

При изменении угла  $\alpha$  в пределах  $0 \leq \alpha \leq \alpha_{кр}$  возможны режимы, различаемые по тем или иным признакам. Отметим два из них.

6. При некоторых значениях  $\alpha = \alpha_r$  (назовем их граничными) начальный после включения вентиля подинтервал разряда индуктивности отсутствует, фэдс питает и нагрузку и индуктивность, которая сразу выступает в роли потребителя, в отличие от предыдущего режима ( $\alpha < \alpha_r$ ), когда после включения вентиля нагрузка получала питание и от источника и от индуктивности одновременно. В граничном режиме минимум и излом в форме напряжения полезной нагрузки совпадают и, будучи расположенными на огибающей фазовых эдс, совпадают также: по времени – с моментом открытия вентиля, по величине – со значением скачка фэдс. Все токи сразу начинают нарастать. Из условия  $u_L(0_+) = 0$  получаем связь параметров для граничного режима

$$\operatorname{tg} \alpha_r = \frac{A \cos \varphi - \sin(\theta + \varphi)}{A \operatorname{tg} \varphi \cos \varphi - \cos(\theta + \varphi)}, \quad (2.80)$$

$$0 \leq \varphi \leq \pi/2 \rightarrow 0 \leq \alpha_r \leq \alpha_{r \max} = \arctg[\theta - \operatorname{ctg} \theta] < \alpha_{кр} \leq \pi/2. \quad (2.80')$$

Коэффициент  $A$  определяется из (2.7). При  $\alpha > \alpha_r$  из комплекса выражений (2.67+2.76) выпадают (2.71) для  $\theta_1$  и (2.74) для  $i_{\min(R)}$ .

Тем самым отпадает необходимость в решении одного трансцендентного уравнения, а величина пульсации определяется проще:

$$\Delta i_{(R)} = \Delta u = \cos(\theta_2 + \alpha - \theta) - i_{(R)}(0).$$

7. Начиная с некоторых промежуточных значений  $\alpha = \alpha_{пр}$  отсутствуют максимумы (экстремумы) в форме напряжения на индуктивности, которое со сменой полярности сразу достигает амплитудного значения в момент открытия вентиля. Величина амплитуды может достигать амплитуды фэдс, бросок напряжения – амплитуды линейной эдс, что важно учитывать при выборе или расчёте дросселя. Интервал заряда индуктивности  $\lambda_L = \theta_2$ . Перегибы в формах токов отсутствуют. Связь пара-

метров в промежуточном режиме получаем из (2.72) при  $\theta^+ = 0$

$$\operatorname{tg} \alpha_{np} = \frac{A \sin \varphi - \cos(\theta + \varphi) \operatorname{tg}^2 \varphi}{A \cos \varphi + \sin(\theta + \varphi) \operatorname{tg}^2 \varphi}, \quad (2.81)$$

$$0 \leq \varphi \leq \pi/2 \rightarrow 0 \leq \alpha_{np} \leq \theta; \quad 0 \leq \alpha_r \leq \alpha_{np} \leq 0 \leq \alpha_{кр}. \quad (2.81')$$

При  $\alpha > \alpha_{np}$  из системы (2.67+2.76) выпадают (2.71) для  $\theta_1$ , (2.72), (2.73) для амплитуды  $U_k^+$ , которая становится равной значению  $U_k(\alpha)$ .

Изложенное о режимах отражено на рис. 2.13. Все полученные выше результаты справедливы при  $\alpha \leq \alpha_{кр}$ . Отсюда, в частности, следует, что среднее значение напряжения на нагрузке при конечных (т.е. реальных) значениях индуктивности не равно нулю при  $\alpha = 90^\circ$ , как это, напротив, должно бы иметь место в соответствии с известной формулой (2.73), основываясь на которую иногда и утверждают обратное. При  $\alpha > \alpha_{кр}$  все необходимое легко получить из результатов, найденных для однофазной управляемой схемы ( $m=1$ ), что выполняется просто. Аналитические выражения переменных, расчётные величины, уравнения углов, их связь и пределы изменения даны ниже:

$$i_{(R)} = U_0 = \cos \varphi [ \sin(\vartheta + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\delta \vartheta} ], \quad (2.82)$$

$$U_k = \sin \varphi \cos(\vartheta + \alpha - \varphi) + \cos \varphi \sin(\alpha - \varphi) e^{-\delta \vartheta}, \quad (2.83)$$

$$U_k(\theta_2) = 0 \rightarrow \operatorname{tg} \varphi \cos(\theta_2 + \alpha - \varphi) = \sin(\varphi - \alpha) e^{-\delta \theta_2}, \quad (2.84)$$

$$(\pi/2 - \alpha \leq \theta_2 \leq \pi - \alpha), \quad (2.84')$$

$$U_k'(\theta^\pm) = 0 \rightarrow \operatorname{tg}^2 \varphi \sin(\theta^\pm + \alpha - \varphi) = \sin(\varphi - \alpha) e^{-\delta \theta^\pm}, \quad (2.85)$$

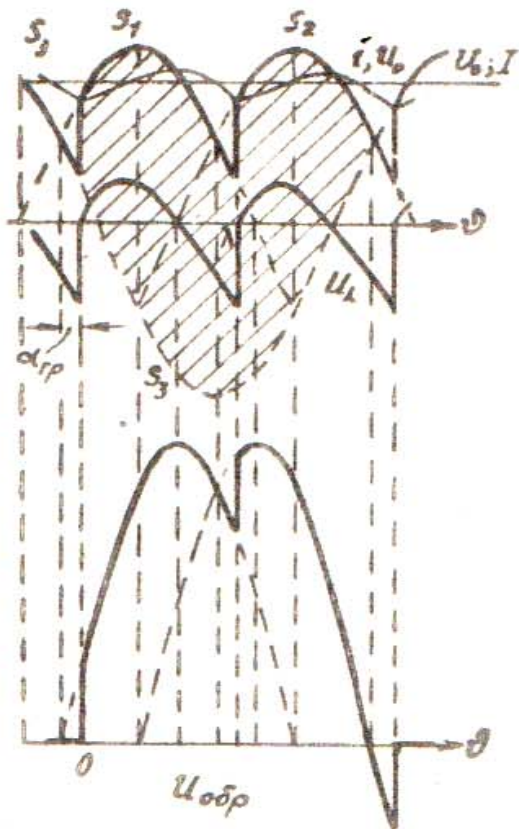
$$(0 \leq \theta^+ \leq \pi/2 - \alpha; \quad \pi - \alpha \leq \theta^- \leq 2\pi - \alpha), \quad (2.85')$$

$$i(\lambda) = 0 \rightarrow \sin(\lambda + \alpha - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\delta \lambda}, \quad (2.86)$$

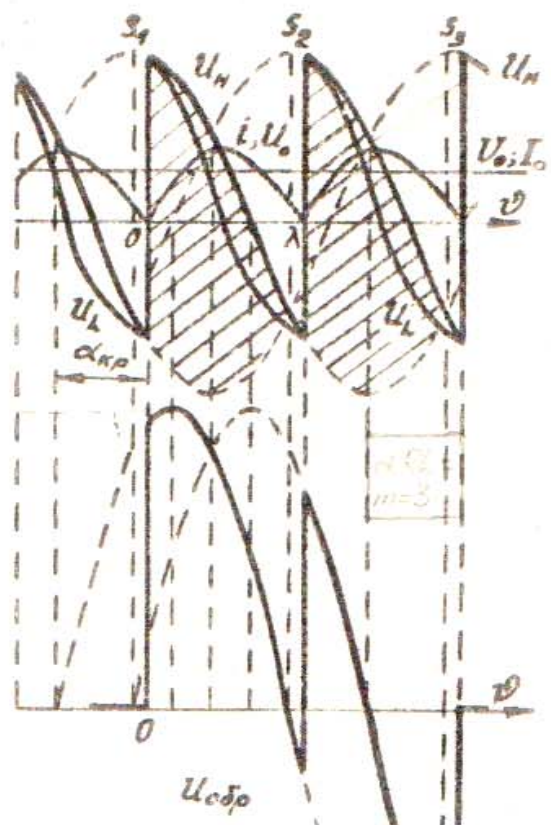
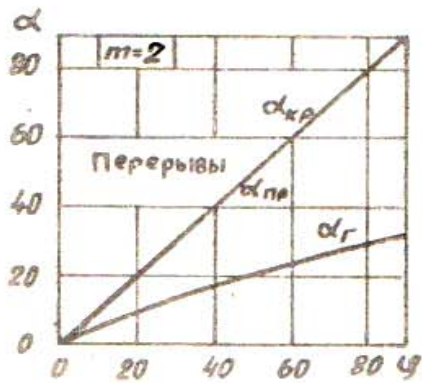
$$(\pi - \alpha \leq \lambda \leq 2\pi - \alpha), \quad (2.86')$$

$$0 \leq \theta^+ \leq \pi/2 - \alpha \leq \theta_2 \leq \pi - \alpha \leq \theta^- \leq \lambda \leq 2\pi - \alpha, \quad (2.87)$$

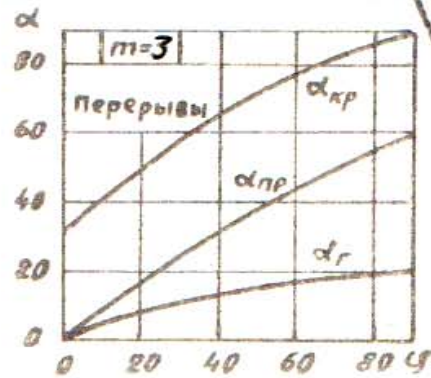




а)



б)



в)

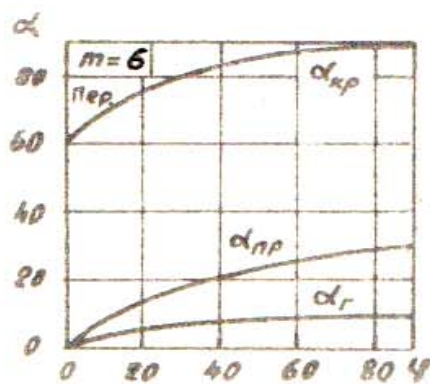
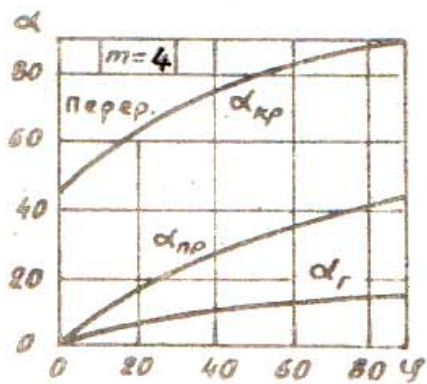


Рис. 2.43. Диаграммы переменных в граничном (а) и критическом (б) режимах при  $\varphi=1$ ,  $m=3$  и зоны работы (в) управляемых выпрямителей класса  $\alpha RL$  при  $m=2, 3, 4, 6$ .

$$i_{\alpha\theta(R)} = i_{\max(R)} = \Delta i_{(R)} = \Delta U = \sin(\alpha + \theta_2) , \quad (2.88)$$

$$I_{(R)} = U_0 = \frac{1}{\kappa} \sin \lambda \sin(\lambda + \alpha) , \quad (2.89)$$

$$J_{(R)} = U_0 = \frac{\cos \varphi}{2\sqrt{\kappa}} \sqrt{\lambda - \frac{\sin \lambda}{\cos \varphi} \cos(2\alpha + \varphi + \lambda)} , \quad (2.90)$$

$$\Delta \bar{U} = \sin(\alpha + \theta_2) / U_0 ; \Delta U_{\sim} = \sqrt{(J/I)^2 - 1} ; J_{\sim(R)} = I_{(R)} \Delta U_{\sim} . \quad (2.91)$$

Ряд приведенных выражений известен. Например, формулы (2.82) и (2.89) совпадают с получаемыми из приведенных в [ 31 ]. Вместе с тем выражение (2.82) (описывающее в данном случае исходную и реджитную переменную), полученное с привлечением обычного преобразования Лапласа для режима  $\rho < \beta$  (т.е. при  $\alpha > \alpha_{кр}$ )  $m$ -фазных схем класса  $\alpha RL$  ЧВ, значительно проще приводимого ниже выражения, полученного для этого же случая, например, в [ 99 ] на основе дискретного преобразования Лапласа (в обозначениях автора)

$$i[n, \varepsilon] = \frac{U_m}{\bar{L} \sqrt{\beta^2 + \bar{\omega}^2}} \left[ \sin(\bar{\omega} \varepsilon + \psi - \varphi_1) - \frac{A_2}{A_1} e^{-\beta \varepsilon} \sin(\psi - \varphi_1 - \varphi_2) + \frac{A_3}{A_1} e^{-\beta(n+1+\varepsilon)} \sin(\psi - \varphi_1 - \varphi_3) \right] , \quad (0 \leq \varepsilon \leq \gamma) ,$$

$$i[n, \varepsilon] = \frac{U_m}{\bar{L} \sqrt{\beta^2 + \bar{\omega}^2}} \frac{A_3}{A_1} \sin(\psi - \varphi_1 - \varphi_3) [-e^{-\beta \varepsilon} + e^{-\beta(n+1+\varepsilon)}] , \quad (\gamma \leq \varepsilon \leq 1) ,$$

где  $1 - e^{-\beta} = A_1 ; 1 - e^{-\beta(1-\gamma) + j\bar{\omega}\gamma} = A_2 e^{-j\varphi_2} ,$

$$1 - e^{(\beta + j\bar{\omega})\gamma} = A_3 e^{-j\varphi_3} ; A_2 = \sqrt{1 - 2e^{-\beta(1-\gamma)} \cos \bar{\omega}\gamma + e^{2\beta\gamma}} ,$$

$$A_3 = \sqrt{1 - 2e^{\beta\gamma} \cos \bar{\omega}\gamma + e^{2\beta\gamma}} ; \psi = \frac{2\tilde{t}}{2m} + \alpha ; \varphi_1 = \arctg \frac{\bar{\omega}}{\beta} ,$$

$$\varphi_2 = \arctg \frac{e^{-\beta(1-\gamma)} \sin \bar{\omega}\gamma}{1 - e^{-\beta(1-\gamma)} \cos \bar{\omega}\gamma} ; \varphi_3 = \arctg \frac{e^{\beta\gamma} \sin \bar{\omega}\gamma}{1 - e^{\beta\gamma} \cos \bar{\omega}\gamma} ,$$

$$\beta = \frac{RT}{mL} ; \varepsilon = \bar{t} ; \bar{t} = \frac{tm}{T} ; \gamma = \frac{t_n}{T} ; \bar{\omega} = \frac{\omega T}{m} ; \bar{L} = \frac{Lm}{T} .$$



Выражение (2.73) отражает по существу регулировочную характеристику в приведенных единицах. Результат совпадает с полученным в [12] для этого же случая при  $g \gg 1$  ( $L \rightarrow \infty$ ). Это естественно, поскольку, как следует из (2.73), величина индуктивности не влияет на среднее значение тока. Различают также нормированные характеристики. Для нормировки достаточно в качестве основания принять  $Q_{u2} = S_a \sin \theta / \theta$ . Тогда  $\bar{U}_o = U_o / U_{o, \text{кк}} = \cos \alpha$ .

По полученным соотношениям и номограммам довольно просто осуществляется расчёт схем рассмотренного класса.

### Выводы

1. Уделив наибольшее внимание физической сущности процессов - одному из главных и проблемных вопросов при современных представлениях в теории и технике преобразования, в главе получены все необходимые аналитические соотношения для многофазных схем без потерь с комплексной нагрузкой индуктивного характера (с конечной индуктивностью) при их работе в чисто выпрямительном и управляемом режимах. Это позволило исследовать параметрические состояния этих схем при изменении определяющих параметров от нуля до бесконечности и, в частности, при работе во всём диапазоне нагрузок - от холостого хода до короткого замыкания. Приведены соотношения для мостовых схем Греча и Ларионова. Дано сравнение с результатами, полученными автором при ёмкостном характере нагрузки с конечной емкостью фильтра.

2. Посредством интерполяционных формул, идея которых вытекает из интерполяционного полинома Лагранжа, осуществлена аппроксимация полученных расчётных соотношений, которые в точном виде являются не только нелинейными, но и неявными функциями схемных параметров.



Предложенный приём по их линеаризации позволил в числе других найти простые и удобные для практики линейные формулы по расчёту катодной индуктивности и пульсаций в полезной нагрузке. Тем самым устранена неопределённость, существующая в настоящее время при проектировании выпрямителей с индуктивным фильтром. Она обусловлена тем, что при зачастую допускаемом в литературе условии  $L \rightarrow \infty$  пульсация в нагрузке эквивалентной схемы равна нулю, и при расчётах индуктивности дросселя фильтра и величины пульсации в реальной схеме вынуждены использовать формулы, не удовлетворяющие квалифицированную практику. Для упрощенных линейных формул определены погрешности и границы применимости.

3. Форма обратного напряжения – важного параметра при определении прочностных свойств вентиля – и его амплитуда, необходимая при выборе вентиля, определены графически и аналитически в общем виде, пригодном для любой  $m$ -фазной схемы выпрямления. Изложенная при этом методика охватывает любые классы схем. На основе расчётных номограмм и упрощенных формул приведена простая методика расчёта неуправляемых  $m$ -фазных схем класса  $RL$ .

4. Даны расчётные номограммы и регулировочные характеристики для управляемых выпрямителей класса  $\alpha RL UB$ , выявлены принципиальной важности режимы, именуемые критическими, граничными и промежуточными, даны им соответствующие соотношения схемных параметров и зоны работы.

5. Полученные результаты исследования, касающиеся не единичных схемных решений, а их совокупности в  $m$ -фазном исполнении, имея и самостоятельное значение, создают информационные предпосылки для исследования более сложных случаев и, в частности, схем с потерями.