \Psi_k = a_k \sin k^+\theta / (1 - a_k \cos k^+\theta) = a_{k+} \sin k\theta / (1 - a_{k+} \cos k\theta);$$

$$A(\gamma_k) = a_{k+} \sin \gamma_k + a_k \sin (\theta - \gamma_k); A_k = 1 - 2a_k \cos k^+\theta + a_k^2 = f(m, k) \neq f(g, \gamma_k);$$

$$B(\gamma_k) = \sin (k\theta + \gamma_k) - a_{k+} \sin \gamma_k; a_k = \sin k\theta / k \sin \theta; a_{k+} = \sin k^+\theta / k^+ \sin \theta; \theta = \pi/\Pi, \Pi = f_\Pi/f_c$$

ИЗДАТЕЛЬСТВО ПРИ ЛЬВОВСКОМ ГОСУДАРСТВЕННОМ УНИВЕРСИТЕТЕ  
ИЗДАТЕЛЬСКОГО ОБЪЕДИНЕНИЯ «ВИЩА ШКОЛА»

Львов 1977

А. М. РЕПИН, канд. техн. наук  
Москва

## О ЗАМКНУТОЙ ФОРМЕ ИНЖЕНЕРНЫХ МЕТОДОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ РЭА

УДК 621.314: 621.372

Важным этапом на пути совершенствования вторичных источников питания радиоэлектронной аппаратуры (ВИП РЭА) является создание новых и улучшение существующих способов их проектирования. Совершенство разработки выпрямительных устройств, как и других функциональных узлов ВИП, зависит в основном от используемых методов расчёта. В свою очередь, разработка методов базируется на результатах анализа проектируемых схем. Однако полный анализ не всегда возможен из-за сложности электромагнитных процессов, что обусловлено наличием нелинейных элементов (вентилей). Поэтому методически весьма полезным оказался предложенный еще в 20-х годах упрощающий прием, основанный для схем с индуктивностью на допущении о неизменности (постоянстве во времени) выходного тока выпрямителя (тока общей нагрузки):  $i_n = I_0 - \text{const}$ , где  $I_0$  – среднее значение тока полезной нагрузки  $R$ . (В действительности сведения при  $\omega L \gg R$  известны с конца 19-го века, в частности, из упомянутых ниже работ **Стейнмеца и Каллира 1890, 1898, 1905** гг. – А.М.Р.).

С. 157 ← номер страницы в оригинале по её окончании.

Указанное допущение равносильно условию  $L \rightarrow \infty$  и практически приемлемо уже при  $\omega L/R > 2 \div 5$ .

Понижение порядка дифференциальных (или операторных) уравнений упрощает анализ схем, изложение физической сущности процессов, промежуточные математические выкладки, окончательные соотношения переменных (токов, напряжений и пр.) и расчётные формулы. При  $L \rightarrow \infty$  удаётся найти в **явном** виде уравнение **внешней** характеристики (**ВХ**), что при конечных  $L$  выполнить принципиально невозможно.

Однако упрощающему приёму присущи и недостатки, в частности, если  $L \rightarrow \infty$ , возникают принципиальные затруднения при разработке инженерных методов их проектирования. И хотя для практики наличие таких методов чрезвычайно важно, возникающие трудности оставались долгое время непреодолимыми.

Исследования показали, что проблема может быть успешно решена, если воспользоваться принципами метода коммутационных эквивалентов. В [5, 6] установлено, что при  $L \rightarrow \infty$  и использования методики припасовывания<sup>1</sup> [2] не удаётся получить в **замкнутом** виде уравнение связи угла коммутации  $\Upsilon$  (в общем случае моментов переключения вентилей) с параметрами схемных элементов. Вызывается это тем, что при  $L \rightarrow \infty$  два уравнения сопряжения (“припасовывания”) из общей их системы оказываются тождественными, и число неизвестных становится на одно больше числа уравнений. Поэтому в известной из литературы соотношениях угол  $\Upsilon$  выражен через ток  $I_0$ , что недостаточно, ибо  $I_0$  сам является функцией угла  $\Upsilon$ .

Так как все остальные режимные показатели схем также зависят от  $\Upsilon$ , то существующая незамкнутость (недоопределенность) вынуждала при создании методов расчёта обращаться к различным искусственным приёмам, не дающим приемлемые результаты. Вследствие этого выпуск источников электропитания остаётся не достаточно технически и экономически рационален. С. 158

Проанализируем результаты, позволяющие устранить указанный пробел<sup>2</sup>. При работе схем  $m$ -фазного выпрямления в коммутационных режимах  $k$ -го порядка, где  $k = 1, 2, \dots$  – номер режима, можно получить весьма информативные (в силу рекуррентности) и, вместе с тем, достаточно простые соотношения, охватывающие известные лучевые схемы указанного класса при их работе в режимах от ХХ до КЗ. Полученные результаты при определённых условиях справедливы и для мостовых схем.

Для удобства и сокращения изложения выпрямители, отображаемые схемой замещения, обозначим латинскими буквами входящих в схему элементов. Исследованию подлежат схемы класса  $\mathcal{E}km\ell RL_\infty$ .

Анализ проведём в безразмерной системе единиц. В качестве оснований принимаем: для потенциальных величин – амплитуду  $\mathcal{E}_a$  фазной ЭДС  $\mathcal{E}$  – при ее произвольной форме, либо  $S_a$  – при ее синусоидальной форме  $S$ ; для сопротивлений – величину  $x = \omega \ell$ ; для токов –  $\mathcal{E}_a/x$ . Для получения именованных значений достаточно приведенные к основанию (относительные) величины умножить на их основания.

<sup>1</sup> В связи с неудачностью названия, а также известностью более ранних работ великого **Стейнмеца** и австрийца **Каллира** (**Charles Proteus Steinmetz, 1890, Ludwig Kallir, 1898**) правильнее в их честь именовать этот метод (способ, методику, принцип) методом **Стейнмеца-Каллира** или **SK-методом** (**SK-method**) /см. Тезисы ВЭЛК/WELC-1999, Т.3, с. 632, 633.

<sup>2</sup> Отметим, что замкнутые соотношения для иных классов схемных моделей уже известны. В работах [1, 4-7] исследованы выпрямители малой мощности, когда из внутренних сопротивлений трансформаторов, вентилей, других элементов внутренних ветвей основное влияние на процессы и режимные показатели оказывают **активные** сопротивления  $\Gamma_\mu$ . Явление коммутации или одновременной работы (“перекрытия”) внутренних ветвей происходит даже в **безреактивных**, иначе в чисто **резистивных** схемах. Обычно работу схем в коммутационных режимах (для краткости обозначим их в виде  $P \subset K_k$  [1]) объясняют за счёт накопления электромагнитной энергии в индуктивностях и их инерционности или “затягивания” процессов из-за невозможности мгновенного её исчезновения. Активные сопротивления или резистивные элементы не накапливают энергии, безынерционны, но также вызывают явление коммутации. В [1, 4-7] исследованы схемные модели классов  $SkmrR$ ,  $SkmrER$ ,  $SkmrRL_\infty$ , другие. В выпрямителях большой мощности, а также работающих при повышенных и высоких частотах питающего (конверсируемого) напряжения, учитывают не активные, а **индуктивные** сопротивления ( $x_\mu = \omega \ell_\mu$ ). Здесь, по сравнению с маломощными или низкочастотными схемами, при анализе возникает дополнительная задача – определение начальных условий или постоянных интегрирования вследствие начального запаса энергии во внутренних индуктивностях  $\ell_\mu$   $\mu$ -х ветвей выпрямителя. Решение задачи актуально практически и научно.

Найдём уравнение связи для  $\Upsilon$  схем класса  $SkmlRL_\infty$ , рассматривая общий случай с ЭДС произвольной формы  $\mathcal{E}$ .

Относительный эквивалент схемы показан на рис. 1, где  $i_\mu$  – ток  $\mu$ -й ветви;  $\delta = g^{-1} = R/x$ . При амплитудно-фазовой симметрии ЭДС их огибающая изменяется периодически с полупериодом  $\theta = \pi/m$ .

Обозначим  $k^\pm = k^+ \pm 1$ ,  $\mu^\pm = \mu \pm 1$ . Тогда согласно теореме Эйлера-Листинга в  $k$ -м и  $k^-$ -м подынтервалах коммутации соответственно работают  $k^+$  и  $k^-$  внутренних ветвей. Поэтому для схемной структуры  $k$ -го подынтервала справедлива следующая система контурных уравнений:

$$\mathcal{E}_{\mu(k)} - i'_{\mu(k)} - u_{n(k)} = 0, \quad \forall \mu \in [1, k^+], \quad \forall k \in [1, k_x]. \quad (1)$$

где  $k_x = m - 1 = m^-$ , штрих означает оператор дифференцирования.

Так как по Кирхгофу  $i_{n(k)} = \sum_\mu i_{\mu(k)}$ ,  $\mu = 1, \dots, k^+$ , то при  $i_n = I_0$  имеем:  $\sum_\mu i'_{\mu(k)} = 0$ ,  $\forall \mu \in [1, k^+]$ . (2)

Тогда суммируя уравнения (1), для  $0 \leq \vartheta \leq \Upsilon_k$  находим:  $u_{n(k)} = \sum_\mu \mathcal{E}_\mu / k^+$ ,  $\forall \mu \in [1, k^+]$ . (3)

Аналогично для  $k^-$ -го подынтервала ( $\Upsilon_k \leq \vartheta \leq 2\theta$ )

$$\mathcal{E}_{\mu(k^-)} - i'_{\mu(k^-)} - u_{n(k^-)} = 0; \quad \sum_\mu i'_{\mu(k^-)} = 0; \quad u_{n(k^-)} = \sum_\mu \mathcal{E}_\mu / k, \quad \forall \mu \in [1, k], \quad \forall k \in [1, k^-_x]. \quad (3')$$

Таким образом, для выходного напряжения схем класса  $\mathcal{E}kmlRL_\infty$ , работающих в  $k$ -м - коммутационном режиме (типа  $P \subset K_k$ ), получены соотношения, **не** зависящие от параметров схемных элементов и угла коммутации. Это позволяет весьма просто проследить параметрическую динамику изменения огибающей  $u_n$ , а также найти для  $k$ -го режима напряжение  $U_{O(k)}$  независимо от начального запаса энергий в индуктивностях  $\ell_\mu$  и  $L$ :

$$U_{O(k)} = (1/2\theta) \int_0^{2\theta} u_n d\vartheta = (1/2\theta) \left[ \int_0^{\Upsilon_k} u_{n(k)} + \int_{\Upsilon_k}^{2\theta} u_{n(k^-)} \right] d\vartheta. \quad (4)$$

В частности, при имеем

$$\mathcal{E}_\mu \subset S_\mu = \sin(\vartheta + \psi_k + \mu^- 2\theta) \quad (5)$$

$$U_{O(k)} = \theta^{-1} A(\gamma_k) \sin(\gamma_k + \psi_k + k\theta), \quad (6)$$

где

$$\gamma_k = \Upsilon_k / 2; \quad a_{k^+} = \sin k^+ \theta / k^+ \sin \theta; \quad a_k = \sin k \theta / k \sin \theta; \quad A(\gamma_k) = a_{k^+} \sin \gamma_k + a_k \sin(\theta - \gamma_k). \quad (6')$$

Поскольку очередной вентиль открывается при равенстве напряжения  $u_n$  и значению очередной ЭДС, то из условия  $u_{n(k)} = \mathcal{E}_1(0)$  или  $u_{n(k^-)} = \mathcal{E}_1(2\theta)$  находим выражение для начального угла  $\psi_k$  фазной ЭДС. Вновь приходим к важному выводу о том, что моменты открытия вентиляей, являясь зависимыми от  $m$  и  $k$ , **не** зависят, при данном  $k$ , от схемных параметров. Следовательно, **не** зависят от угла коммутации, а также от режимных показателей схем. В том числе от энергетических параметров потребителя.

Таким образом, угол  $\psi_k$  изменяется скачком и лишь при смене  $k$ , то есть в момент перехода из одного режима в другой. Для частного случая (5) имеем

$$\operatorname{tg} \psi_k = a_k \sin k^+ \theta / (1 - a_k \cos k^+ \theta) = a_{k^+} \sin k \theta / (1 - a_{k^+} \cos k \theta). \quad (7)$$

Заменяя в формуле (6) угол  $\psi_k$  его значением из (7), получаем для  $U_{O(k)}$  выражение лишь с одним углом  $\gamma_k$  (без  $\psi_k$ )

$$U_{O(k)} = A(\gamma_k) B(\gamma_k) k^+ / k \theta \sqrt{A_k} = f(m, k, \gamma_k), \quad (8)$$

где

$$B(\gamma_k) = \sin(k\theta + \gamma_k) - a_{k^+} \sin \gamma_k; \quad A_k = 1 - 2a_k \cos k^+ \theta + a_k^2. \quad (8')$$

Если теперь найти для  $U_{O(k)}$  ещё одно соотношение, исходная задача будет решена. Здесь возможны **два** пути.

**Первый** из них основан на **физически** очевидной закономерности, согласно которой ток закрывающегося вентиля в момент окончания коммутации становится равным нулю. В вашем случае, это ток  $k^+$ -й ветви, для которого  $i_{k^+}(\Upsilon_k) = 0$ . с. 160

Так как

$$i_{\mu(k)}(\vartheta) = \int_0^\vartheta i'_{\mu(k)} d\vartheta + i_{\mu(k)}(0); \quad \forall \mu \in [1, k^+]; \quad \forall \vartheta \in [0, \Upsilon_k]; \quad (9)$$

$$i_{\mu(k^-)}(\vartheta) = \int_{\Upsilon_k}^\vartheta i'_{\mu(k^-)} d\vartheta + i_{\mu(k^-)}(\Upsilon_k); \quad \forall \mu \in [1, k]; \quad \forall \vartheta \in [\Upsilon_k, 2\theta], \quad (9')$$

то при  $\vartheta = \Upsilon_k$  из формулы (9) и при  $\vartheta = 2\theta$  из (9') получаем

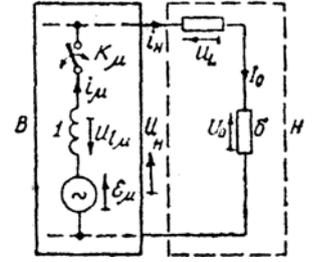


Рис. 1. Эквивалентная схема цепи с вентилем (эквивалент  $m$ -фазного выпрямителя В с  $\ell_\mu$  и  $RL$ -нагрузкой Н)

$$i_{\mu(k)}(\Upsilon_k) = \int_0^{\Upsilon_k} i'_{\mu(k)} d\vartheta + i_{\mu(k)}(0); \quad \forall \mu \in [1, k^+]; \quad \forall \vartheta \in [0, \Upsilon_k]; \quad (10)$$

$$i_{\mu(k^-)}(2\theta) = \int_{\Upsilon_k}^{2\theta} i'_{\mu(k^-)} d\vartheta + i_{\mu(k^-)}(\Upsilon_k); \quad \forall \mu \in [1, k]; \quad \forall \vartheta \in [\Upsilon_k, 2\theta]. \quad (10')$$

Замена подынтегральных функций в (10), (10') из (1) и (3') даёт после суммирования (10) и (10') начальные значения токов и два интеграла:  $\int \mathcal{E}_\mu d\vartheta$  и  $\int u_\mu d\vartheta$ ,  $\forall \vartheta \in [0, 2\theta]$ . Первый из них прост и не зависит от  $\Upsilon_k$ , а другой – пропорционален  $U_{O(k)}$ . Чтобы теперь найти  $U_{O(k)}$ , достаточно освободиться от начальных токов. Для этого воспользуемся уравнением сопряжения.

Вследствие непрерывности токов

$$i_{\mu(k)}(\Upsilon_k) = i_{\mu(k^-)}(\Upsilon_k). \quad (11)$$

Для стационарных режимов справедливы уравнения периодичности, что с учётом уравнений непрерывности даёт

$$i_{\mu(k)}(0) = i_{\mu(k^-)}(2\theta), \quad \forall \mu \in [1, k^+]; \quad (12)$$

причём при выбранном начале координат  $i_{1(k)}(0) = 0$ .

По условию  $i_{k^+(k)}(\Upsilon_k) = 0$  из выражения (10) при  $\mu = k^+$  находим

$$i_{k^+(k)}(0) + \int_0^{\Upsilon_k} i'_{k^+(k)} d\vartheta = 0, \quad \forall \vartheta \in [0, \Upsilon_k]; \quad (13)$$

Ещё одно требующееся для  $i_{k^+(k)}(0)$  уравнение получаем из (10), (10') с учётом формул (11) и (12)

$$i_{\mu(k^-)}(2\theta) - i_{\mu(k)}(0) = \left( \int_0^{\Upsilon_k} i'_{\mu(k)} + \int_{\Upsilon_k}^{2\theta} i'_{\mu(k^-)} \right) d\vartheta; \quad \forall \mu \in [1, k]. \quad \text{с. 161} \quad (14)$$

Если просуммировать все  $k$  уравнений (14), то после сокращения, согласно формуле (12), равных членов в левой части остаётся  $i_{k^+(k)}(0)$ , а в правой – сумма интегралов. Подставляя эту сумму в уравнение (13), находим

$$\int_0^{\Upsilon_k} \sum_{\mu=1}^{k^+} i'_{\mu(k)} d\vartheta = \int_{\Upsilon_k}^{2\theta} \sum_{\mu=1}^k i'_{\mu(k^-)} d\vartheta.$$

Это – тождество, поскольку с учетом (2) и (3') имеем  $0 = 0$ . Угол коммутации **не** доопределён. Следовательно, первый путь, несмотря на его кажущуюся естественность, ложен.

**Второй** путь приводит к искомому результату.

Очевидно

$$\int_0^{2\theta} i'_{\mu} d\vartheta = i_{\mu(k^-)}(2\theta) - i_{\mu(k)}(0)$$

или

$$i_{\mu(k^-)}(2\theta) = \int_0^{2\theta} i'_{\mu} d\vartheta + i_{\mu(k)}(0), \quad \forall \mu \in [1, k], \quad (15)$$

где

$$\int_0^{2\theta} i'_{\mu} d\vartheta = \left( \int_0^{\Upsilon_k} i'_{\mu(k)} + \int_{\Upsilon_k}^{2\theta} i'_{\mu(k^-)} \right) d\vartheta.$$

Имея в виду (12) и сменив в (15) индекс, получаем

$$i_{\nu(k^-)}(2\theta) = \sum_{\mu=1}^{\nu} \int_0^{2\theta} i'_{\mu} d\vartheta, \quad \forall \nu \in [1, k]. \quad (16)$$

Так как  $I_{O(k)} = \sum_{\nu=1}^k i_{\nu(k^-)}(2\theta)$ , или, подставляя (16),

$$I_{O(k)} = \sum_{\mu=1}^k \sum_{\nu=1}^k \int_0^{2\theta} i'_{\mu} d\vartheta = \sum_{\mu=1}^k (k^+ - \mu) \int_0^{2\theta} i'_{\mu} d\vartheta, \quad (17)$$

то, учитывая (15), (1), (3'), (4) и формулу для суммы членов арифметической прогрессии, из (17) находим

$$\mathbf{U}_{O(k)} = \left[ \sum_{\mu=1}^k (k^+ - \mu) \int_0^{2\theta} \mathcal{E}_{\mu} d\vartheta - \mathbf{I}_{O(k)} \right] / k k^+ \theta. \quad \text{с. 162} \quad (18)$$

Это – полученное в **явном** и **обобщённом** для  $k$ -го режима виде уравнение **внешней** характеристики ( $U_{O(k)}$  ( $I_{O(k)}$ ), в приведенных к основанию единицах). При данном  $k$  зависимость ПВХ – **линейная**, с изменяющимся от режима к режиму наклоном. В частности, при синусоидальной форме ЭДС (5) имеем из (18)

## Э К С К Л Ю З И В

$$U_{O(k)} = (k\sqrt{A_k} - I_{O(k)}) / k k^+ \theta, \quad (19)$$

где  $A_k = f(m, k) \neq f(g, \gamma_k)$  определяются из (8').

Так как  $I_{O(k)} = g U_{O(k)}$ , из формулы (19) получаем

$$U_{O(k)} = k\sqrt{A_k} / (k k^+ \theta + g) = f(k, m, g). \quad (20)$$

Является важным тот **факт**, что полученное для  $U_{O(k)}$  соотношение **не** содержит угловых величин  $\psi_k$  и  $\gamma_k$ , зависящих от нагрузки.  $U_{O(k)}$  выражено **непосредственно** через обобщенный параметр  $g = \omega l / R$ . Его значения **однозначно** определяют физические состояния схем класса  $\mathcal{E}(S) k m \ell RL_\infty$ , как следствие, их режимные показатели.

Приравняем правые части выражений (20) и (8). В итоге получаем в **замкнутом** виде искомое **уравнение связи угла коммутации  $\gamma_k$  с определяющим параметром  $g = \omega l / R$**

$$A(\gamma_k) B(\gamma_k) = k^2 \theta A_k / k^+ (k k^+ \theta + g). \quad (21)$$

В силу трансцендентности относительно  $\gamma_k$  уравнение (21) разрешимо лишь в числах. Результаты решений на ЭВМ для "двух"- и трёхфазных **лучевых** ( $m = 2, 3$ ), а также одно- и трёхфазных **мостовых** ( $M = 1, 3$  или Л2- и Л3-) схем даны на рис. 2.

Поскольку остальные режимные показатели, подлежащие определению в процессе проектирования, также зависят от  $\gamma_k$  и  $\psi_k$ , то при их расчёте теперь нет принципиальных затруднений, а построенные для них номограммы, аналогичные показанным на рис. 2, позволяют намного облегчить работу проектировщика, резко снижая его трудоёмкость.

### Список литературы

1. **Белопольский И. И., Репин А. М., Христианов А. С.** Стабилизаторы низких и милливольтовых напряжений. М.: «Энергия». 1974.
2. **Папалекси Н. Д.** О процессах в цепи, содержащей электрический вентиль. – В кн.: Собрание трудов, «Ann. der Physik», 1912, 39, № 15, М., Изд-во АН СССР, 1948.
3. **Райдер Дж.** Техническая электроника. Л., Судпромгиз, 1961.
4. **Репин А. М.** Выпрямители для РЭА, построенной на микросхемах. Материалы семинара «Миниатюризация ВИП электронной аппаратуры». М., МДНТП, 1973.
5. **Репин А. М.** Исследование параметрических состояний  $m$ -фазных выпрямителей малой мощности. Автореф. канд. дис. М., ВЗЭИС, 1971.
6. **Репин А. М.** О некоторых особенностях работы  $m$ -фазных выпрямителей при учёте внутренних активных сопротивлений. Материалы семинара «ВИП электронной аппаратуры». М., МДНТП, 1969. с. 163
7. **Репин А. М.** Об одной неопределённости в теории преобразования и её решении. Материалы научно-технической конференции МЭИС, 1974.
- 8 Справочник по полупроводниковой электронике. М., «Машиностроение», 1975.

Рукопись подписана в сентябре 1975 г.  
Поступила в редакцию в декабре 1975 г.

A. M. REPIN

### ON THE METHODS TO DESIGN RECTIFIERS

S u m m a r y.

A method to commutation-angle and circuit parameters is suggested.

- - - - - c. 164

### C O N T E N T S

#### THEORY OF ELECTRICAL AND RADIOELECTRONIC CIRCUITS

Belenky J. E., Khalin V. A. The Invariant Properties of Relaxation and Slow Motion of Multivibrators, p. 3

SovpeI V. B. Analysis of Steady States of the Electric Circuits. p. 62

#### ANALYSIS OF ENERGETIC AND RADIOELECTRONIC DEVICES

Burym V. M., Makarov A. M., Mikhailovich G. A. Analysis of Switch Networks with Walsh Series. p. 127

**Repin A. M. On the Methods to Design Rectifiers.** p. 157

*Автор признателен рецензенту и редактору статьи, д-ру техн. наук, профессору Львовского гос. ун-та Льву Ароновичу Синицкому, члену редколлегии, ответственному за данный выпуск 23*

Выпуск 23 сдан в набор 06.05.1977 г.  
Подписан в печать 13.10.1977 г.

**P.S.** ПРИВЕДЕННЫЕ, как и многие другие, РЕЗУЛЬТАТЫ ПОЛУЧЕНЫ в 1966-71 годах. НАРЯДУ с [1, 4-7], указанными в списке, ОНИ ФРАГМЕНТАРНО или ПРИ ДОПОЛНЕНИИ ОПУБЛИКОВАНЫ в десятках НАУЧНЫХ ОТЧЁТОВ, ДОКЛАДОВ, СТАТЕЙ. Например, в научно-техническом сборнике Министерства радиоэлектронной промышленности ВОПРОСЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ВРЭ) в 1971-91 годах. Под  $k$ -м КОММУТАЦИОННЫМ РЕЖИМАМ за СЧЁТ ВЛИЯНИЯ  $\ell_{\mu}$  ВЫЯВЛЕНЫ ТАКЖЕ РАБОТЫ ДЕЛЛЕНБАХА и ГЕРЕККЕ, ДЕМОНТВИНЬЕ, ПРАЙНСА и ВОГДЕСА, ГЛАЗЕРА и МЮЛЛЕР-ЛЮБЕКА, а также А.А. БУЛГАКОВА. ОДНАКО НЕОБХОДИМЫХ и ПОЛЕЗНЫХ ИНЖЕНЕРАМ и СТУДЕНТАМ РЕЗУЛЬТАТОВ (как, например, в н.-т. с. ВРЭ 8/1983) до сих пор НЕТ. НАНОСИМЫЙ многие годы УЩЕРБ ОГРОМЕН.

© А.М. Репин. 1970.1975. 1986. 1995. 2005. 18.10.2010

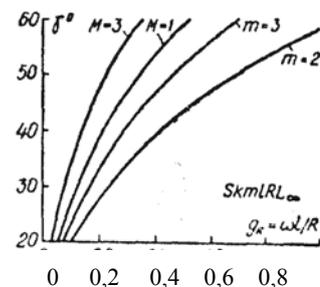


Рис. 2. Результаты расчёта лучевых и мостовых выпрямителей