

**А.М. Репин. РЕЗУЛЬТАТЫ ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ ВЕНТИЛЬНЫХ СХЕМ КЛАССА  $SkmrRL_\infty$**

**А.М. Репин. The Research of Valve Circuits Class  $Sk(m)rRL_\infty$**

**Впервые** в электронной версии приведены<sup>1</sup> авторские результаты физико-математических исследований электромагнитных процессов многофазных вентильных схем класса  $SkmrZ$  с общей нагрузкой  $Z$   $\xi$ -го порядка. В частности, с нагрузкой  $RL$  индуктивного характера (схем класса  $SkmrRL_\infty$ ). При учёте активных сопротивлений  $r_\mu$ ,  $\forall \mu \in [1, m]$  (в т.ч. резисторов) внутренних ветвей. С источниками конверсируемых, синусоидальных ЭДС (КЭДС)  $S_\mu$  и с конверсирующими, нелинейными элементами (КЭ или вентилями  $B$ ) в каждой  $\mu$ -той ветви. А также при работе в  $k$ -х коммутационных режимах ( $\forall k \in [1, k_x]$ ). В т.ч. критических и граничных. С **впервые** обнаруженными автором эффектами: **удвоения частотной** кратности пульсации и **снижения** её уровня в 4 раза. Иначе, с **редупликационно-редукционным** или **Р-явлениями**. Причём, в предельно широком нагрузочном диапазоне – от холостого хода (ХХ) до короткого замыкания (КЗ). При  $k_x = \{m + [(-1)^m - 1] / 2\} / 2$ . / 1967-1973 гг. Ксерокс и Скан-копия 27.6.-2.7.2015.

<sup>1</sup> и притом увиденные автором тоже **впервые** почти через полвека после получения и опубликования)

Общество "Знание" РСФСР

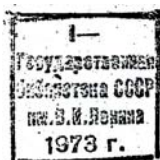
Московский Дом научно-технической пропаганды  
имени Ф.Э. Дзержинского

ВОПРОСЫ  
СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ  
ВТОРИЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ  
ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РЭА

Семинар "Вопросы совершенствования вторичных источников электропитания РЭА" проводится Московским Домом научно-технической пропаганды им. Ф.Э. Дзержинского и МИ НТО РЭС им. А.С. Попова в феврале 1973 года.

В материалах семинара рассматриваются вопросы оптимизации систем и отдельных устройств электропитания; приводятся рекомендации по усовершенствованию схем и элементов стабилизаторов, преобразователей напряжения и выпрямительных устройств; освещаются вопросы проектирования стабилизаторов переменного напряжения, мощных выпрямительных устройств, силовых трансформаторов и др.

Научный руководитель семинара – канд. техн. наук Ю.К. ЗАХАРОВ



**А.М. Репин. Выпрямители для РЭА, построенной на микросхемах. С. 91-96.**

На стр. 106. Сдано в производство 25.1.1973 г. Объём 4,9 авт.л. 6,6 печ.л.

Тираж 300 экз. Цена 38 коп. РОТО МДНТП (Москва, ул. Кирова, 7)

МОСКВА  
1973

**Выпрямители для РЭА**, построенной на микросхемах

В низковольтных источниках питания РЭА, построенной на элементах с низкими энергетическими уровнями (твердотельные, интегральные, микросхемы, схемы на операционных усилителях, с туннельными диодами и пр.) используются многофазные выпрямители [1-3].

Особенностью их работы является повышенное влияние внутренних активных сопротивлений трансформатора, вентилях, соединительных проводов и пр. на процессы в схемах и, как следствие, на их режимные показатели. Характерным для этого случая является одновременная работа многих внутренних ветвей выпрямителя, т.е. фаз трансформатора, вентилях и других внутренних элементов. Тем самым схемы работают в глубоких коммутационных режимах.

Высококачественная разработка и, следовательно, выполнение требований по миниатюризации выпрямителей указанного типа при нагрузке индуктивного характера (когда фильтр начинается с дросселя) затруднены в настоящее время в связи с отсутствием инженерных методов расчёта.

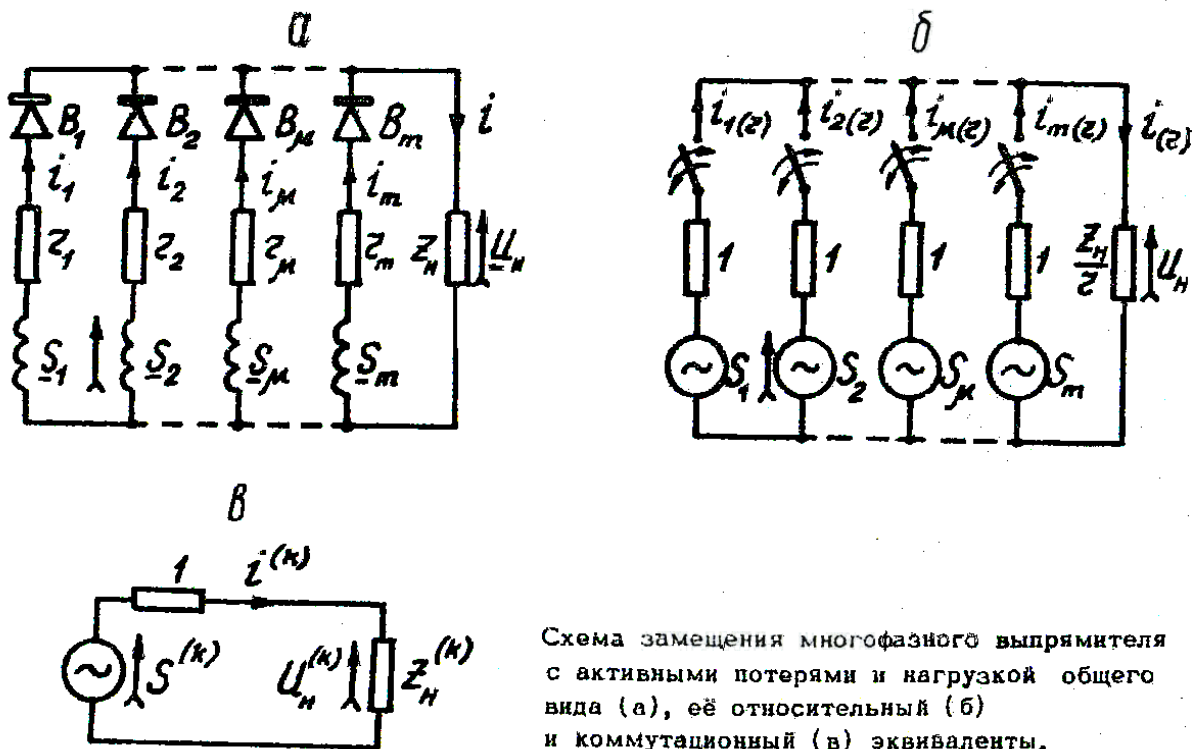
Далее приведены методика и результаты анализа  $m$ -фазных выпрямителей с активными потерями, с общей нагрузкой индуктивного характера.

Исходные предпосылки, обозначения  
и обобщённая методика анализа

Схема замещения выпрямителя дана на рисунке 1, поз. а. Первичные обмотки не указаны. Изображена лучевая схема. Работа мостовых схем принципиальных отличий не имеет. Обозначением  $S'$  подчеркнута что фазные э.д.с. - синусоидальные;  $B$  - вентиль;  $Z$  - сопротивление внутренней ветви;  $i$  - выходной ток;  $i_\mu$  - ток  $\mu$ -ой ветви ( $\mu = 1, 2, \dots, m$ );  $U_n$  - напряжение на общей нагрузке  $Z_n$ , в которую входит сопротивление полезной нагрузки  $R$  (сопротивление потребителя). Все сопротивления полагаем линейными. Нелинейность характеристик вентилях учитываем, заменяя их ключевой структурой с эквивалентным прямым сопротивлением  $Z_{np}$ , входящим в  $Z$ . Рассмотрим случай полной симметрии внутренних ветвей-амплитудной и фазовой симметрии э.д.с. и равенства сопротивлений ветвей.

Для упрощения анализа и расчётов удобнее сразу же видоизменить схему, воспользовавшись идеей приведения именованных величин к базисным величинам или к основаниям. Преобразованная схема становится относительным эквивалентом (ОТЭ) своего оригинала, в связи с чем такой приём именуется методом относительных эквивалентов [4]

Схема ОТЭ показана на рисунке 1, поз. б. В качестве оснований приняты: для сопротивлений - величина  $Z$ ; для э.д.с. и напряжений - амплитуда э.д.с.  $S_\alpha$ ; для токов - отношение  $S_\alpha / Z$ . Токи, приведенные к основанию, отмечены далее индексом ( $Z$ ). Для получения величин в именованных единицах (вольт, ампер, ом) достаточно приведенные (безразмерные) величины умножить на их основания.



Состояние схемы, при котором в работе участвует попеременно то две, то одна внутренняя ветвь, условимся определять как I-ый коммутационный режим, три и две ветви - 2-ой режим, в общем случае  $K + I$  и  $K$  ветвей -  $K$ -ый режим. Существование каждого режима зависит от соотношения параметров схемных элементов. При этом в  $K$ -ом режиме внутри интервала повторяемости процессов содержится два подинтервала коммутации:  $K$  и  $K - I$ .

Обычно выпрямители исследуют при простейших видах нагрузки (активной, ёмкостной или индуктивной), изучая каждый режим в отдельности, и, как правило, для каждой схемы (двухфазной, трёхфазной и т.д.). Между тем возможно обобщение. Проиллюстрируем эту возможность на примере рассматриваемого класса схем.

Для сокращения выкладок обозначим:  $K^+ = K + I$ ,  $K^- = K - I$ . Тогда получаем, что структура ОТЭ, подлежащая анализу в  $K$ -ом под-

-интервале коммутации, содержит  $K^+$  внутренних ветвей и ветвь на-  
грузки. Состояние структуры описывается системой из  $K^+$  контурных  
уравнений вида:

$$S_{\mu(k)} - i_{\mu(z)(k)} - U_{H(k)} = 0 \quad (1)$$

$$(\mu = 1, 2, \dots, K^+; K = 1, 2, \dots, m),$$

где  $i_{\mu(z)(k)}$  - ток  $\mu$ -ой ветви в  $K$ -ом (отмечается индексом  
( $K$ ) внизу) подинтервале коммутации.

Суммируя уравнения системы (1) и имея в виду следующие обоз-  
начения

$$S_{\mu(k)} = \cos(\psi + \psi_{\mu}); \psi = \omega t; \psi_{\mu} = [2(\mu-1)-K]\theta; \theta = \pi/m, \quad (2)$$

$$i_{(z)(k)} = i_{(z)}^{(k)} = \sum_{\mu=1}^{K^+} i_{\mu(z)(k)}; U_H^{(k)} = K^+ U_{H(k)}, \quad (3)$$

$$S^{(k)} = \sum_{\mu=1}^{K^+} S_{\mu(k)} = S_{\alpha}^{(k)} \cos \psi; S_{\alpha}^{(k)} = \sin K^+ \theta / \sin \theta, \quad (4)$$

получаем для тока нагрузки

$$i_{(z)}^{(k)} = S^{(k)} - U_H^{(k)}, \quad (5)$$

что соответствует контуре, эквивалентно отражающему схему в  $K$ -ом  
подинтервале коммутации (коммутационному эквиваленту), изображенно-  
му на рисунке 1, поз. в. Его параметры и величины обозначены индексом  
( $K$ ) наверху.

Для напряжения нагрузки и тока  $\mu$ -ой ветви из формул (5) и  
(1) имеем

$$U_{H(k)} = \frac{1}{K^+} (S^{(k)} - i_{(z)}^{(k)}), \quad (6)$$

$$i_{\mu(z)(k)} = S_{\mu} - \frac{1}{K^+} (S^{(k)} - i_{(z)}^{(k)}) \quad (7)$$

Первый вентиль открывается в момент  $\psi = -\gamma_{(k)}$ . По условию  
 $i_{\mu(z)(k)}(-\gamma_{(k)}) = 0$  из выражения (7) получаем уравнение для половины  
угла коммутации  $\gamma_{(k)}$

$$i_{(z)}^{(k)}(-\gamma_{(k)}) = S_{\mu}^{(k)}(-\gamma_{(k)}) - K^+ S_{\mu}(-\gamma_{(k)}) \quad (8)$$

Для смежного  $K$ -го подинтервала коммутации имеем, очевидно,  
та же выражения, где необходимо заменить индекс  $K$  на  $K^+$ .

Все соотношения получены в рекуррентной и матрично-коммутацион-  
ной формах. Они позволяют найти расчетные зависимости, определяющие

режимные показатели схем, построить по ним расчётные номограммы и разработать инженерные методы проектирования выпрямителей при различных видах нагрузки.

Коммутационные режимы выпрямителей с активными потерями и нагрузкой индуктивного характера

Был рассмотрен общий случай нагрузки  $\zeta$  -го порядка. Независимо от её характера и вида результаты справедливы при работе выпрямителей с любым числом фаз  $m \geq 2$  в любом  $K$ -ом ( $K=1,2,\dots$ ) коммутационном режиме. На их основе можно решить целый ряд частных задач, имеющих важное практическое значение.

Так, например, для класса схем с активными потерями и нагрузкой индуктивного характера (для краткости обозначим его как класс  $ZRL$ ) при обычно допускаемом для упрощения анализа условии

$L \rightarrow \infty$  или, что то же,  $i_{(z)(k)} = I_{(z)(k)} = \text{const}$ , полученные зависимости соответственно дают:

$$i_{\mu(z)(k)} = S_{\mu} - \frac{1}{K^+} (S^{(k)} - I_{(z)}^{(k)}), \quad (9)$$

$$\left( \mu = 1, 2, \dots, K^+; K = 1, 2, \dots, K_x; \right. \\ \left. K_x = \frac{1}{2} \left\{ m + \frac{1}{2} [ (-1)^m - 1 ] \right\}; m \geq 2^x \right) \quad (10)$$

$$I_{(z)}^{(k)} = I_{(z)(k)} = I_{0(z)(k)} = \text{csc} \theta \sin K^+ \theta \cos \gamma_{(k)} - K^+ \cos(K\theta + \gamma_{(k)}), \quad (11)$$

$$U_{H(k)} = \frac{1}{K^+} (S^{(k)} - I_{(z)}^{(k)}) \quad (12)$$

Напряжение на полезной нагрузке (индекс 0) и дросселе (индекс  $L$ ):

$$U_{0(k)} = N_{(k)} I_{0(z)(k)}; U_{L(k)} = \frac{1}{K^+} (S^{(k)} - Y_{(k)} U_{0(k)}), \quad (13)$$

где 
$$N_{(k)} = 1/n_{(k)} = R/Z; Y_{(k)} = n_{(k)} + K^+ \quad (14)$$

Уравнение для половины угла коммутации:

$$(1 + KN_{(k)}) K^+ \theta = \gamma_{(k)} + (1 - T_{(k)} \text{tg} \gamma_{(k)}) / (\text{tg} \gamma_{(k)} + T_{(k)}), \quad (15)$$

x) На практике находят применение схемы с числом  $m = 2, 3, 4, 6, 8, 9, 12, 18, 24, \dots$

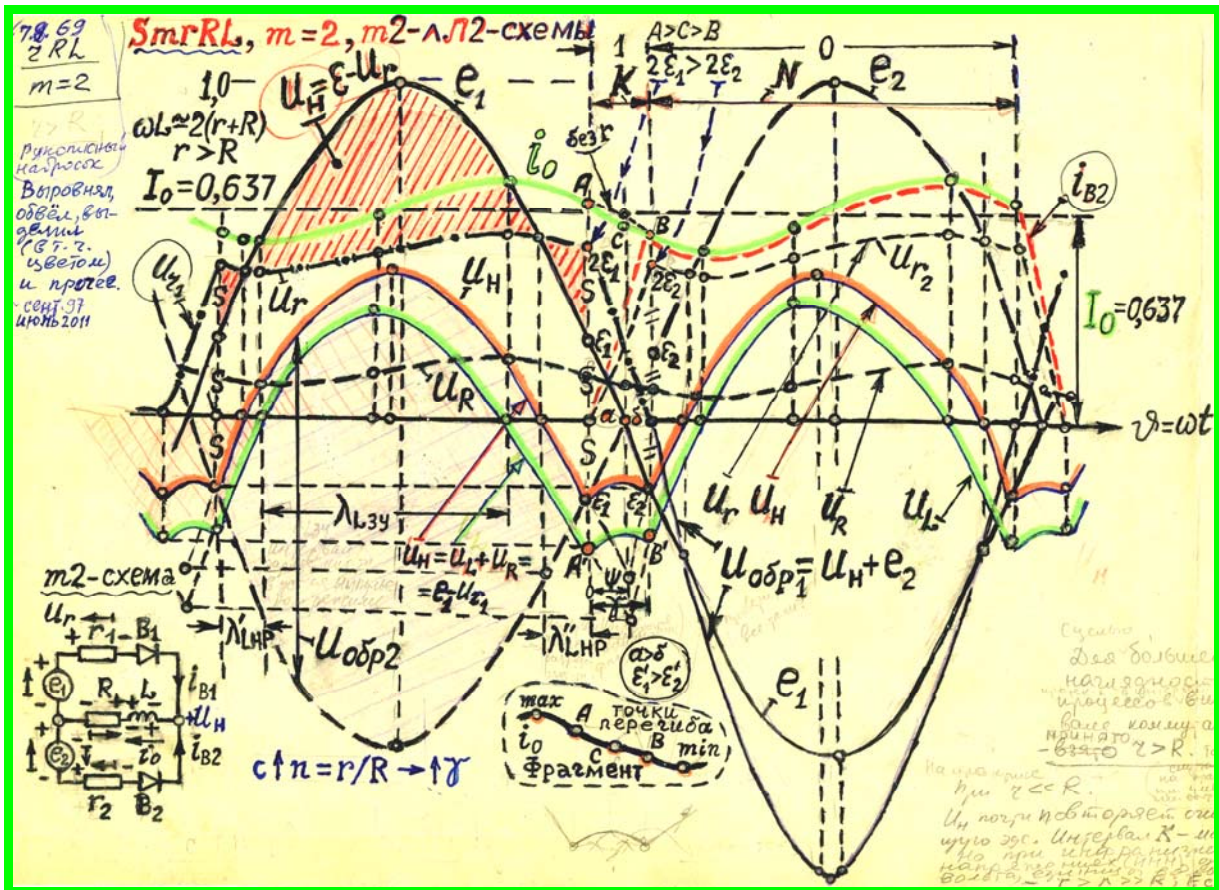


Рис.2. Формы токов и напряжений в 1-фазной 2-лучевой вентильной схеме при конечном значении  $L$  (класс  $SmmRL$ ). Токи и напряжения приведены к т.н. базисным величинам (основаниям) и потому даны в безразмерных единицах.

Даны для возможности и удобства получения форм при изменении числовых значений элементов ( $r, R, L$ ) от  $0$  до  $\infty$  и сравнения их между собой (в динамике процессов), а также с формами (в т.ч. ошибочными) в публикациях других авторов.

Рукописные пометки на изображении:

Рукописный набросок. 7.8.1969. Выровнял, обвёл, выделил (в т.ч. цветом) и прочее: сентябрь 1997, июнь 2011.

С целью большей наглядности процессов, протекающих в интервале коммутации, принято  $r > R$ . Такие случаи на практике возникают, например, при уменьшении сопротивления нагрузки. При  $r \ll R$  напряжение  $U_H$  почти повторяет огибающую ЭДС  $e_1, e_2$ . Интервал  $K$  мал. Но при инфранизких напряжениях нагрузки (ИНН, доли вольта – единицы вольт) значение  $r > \lambda \gg R$  (знак 'или'), а влияющие напряжения смещения  $E_c$  (на начальном участке ампер-вольтовой характеристики (АВХ) вентилей) становится существенным, и это тоже необходимо учитывать при инженерном проектировании источников электропитания.

Для разнообразия и наглядного сравнения форм переменных (токов, напряжений, пр.) и других изображений при конечных значениях  $L$  и условно бесконечных автор продемонстрировал во время докладов (а также до и после, при необходимости и в частных беседах) на всех семинарах, заседаниях, конференциях, преимущественно в МЭИС. В данном сборнике рисунка нет.

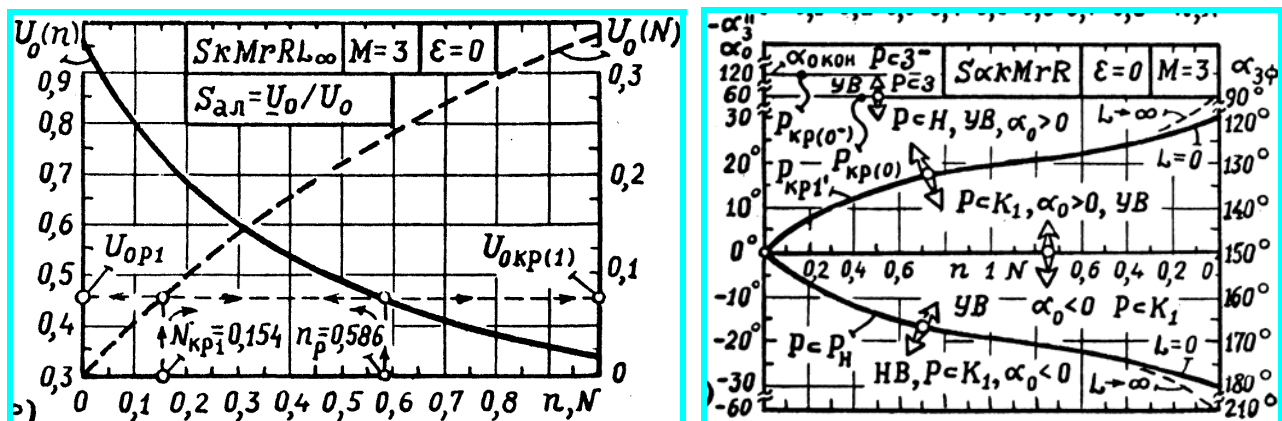


Рис. 3. График среднего значения напряжения на нагрузке 3-фазной мостовой ЛЗ-схемы и Зоны режимов её работы при изменении угла управления меньше и больше нуля, а индуктивности – от  $0$  до  $\infty$ .

где независимый от параметров схемы коэффициент

$$T_{(K)} = \left( \frac{1}{K^+} \text{csc} \theta \sin K^+ \theta - \cos K \theta \right) \text{csc} K \theta = f(m, K) \quad (16)$$

при  $K = 1$  равен нулю.

### Критические и граничные режимы

Переход из одного режима в другой определяет состояние схемы, которое будем называть критическим. Переход из  $K$ -го  $K^+$ -ый режим соответствует  $K$ -му критическому режиму. При  $\gamma_{(K)} = 0$  из уравнения (15) получаем формулу критичности  $K$ -го порядка для схем класса  $\Sigma RL_{\infty}$

$$1 + KN_{Kp(K^-)} = 1/K^+ \theta T_{(K)}; N_{Kp(K^-)} = f(m, K); (K = 1, 2, \dots, K_x) \quad (17)$$

При таких соотношениях параметров пульсация выходного напряжения наибольшая, что является недостатком критических режимов.

При некоторых промежуточных между критическими соотношениях параметров амплитудные значения  $U_{нmax(K)}$  и  $U_{нmax(K^-)}$  становятся одинаковыми. Такое состояние схем соответствует режимам, которые будем называть граничными. При этом величина пульсации выходного напряжения становится минимальной, а её частота удвоенной. Это обстоятельство является важным достоинством граничных режимов, позволяя уменьшить габариты и вес фильтра, а в ряде случаев и вовсе отказаться от него, что способствует миниатюризации источника питания в целом. По условию  $U_{нmax(K)} = U_{нmax(K^-)}$  из формулы (6) получаем уравнение для граничного угла коммутации в  $K$ -ом режиме работы

$$\sin \gamma_{гр(K)} - T_{(K)} (1 - \cos \gamma_{гр(K)}) = \text{tg} \frac{1}{2} \theta; \gamma_{гр(K)} = f(m, K) \quad (18)$$

Подставляя  $\gamma_{гр(K)}$  в уравнение (15), находим параметры схемных элементов, соответствующие граничным режимам. Из уравнения

$$1 - T_{(K_x)} \text{tg} \gamma_{к.з} = (K_x^+ \theta - \gamma_{к.з}) (\text{tg} \gamma_{к.з} + T_{(K_x)}); \gamma_{к.з} = f(m) \quad (19)$$

находим угол коммутации при к.з. нагрузки  $R$ , знание которого с учётом выражений (11) и (13) позволяет построить нормированные внешние характеристики. При этом  $I_{o(\Sigma)к.з} \approx 0,32 m$ .

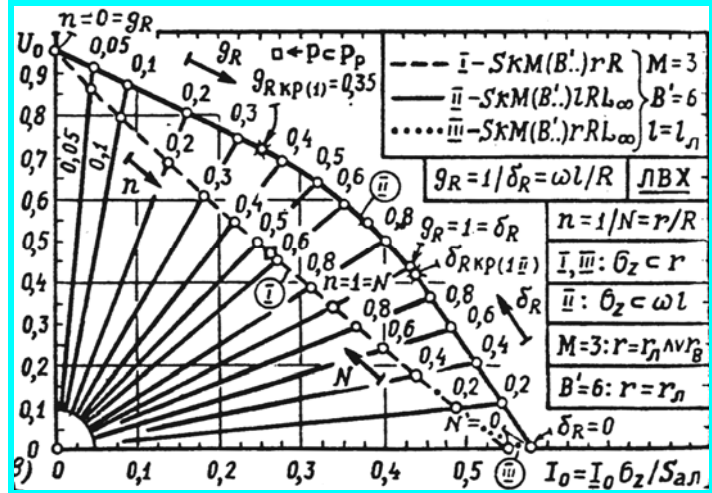
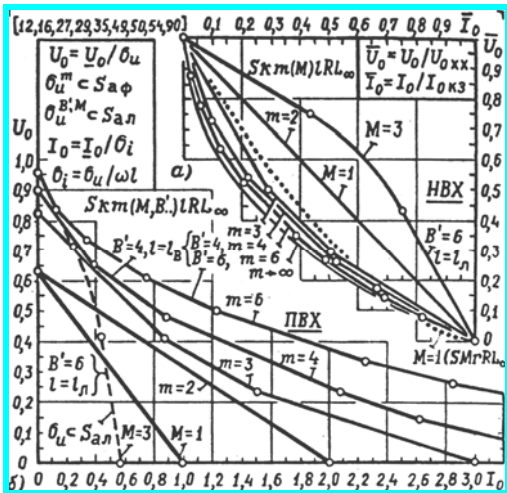


Рис. 4. Универсальные нормированные (NBX) (а), приведенные к основаниям (ПВХ) (б) и лучевые (ЛВХ) (в) внешние характеристики  $m$ -лучевых,  $M$ -фазных мостовых (с Л-ячейковыми вентиляемыми мостами), кольцевых (с В'-вентилями кольцами), 0-, V-, С- и подобных схем классов  $Skm(M, B', \dots)RL_{\infty}$ ,  $Skm(B', \dots)$

... $rRL_{\infty}$  и  $Skm(B', \dots)rR$  при работе в коммутационных режимах I и II рода  $k$ -го и  $k_{\bar{}}$ -го порядка при  $\{\alpha, m\} = 1, 2, 3, 4, 6$ ,  $M = 1, 3$ ,  $B' = 4, 6$ ,  $\epsilon = 0$ ,  $\kappa = 1, \kappa_{\bar{}}$ ,  $\kappa_{\bar{}} = 1, \kappa_{\bar{}} = 1$ ;  $\{\kappa_{\bar{}} = m - 1, \kappa_{\bar{}} = m - 2\}$ ,  $V\{m, B'\}$ ;  $\{\kappa_{\bar{}} = 2, \kappa_{\bar{}} = 1\}$ ,  $M = 3, B' = 6$ ;  $\square - P_p$  РЕЖИМ:  $n = n_p = r/R = 1/\sqrt{3}$

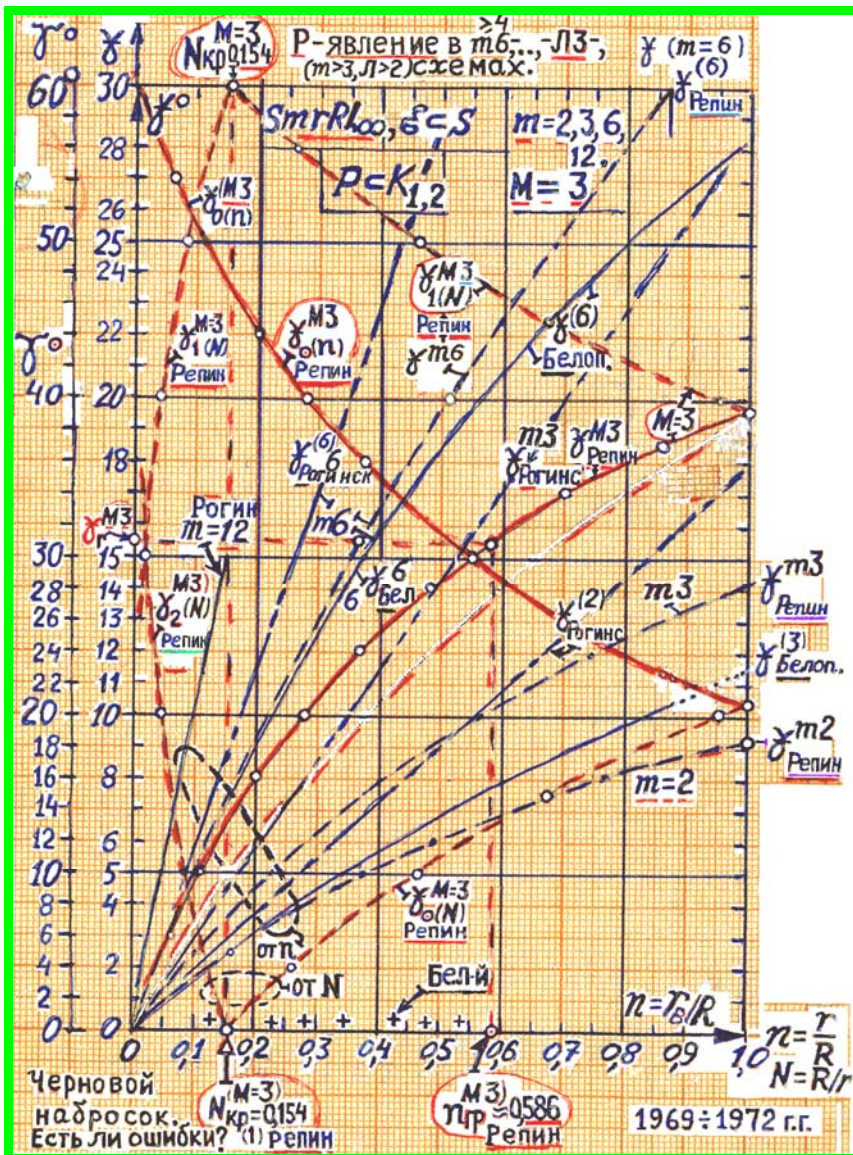


Рис. 5. Зависимости угла коммутации  $\gamma = 2\delta$  от  $n$  и  $N$  в 3-фазной ЛЗ-мостовой и  $m$ -лучевых схемах. Для сравнения даны также результаты И.И. Белопольского и В.Ю. Рогинского.



Основные расчётные соотношения  
при работе схем класса  $\alpha RL_\infty$  в первом коммутационном режиме

Для широко используемого на практике первого коммутационного режима из выражений (I0) - (I8) при  $K = 1$  находим соответственно:

$$\dot{i}_{\mu(z)(0)} = I_{(z)}^{(1)}; \dot{i}_{1(z)(1)} = \sin \theta (\sin \gamma + \sin \psi); \dot{i}_{2(z)(1)} = \sin \theta (\sin \gamma - \sin \psi),$$

$$I_{(z)}^{(1)} = I_{0(z)(1)} = 2 \sin \theta \sin \gamma; U_{H(1)} = \cos \theta \cos \psi - \sin \theta \sin \gamma,$$

$$U_{L(1)} = \cos \theta \cos \psi - (1 + 2N) \sin \theta \sin \gamma; U_{L(0)} = \cos(\psi - \theta) - 2(1 + N) \sin \theta \sin \gamma,$$

$$U_{0(1)} = N I_{0(z)(1)} = \theta^{-1} \sin \theta [\cos \gamma - (2\theta - \gamma) \sin \gamma],$$

$$(1 + N) 2\theta = \gamma + \operatorname{ctg} \gamma; 2N_{кр(1)} = \theta^{-1} \operatorname{ctg} \theta - 1; \sin \gamma_{гр(1)} = \operatorname{tg} \frac{1}{2} \theta; \theta = \pi/m,$$

где индекс (0) определяет принадлежность к нулевому, т.е. внекоммутационному подинтервалу.

Амплитудное и действующее значения тока вентиля или фазы трансформатора равны соответственно:

$$\dot{i}_{ав(z)(1)} = \dot{i}_{аф(z)(1)} = 2 \sin \theta \sin \gamma; I_{B(z)(1)} = I_{\phi(z)(1)} = \sqrt{D_B / 2\pi} \sin \theta,$$

где  $D_B = 2\gamma \cos 2\gamma - \sin 2\gamma + 8\theta \sin^2 2\gamma$ .

По приведенным соотношениям, полученным на строгой физической и математической основе, без принципиальных затруднений строятся расчётные номограммы и рассчитывается любой  $m$ -фазный выпрямитель с активными потерями при его работе в любом, в общем случае  $K$ -ом коммутационном режиме.

Л и т е р а т у р а

1. Танно. Дэнки цусин гаккай дзаси (JIEEJ) T87-6, 1967, № 945, стр. II7I-II78.

2. Seefried E. Zum Übertragungsverhalten des  $m$ -pulsigen, gittergesteuerten Gleichrichters, Zmsz, 1965, N 11.

3. 40 & 60 amp Power Supplies For Superconducting Magnets, Descripten, Oxford Instrument Company.

4. Репин А.М. Переходные процессы в многофазном преобразователе с конечной катодной индуктивностью, Труды МЭИС, 1970, вып.2.