

Для мостовой схемы Ларионова следует брать $m = 3$, вычисляя I по (2.16) при $m = 6$; для схемы Греча - $m = 2$.

6. Действующие значения тока нагрузки J , вентилей J_B и фазы трансформатора J_φ .

Определяют в виде

$$J = \sqrt{\frac{1}{2\theta} \int_0^{2\theta} i^2 d\vartheta} .$$

Выполнение указанных операций над функцией (2.7) даёт после преобразований для схем с нулевой точкой или лучевых x/ схем

$$J = \sqrt{m} J_B = \sqrt{m} J_\varphi = \cos\varphi \sqrt{D + D_\varphi} = U_0 , \quad (2.32)$$

где $D = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sin 2\theta}{2\theta} \right) , \quad (2.32')$

$$D_\varphi = \theta^{-1} \sin\theta \sin\varphi (\cos\theta + \sin\theta \operatorname{tg}\varphi \operatorname{cth}[\theta \operatorname{ctg}\varphi]) . \quad (2.32'')$$

Результат (2.32), полученный на основе точного решения, включает все гармоники тока и потому более точен получаемого с помощью разложения тока в ряд Фурье и ограничения конечным числом гармоник [30, 166].

При $\varphi = 0$ ($L = 0$ - случай чисто активной нагрузки) имеем $\cos\varphi = 1$; $\sin\varphi = 0$; $D_\varphi = 0$ и $J_{\varphi=0} = \sqrt{D}$, что совпадает с известными формулами.

При $\varphi \rightarrow \frac{\pi}{2}$ ($L \rightarrow \infty$ - случай бесконечной индуктивности) из (2.32) получаем неопределённость вида $0 \cdot \infty$, после раскрытия которой находим $J_{\varphi \rightarrow \frac{\pi}{2}} = I$, что совпадает с [10÷14] .

x/ определение используется в [31] .

Значение J_ϕ для схемы Ларионова следует вычислять по (2.30) для $m = 6$, умножив на $\sqrt{2}$; для схемы Греца - при $m = 2$.

Действующее значение тока фазы вторичной обмотки трансформатора

для схемы Греца

$$J_\phi = J_\phi \sqrt{2}, \quad (2.33)$$

для схемы Ларионова этот ток зависит от схемы соединения обмоток трансформатора; ток в линейном проводе, подходящем к мосту, равен

$$J_n = J_\phi \sqrt{2} \sqrt{2} = 2 J_\phi, \quad (2.34)$$

где J_ϕ находится из (2.32) при $m = 6$.

7. Результаты расчётов действующих и средних значений токов переменной составляющей, вентиля и нагрузки и величин пульсаций представлены на рис.2.4, аналогичном рис. 2.3 и, следовательно, отражающем параметрические состояния схемы при изменении индуктивности от 0 до ∞ , либо её частотные характеристики при $\omega \ll \nu_{\text{аз}}$; $R, L = \text{const}$.

По мере увеличения L пульсации падают. Физически это объясняется просто. Электромагнитная энергия в индуктивности

$$E_L = \int_0^I L i di = \frac{1}{2} L I^2 \quad (2.35)$$

растёт с увеличением индуктивности, и тем сильнее сказывается противодействие всякому изменению тока в цепи нагрузки. Этим же объясняется и "затягивание" тока вентиля, и уменьшение переменной составляющей, и приближение действующего значения тока к среднему и другие явления, разобранные выше.

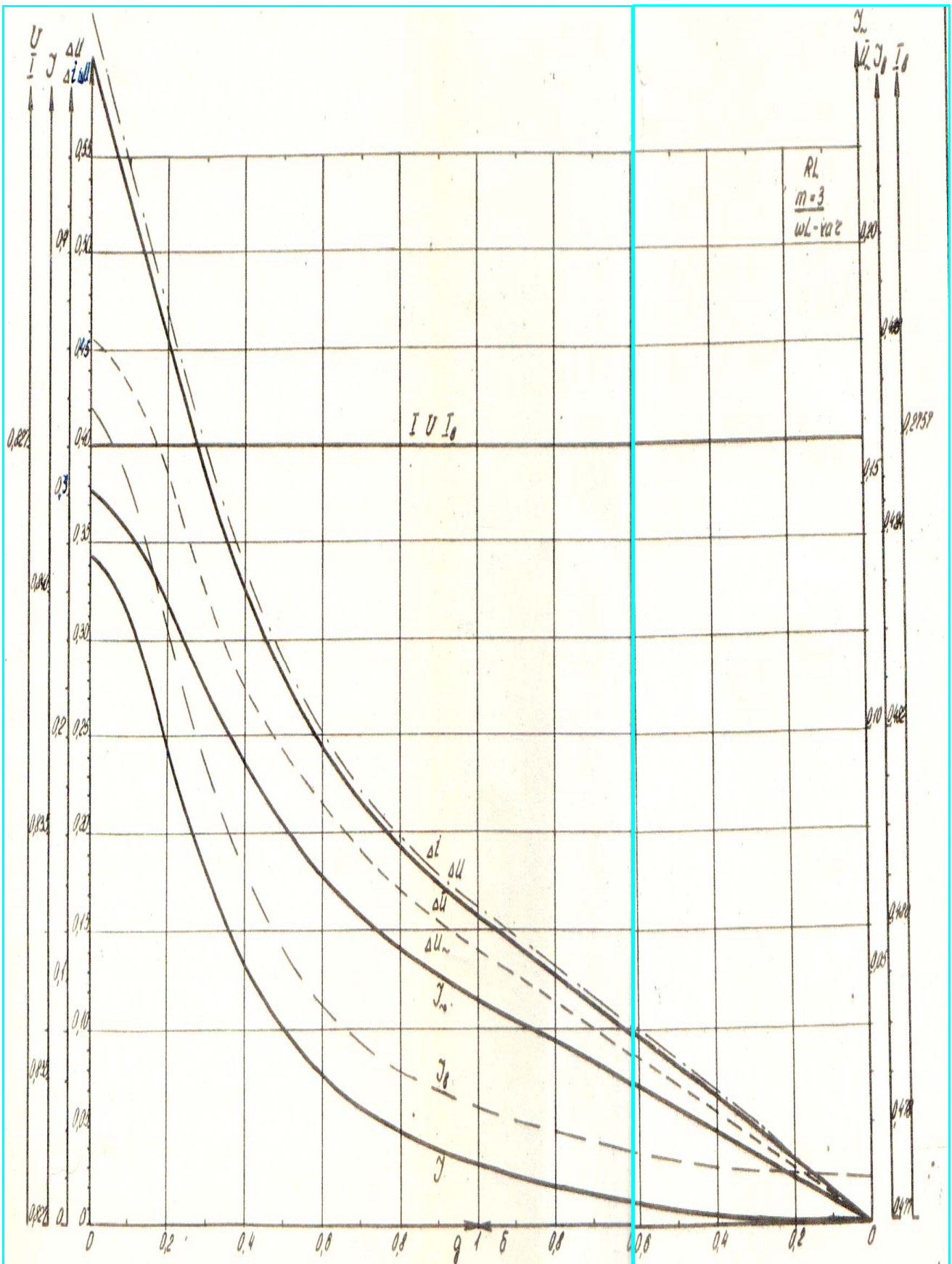


Рис. 2.4. Параметрические зависимости пульсаций и средних и действующих значений токов нагрузки, вентиля и фазы при $0 < \omega L / R$

б/ Обратное напряжение на вентиле.

Когда вентиль закрыт, между его анодом и катодом приложено напряжение $U_{обр}$ обратной полярности. Оно является важным параметром, определяющим вентиляльную прочность. Обычно его находят по отдельным интервалам времени и отдельно для каждой схемы. Между тем возможно обобщение решения.

Обратное напряжение представляет собой алгебраическую разность между фэдс неработающей ветви и выходным напряжением U_H (на общей нагрузке)

$$U_{обр} = S - U_H < 0 \quad (2.36)$$

Остановимся подробнее на методике определения формы обратного напряжения и его амплитудного значения с тем, чтобы в последующем приводить лишь окончательные результаты.

Эту форму удобно находить графически. Мгновенные значения (2.36) наглядно отражаются ординатами графиков, подобных рис.2.5, а, б, где штриховкой показано обратное напряжение для $m = 3$ и 6 схем класса RL . Для этих схем, как и при работе на чисто активную нагрузку, напряжение U_H совпадает с огибающей фэдс.

В соответствии с рисунком запись m -й фэдс имеет вид

$$S_m = \cos[\vartheta - (2m - 1)\theta], \quad (HK < \varphi_0; m = 1, 2, \dots, m) \quad (2.37)$$

Обратное напряжение изменяется непрерывно только внутри интервалов, кратных 2θ ,

$$(m-1)2\theta \leq \vartheta \leq m2\theta \quad (2.38)$$

Номер интервала совпадает в рассматриваемом случае с текущим индексом фэдс. В силу симметрии максимальное число ин-

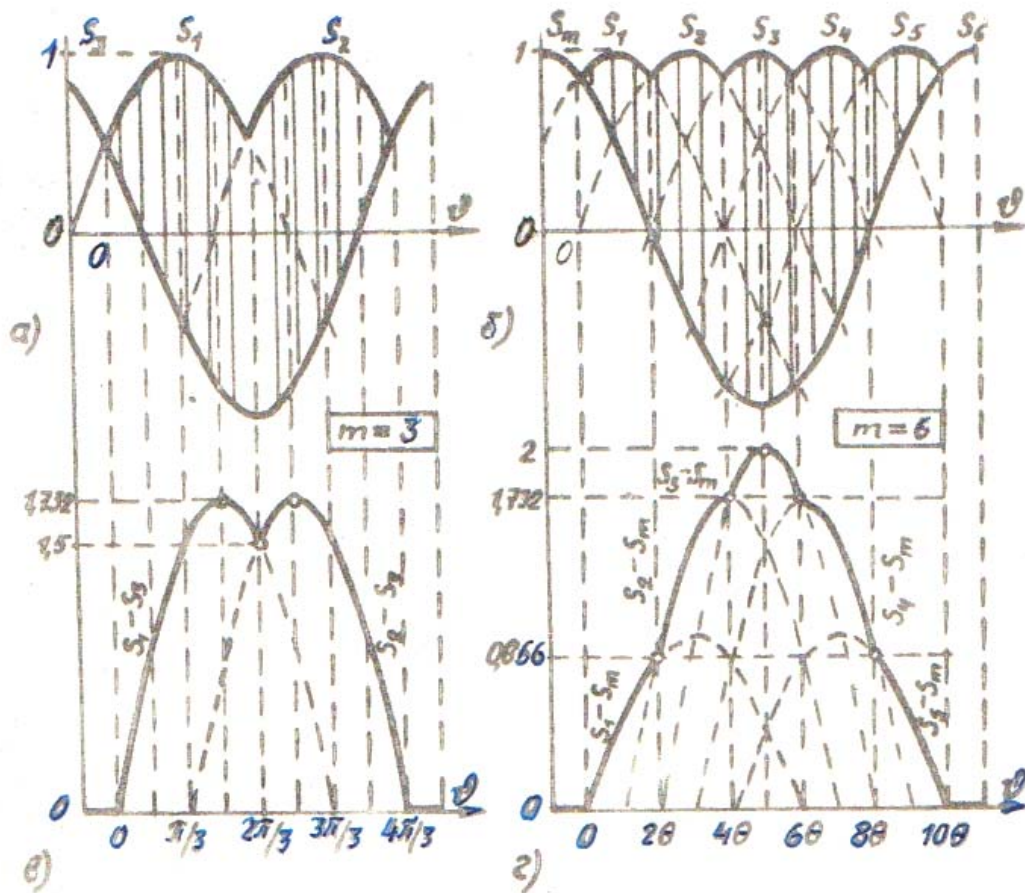


Рис.2.5 Определение обратного напряжения на вентиле (а, б) и его линейные диаграммы (в, г).

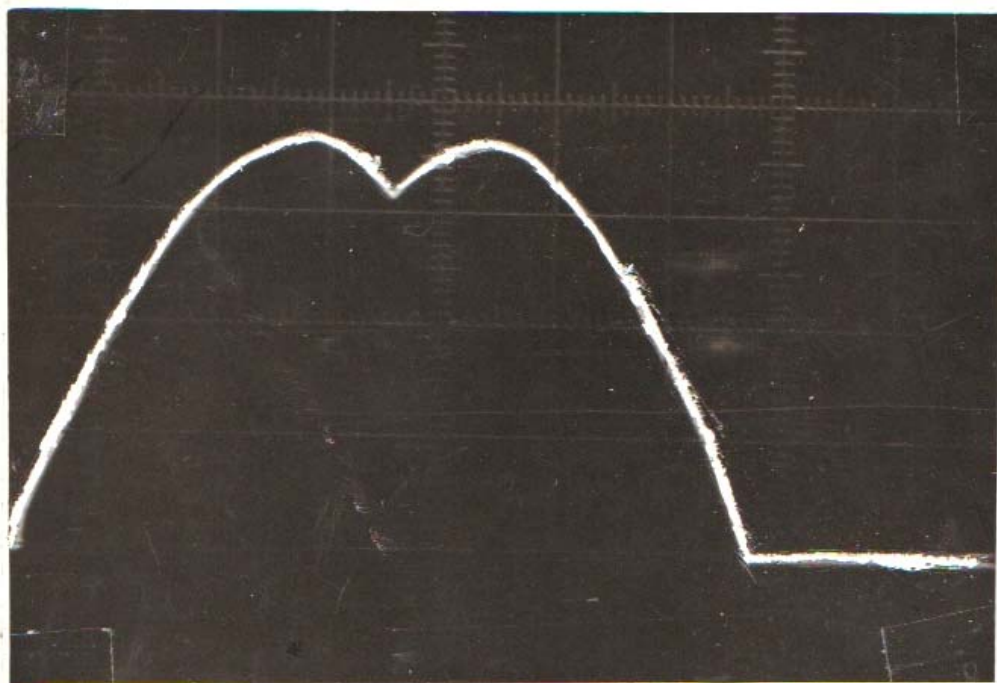


Фото 2.1. Форма обратного напряжения на вентиле в 3-фазных лучевой и мостовой схемах при пренебрежимо малых внутренних сопротивл. (осциллограмма)

тервалов, достаточное для рассмотрения, согласно рис. 2.5, а, б, равно

$$M_x = \frac{1}{2} \left\{ m + \frac{1}{2} [(-1)^m - 1] \right\} . \quad (2.39)$$

Ординаты между m -й фэдс и 1-й, 2-й, ..., M_x -й фазовыми эдс, взятыми внутри соответствующих интервалов (2.38), дают мгновенные значения обратного напряжения

$$U_{обр} = S_m - S_M = -2 \sin m \theta \sin [\vartheta - (m-1)\theta], \quad (HK < \psi_0). \quad (2.40)$$

Найдём интервалы, в которых обратное напряжение достигает экстремальных значений (максимумов), что обозначается индексом x .

$$U_{x.обр.M} = 2 \sin m \theta . \quad (2.41)$$

Очевидно, это имеет место при некоторых $\vartheta = \theta_M$, когда аргумент при синусе в (2.40) равен $\pi/2$, т.е.

$$\theta_M = \pi/2 + (m-1)\theta . \quad (2.42)$$

Согласно (2.38) угол (2.42) не должен превышать 2θ . Откуда получаем, что максимумы имеют место при значениях

$$\frac{m-2}{2} \leq M \leq M_x . \quad (2.43)$$

Нетрудно видеть, что для нечётного числа фаз левый предел в (2.43) даёт дробное число, которое отличается от целого числа правого предела на 0,5. Так как M - число целое, то остаётся только правый предел. Обозначая через M_+ индекс интервала, в котором может появиться максимум, имеем, таким образом,

$$M_+ = M_x \leftarrow m - \text{нечёт} . \quad (2.44)$$

Для чётного числа фаз левый предел в (2.43) отличается на единицу от правого предела ($M_x^- = M_x - 1$). Следовательно,

$$M_+ = M_x^-, M_x \leftarrow m - \text{чёт} . \quad (2.44')$$

Таким образом, обратное напряжение при чётном m содержит три, а при нечётном — два максимума. Подставляя (2.39) в (2.41), находим наибольшее значение (амплитуду) обратного напряжения для любого числа фаз

$$U_{a.обр} = 2 \cos \left[(-1)^m - 1 \right] \frac{1}{4} \theta, \quad (2.45)$$

что даёт

$$U_{a.обр} = \begin{cases} 2 \cos \frac{1}{2} \theta & \leftarrow m - \text{нечёт} \\ 2 & \leftarrow m - \text{чёт} \end{cases} \quad (2.45')$$

По отношению к среднему значению напряжения на полезной нагрузке (2.16), имеем

$$\bar{U}_{a.обр} = \frac{U_{a.обр}}{U_0} = \begin{cases} \theta / \sin \frac{1}{2} \theta & \leftarrow m - \text{нечёт} \\ 2\theta / \sin \theta & \leftarrow m - \text{чёт} \end{cases} \quad (2.46)$$

В интервалах μ_x^- , смежных с μ_x интервалом, максимальные значения обратного напряжения равны

$$U_{x.обр. \mu_x^-} = 2 \cos \theta \leftarrow m - \text{чёт} \quad (2.47)$$

В остальных интервалах экстремумы отсутствуют, наибольшие значения в (2.37) имеют место при $\nu = 2, m \theta$

$$U_{наиб.обр. m} = 2 \sin m \theta \sin (m+1) \theta, \quad (2.48)$$

$$m = \begin{cases} 1, 2, \dots, \mu_x - 1 & \leftarrow m - \text{нечёт} \\ 1, 2, \dots, \mu_x - 2 & \leftarrow m - \text{чёт} \end{cases}.$$

Линейные диаграммы напряжения катод-анод закрытого вентилля изображены на рис. 2.5, в, г для $m = 3, 6$, как результаты расчётов по рекуррентной формуле (2.40) с привлечением выражений (2.39), (2.45), (2.47), (2.48).

Аналогичным изложенному выше путём определяется обратное напряжение для любой схемы m -фазного выпрямления.

в/ Нагрузочные характеристики.

Приведенные выше соотношения и графические зависимости токов отражают параметрические характеристики m -фазных схем класса RL , когда изменяющимся параметром является индуктивное сопротивление $X = \omega L = \text{var}$. При этом в основание токовых величин входит сопротивление полезной нагрузки $R = \text{const}$.

На практике представляет интерес поведение схемы (изменение её переменных состояния и расчётных величин) при изменении сопротивления нагрузки. Такие зависимости отражают нагрузочные характеристики.

Для их получения нет необходимости заново составлять и решать уравнения. Достаточно в полученных выше выражениях токовых величин сменить одно основание $Q_{i1} = S_a / R$ на другое $Q_{i2} = S_a / X$. Смена оснований осуществляется просто. Для этого необходимо и достаточно умножить указанные выражения на коэффициент преобразования (1.9), который применительно к рассматриваемому случаю имеет вид

$$k_{пр}(R \rightarrow X) = \text{tg } \varphi = g. \quad (2.49)$$

При этом потенциальные величины, очевидно, не претерпевают изменений и, следовательно, приведенные выше их графические зависимости (в том числе пульсации) отражают также нагрузочные (потенциальные) характеристики выпрямителя.

Зависимости токовых величин при изменении сопротивления полезной нагрузки от холостого хода до короткого замыкания (токовые нагрузочные характеристики) представлены после пересчёта с учётом (2.49) на рис. 2.6.

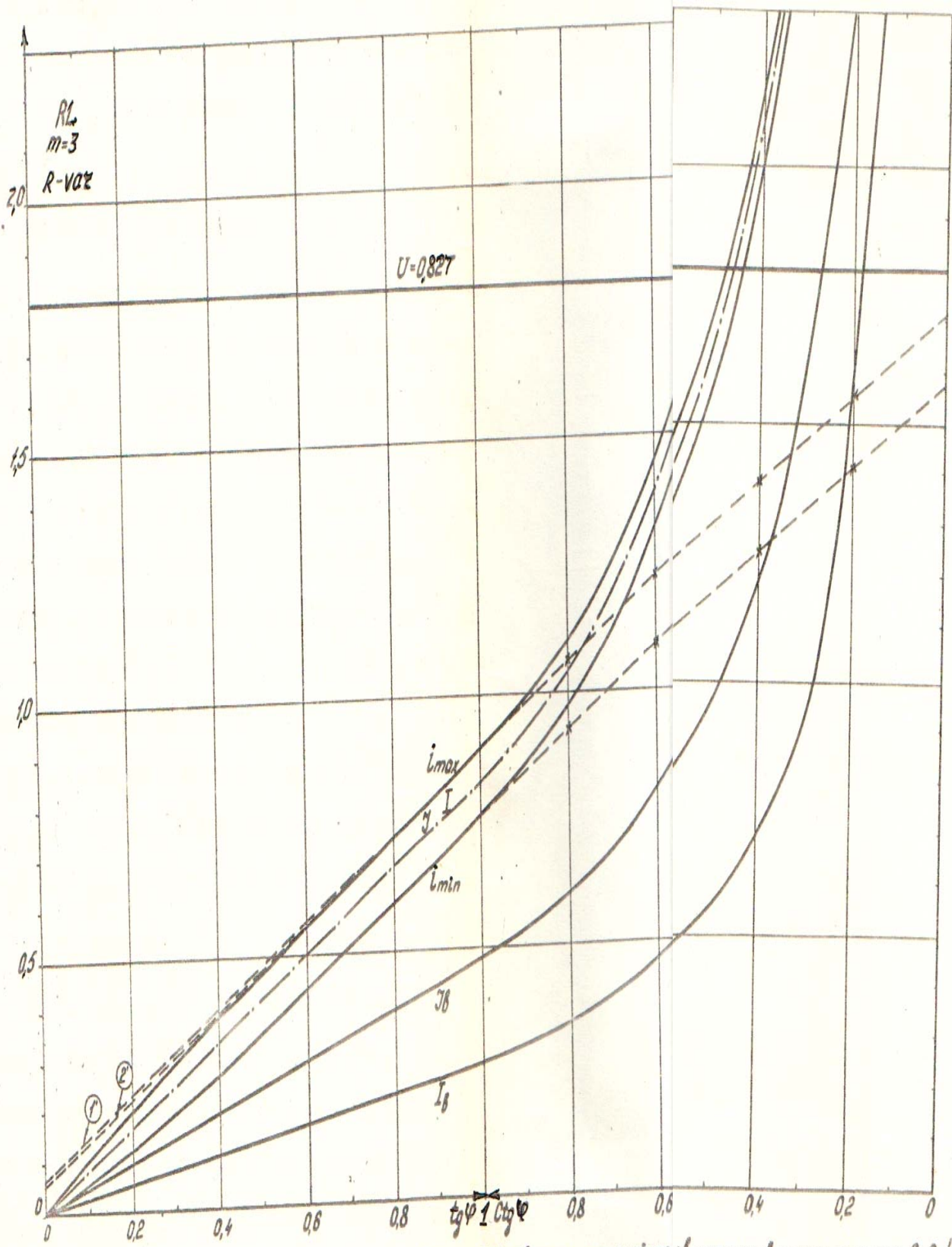


Рис.26. Зависимости амплитудных, минимальных, средних и действующих значений токов нагрузки, вентиля, фазы при $U=S_0/X_L$

При холостом ходе ($g = 0$) все токи равны нулю, что физически очевидно. По мере уменьшения R токи растут, в том числе ток $I_{(x)} = g I_{(R)}$. При этом пульсации уменьшаются (рис.2.4), что естественно, поскольку энергия (2.35) возрастает с ростом среднего значения тока. Такой результат противоположен получаемому при ёмкостной нагрузке [47], когда с ростом тока полезной нагрузки пульсации увеличиваются.

г/ Текущие относительные характеристики.

При расчётах выпрямителей заданными являются параметры полезной нагрузки (средние значения тока и напряжения). Поэтому часто бывает удобным, если остальные расчётные величины выражены через заданные. Их отношения дают те или иные коэффициенты, которые будучи построенными в зависимости от выбранного аргументного параметра облегчают процесс расчёта. Например, широко известная методика расчёта выпрямителей с ёмкостной нагрузкой [10,11] основана на определении коэффициентов B, D, F, H . Аргументом их графических зависимостей служит коэффициент A .

Отношения расчётных величин позволяют, кроме того, судить о физических возможностях выбираемых элементов схемы. Так отношение амплитуды тока вентиля к его среднему значению (пик-фактор [31])

$$k_{пв} = i_{ав} / I_{\theta} = m i_{max} / I \quad (2.50)$$

позволяет судить о нагрузочной способности выбираемого вентиля.

Отношение действующего значения тока фазы к среднему току позволяет судить о степени полезного использования обмоток трансформатора [30]. Коэффициент формы тока нагрузки позволяет оценить величину пульсации (2.28)[166] и, следовательно, действующее значение переменной составляющей (вредный эффект выпрямления)

$$I_{\sim(R)} = U_{\theta} \Delta U_{\sim} . \quad (2.51)$$