

ем, что для обеспечения 35% пульсации декремент $\delta = 1/g = 1/0,36 = 2,78$. Деля это значение на 0,3 из (2.61), находим, что величина индуктивности, рассчитанная по (2.60), завышена в девять с лишним раз.

Если же нагрузка допускает пульсацию $\Delta \bar{u}$ не выше, например, 1% ($k_n \approx 0,4\%$), то согласно таблице 2.2 декремент равен 0,06, что по отношению к (2.61) в 5 раз меньше (т.е. индуктивность должна быть в 5 раз больше). Таким образом, установленный в схему дроссель, рассчитанный по (2.60), не обеспечит требований нагрузки.

При расчёте выпрямителей, работающих на индуктивность, её величину находят иногда из условия

$$m\omega L = \frac{2}{m^2 - 1} 2R \quad (2.63)$$

Сомножитель $2/(m^2 - 1)$ определяет, как известно, величину пульсации k_n по первой гармонике при работе на активную нагрузку. Тогда, представляя (2.63) в виде $k_n = Lm\omega/2R$, получаем прямую пропорциональность между величинами пульсации и индуктивности, что противоречит физическому смыслу. Если же не приводить к такому виду, то учёт пульсаций, найденных при чисто активной нагрузке не соответствует реальности, поскольку имеется индуктивность. Будучи найденной, она согласно (2.63) обеспечивает любую величину пульсации, что также не увязывается с физической сущностью.

Полученные выше на основе точных формул упрощенные соотношения согласуются с физикой явлений, просты, удобны для практического использования, конкретны для конкретного типа схем, вполне определённо связывают величины пульсаций и элементов фильтра, позволяя однозначно определить величину индуктивности, и дают достаточную точность расчёта в широком диапазоне значений схемных параметров.

О расчёте схем

Расчёт базируется на заданных величинах. К основным из них относят параметры полезной нагрузки

1. \underline{I} - среднее значение тока.
2. \underline{U}_0 - среднее значение напряжения.
3. $\Delta \bar{U}$ - пульсация.

Для расчёта схем приемлем как аналитический (по полученным выше соотношениям), так и графо-аналитический способ, когда используется графики, подобные приведенным выше для $m=3$.

При $m = 2$ (двухфазная с общим выводом и мостовая Греча схемы) графики приведены в Приложении 2. Графиками целесообразно пользоваться, если заданная величина пульсации превышает 10% ($k_p > 4\%$). В этом случае методика расчёта проста. Выбрав схему (т.е. зная m), по заданной пульсации из графика $\Delta \bar{U} = f(g)$ находится величина аргументного параметра $g = \omega L / R$ и, следовательно, величина индуктивности.

По найденному параметру из графиков находятся сразу все основные расчётные величины в приведённых единицах, а также амплитуда обратного напряжения по (2.45). Определив из (2.52) амплитуду фэдс, находятся эти величины в именованных единицах путём умножения приведенных величин на их основания. Далее выбираются вентили и осуществляется расчёт трансформатора известными методами. В силу оперативности получения необходимой информации подобные методы относят к экспресс-методам.

При значениях пульсации меньше 10% при $m = 2, 3$ и (при любых пульсациях) при $m \geq 6$ следует пользоваться выражениями, приведенными в § 2.4, 2.5.

Б. Управляемые выпрямители

§ 2.6. Основные соотношения переменных состояний и угловых и расчётных величин. Номограммы.

Анализ работы управляемых выпрямителей не содержит принципиаль-

ных отличий от проделанного выше для неуправляемых выпрямителей и потому может быть выполнен по аналогии:

1/ либо на основе использования теоремы разложения и уравнений припасовывания,

2/ либо используя результаты анализа переходных импульсных состояний управляемого выпрямителя или

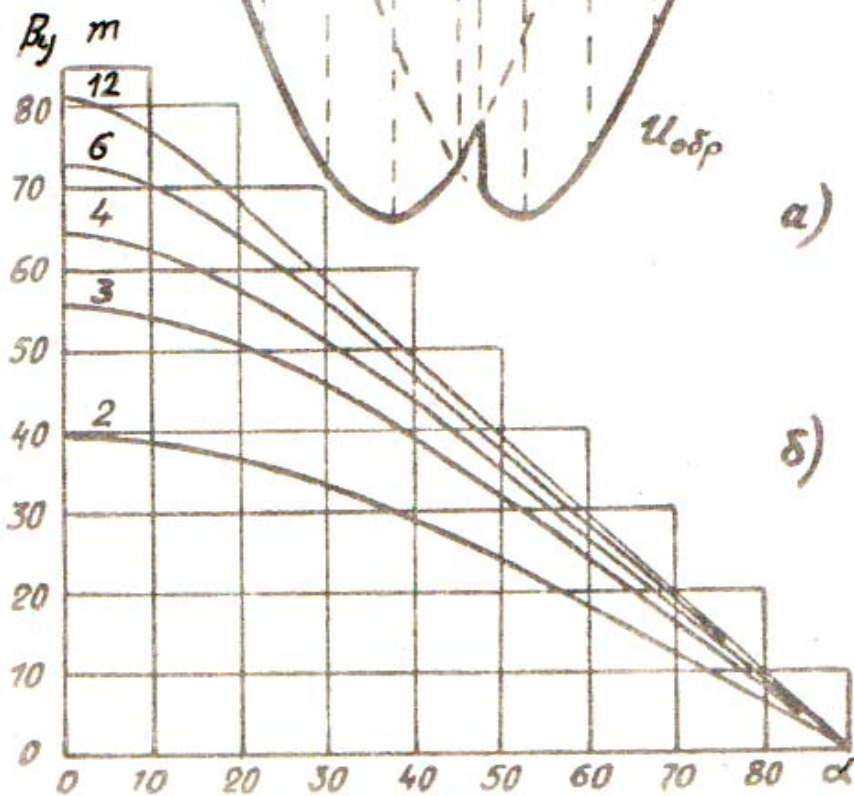
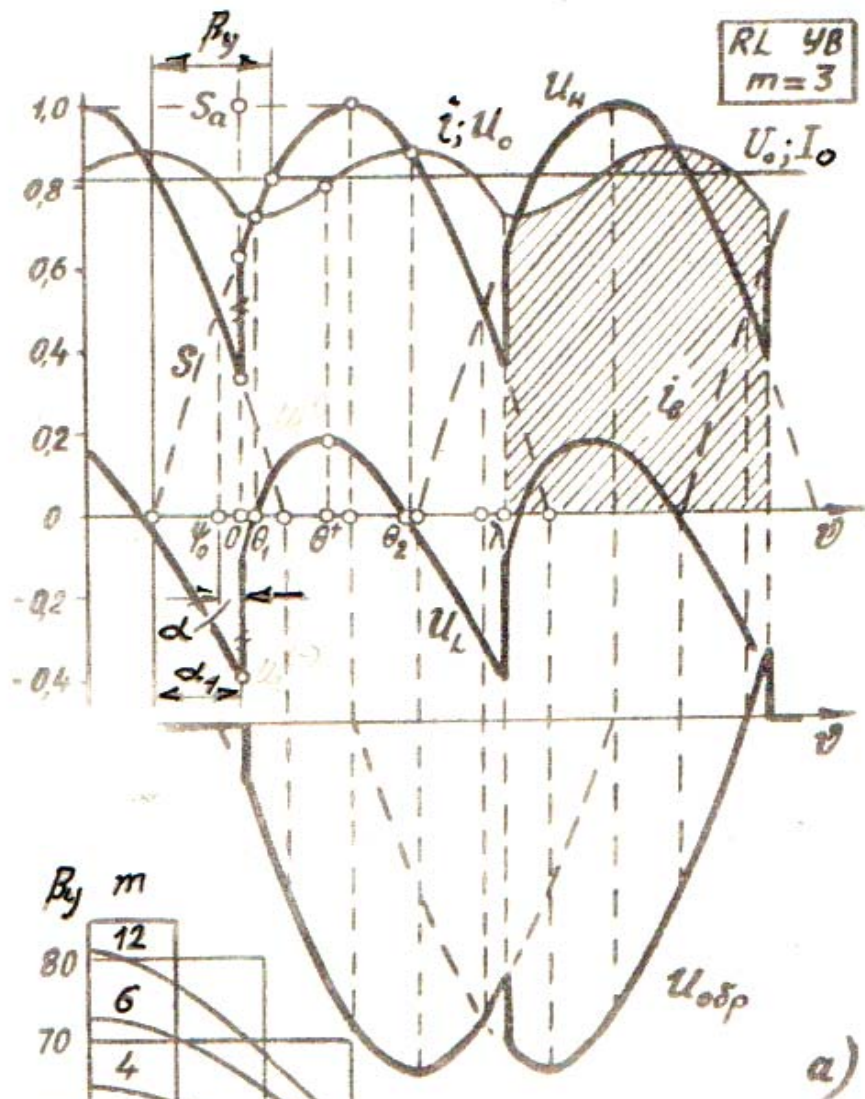
3/ установившихся состояний неуправляемых выпрямителей.

Отличие от полученных выше соотношений состоит лишь в том, что во всех выражениях появляется ещё один параметр — угол управления α , отсчитываемый от момента пересечения фэдс по отгибающей, либо угол α_1 , отсчитываемый от момента прохождения фэдс через нуль с положительной производной

$$\alpha_1 = \psi_0 + \alpha \quad \text{с} \quad S = 0, \quad S' > 0. \quad (2.66)$$

Общая картина процессов управляемого выпрямителя на примере трёхфазной схемы приведена на рис. 2.11, а, где штриховкой показана форма тока через вентиль (фазу), а масштаб по оси ординат для обратного напряжения уменьшен в два раза.

Опуская промежуточные выкладки, приведём окончательные соотношения мгновенных значений переменных, их амплитудные, средние и действующие значения, а также уравнения угловых величин и их пределы изменения, найденные на основе физико-математического и логического доказательства, с привлечением законов Кирхгофа, методов дифференциальной геометрии, коэффициента ^{рхга} Фурье для постоянной составляющей, правила Бернулли-Лопиталья при раскрытии неопределённостей предельных переходов и некоторых рациональных приёмов, использованных выше.



В 3-фазной схеме класса α RL
Рис. 2.11. Диаграммы переменных при $m=3$,
 $\alpha=10^\circ$ и $\rho=1$ (а) и зависимости угла
 β_y от угла регулирования α (б) при
 $m=2, 3, 4, 6, 12$.

$$S = \cos(\vartheta - \theta + \alpha) ; \quad (\text{HK} < \alpha, < S = 0, S' > 0), \quad (2.67)$$

$$\vartheta_n = \lambda = 2\theta, \quad (2.68)$$

$$i_{(R)}(\vartheta) = \cos\varphi [\cos(\vartheta + \alpha - \theta - \varphi) - A \sin(\alpha - \varphi) e^{-\delta\vartheta}], \quad (2.69)$$

$$u_i(\vartheta) = g i' = -\sin\varphi \sin(\vartheta + \alpha - \theta - \varphi) + A \sin(\alpha - \varphi) \cos\varphi e^{-\delta\vartheta}, \quad (2.70)$$

$$u_i(\theta_{1,2}) = 0 \rightarrow \operatorname{tg}\varphi \sin(\theta_{1,2} + \alpha - \theta - \varphi) = A \sin(\alpha - \varphi) e^{-\delta\theta_{1,2}}, \quad (2.71)$$

$$(0 \leq \theta_1 \leq \beta_y - \pi/2 + \theta - \alpha), \quad (\theta - \alpha \leq \tilde{\lambda}/2 - \beta_y + \theta - \alpha), \quad (2.71')$$

$$u_i'(\theta^+) = 0 \rightarrow -\operatorname{tg}^2\varphi \cos(\theta^+ + \alpha - \theta - \varphi) = A \sin(\alpha - \varphi) e^{-\delta\theta^+}, \quad (2.72)$$

$$(0 \leq \theta^+ \leq 0 - \alpha), \quad (2.72')$$

$$I_{(R)} = U_o = \theta^{-1} \sin\theta \cos\alpha ; \quad u_i^+ = \operatorname{tg}\varphi \sin(\theta - \alpha - \theta^+), \quad (2.73)$$

$$i_{aB(R)} = i_{\max(R)} = \cos(\theta_2 - \theta + \alpha); \quad i_{\min(R)} = \cos(\theta_1 - \theta + \alpha), \quad (2.74)$$

$$\Delta \bar{u} = \Delta i_{(R)} / I_{(R)} = \Delta u / U_o ; \quad \Delta u_n = J_{n(R)} / I_{(R)}, \quad (2.75)$$

$$J_{(R)} = \sqrt{m} J_{B(R)} = \sqrt{m} J_{\varphi(R)} = \frac{\cos\varphi}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{1}{2\theta} Q_\alpha}, \quad (2.76)$$

$$Q_\alpha = \sin 2\theta \cos 2(\alpha - \varphi) + 2 \Gamma_\alpha \sin\varphi \sin(\alpha - \varphi), \quad (2.76')$$

$$\Gamma_\alpha = 2 \cos(\theta + \alpha) e^{-2\delta\theta} - 2 \cos(\theta - \alpha) + \frac{\sin\theta \sin(\alpha - \varphi)}{\cos\varphi} (1 + e^{-2\delta\theta}). \quad (2.76'')$$

При $\alpha = 0$ эти выражения приведенным выше соответствуют \checkmark для

неуправляемых выпрямителей.

Пределы угловых величин выражены, как и ранее, через фиксированные углы θ , α , β_y . Первые ^{два} из них известны. Графики послед-

него для $m = 2, 3, 4, 6, 12$ даны на рис. 2.11, б, рассчитанные по формуле

$$\beta_y = \alpha z c \sin(I_{(R)}) = \alpha z c \sin[\theta^{-1} \sin \theta \cos \alpha]. \quad (2.77)$$

Решения трансцендентных уравнений для других углов дают семейство кривых, аналогичных рис. 2.3, с углом управления в качестве параметра. Из всего многообразия машинных решений для угловых и расчётных величин при $m = 2, 3, 6, 12$, $g = 0 \div \infty$, $\alpha = 0 \div \alpha_{кр}$, полученных на ЭВМ "Минск-22" на основе аналитической программы, составленной автором, и с использованием стандартных машинных программ, ниже приведены:

1. из токовых нагрузочных характеристик – зависимости среднего значения тока нагрузки от обобщённой постоянной времени при $m = 2, 3, 6$ и $\alpha = 0 \div 80^\circ$ (рис. 2.12, а),

2. из параметрических (частотных) характеристик – зависимости пульсаций от обобщённого декремента цепи при $m = 3, 6$ и $\alpha = 0^\circ, 10^\circ, 15^\circ, 20^\circ, 30^\circ$. (рис. 2.12, б),

3. из регулировочных характеристик – зависимости пульсаций, среднего и действующего значений тока нагрузки, амплитуд тока вентиля (фазы) и напряжения на индуктивности для $m = 6$ при значении декремента $\delta = 0, 2$ (рис. 2.12, в).

§ 2.7. Основные особенности работы управляемых выпрямителей класса RL УВ.

1. При любых значениях $\alpha > 0$ имеют место скачки в форме отгибающей фазовых эдс, что ведёт к скачкообразным изменениям напряжений на индуктивности и обратного ^{на} вентиле. В форме обратного ^{напряжения на вентиле} число скачков равно m , а их величина не превышает амплитуды (2.45), увеличивая вместе с тем вероятность нарушения вентиляльной прочности (возникновения обратного зажигания в ионном вентиле или пробоя р-п пере-

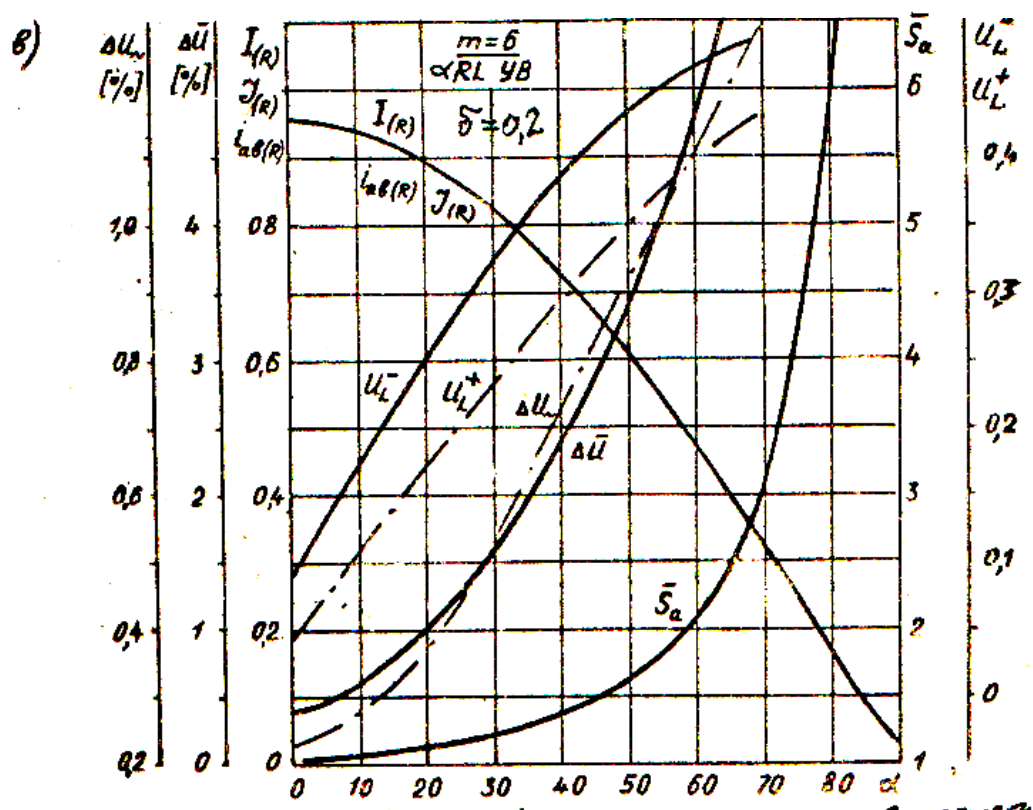
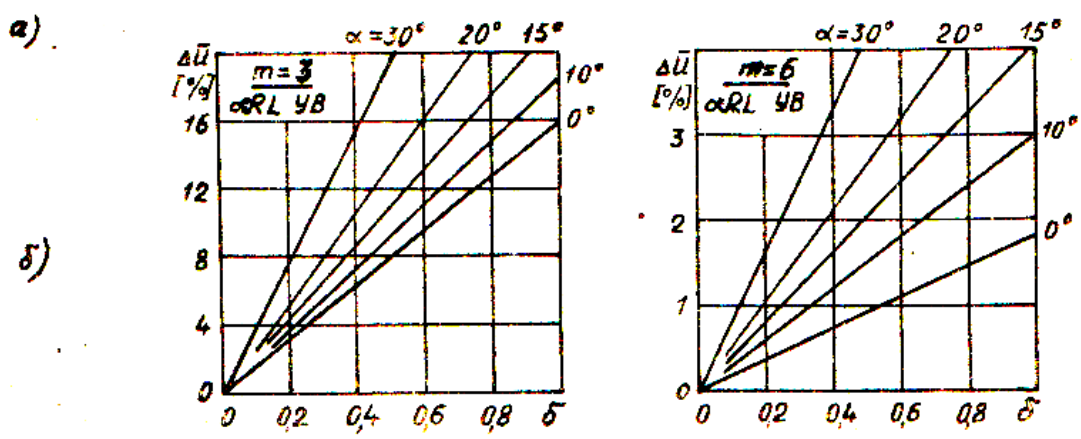
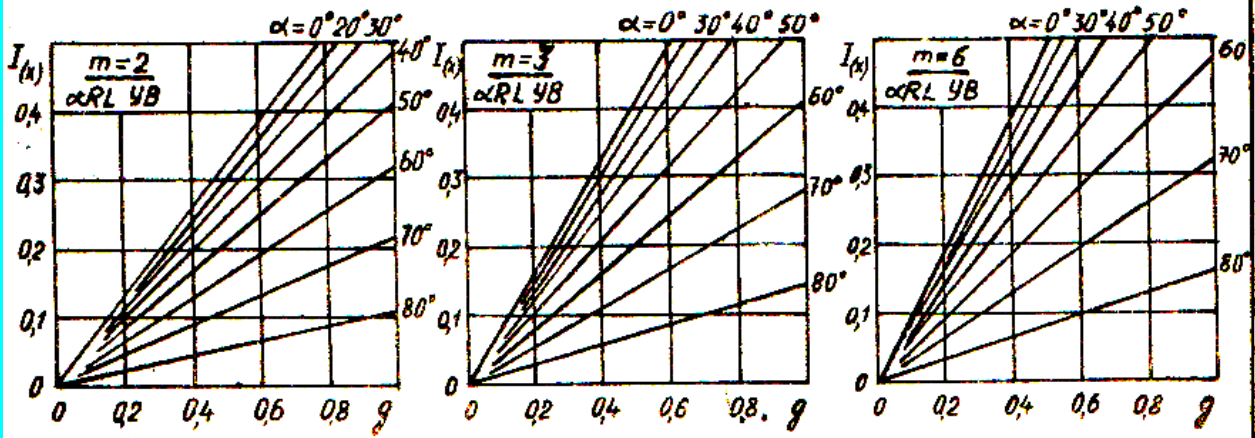


Рис. 2.12. Нагрузочные (а), параметрические (частотные) (б) и регулировочные (в) характеристики m -фазных управляемых выпрямителей класса $\alpha RL YB$.

тока полупроводникового прибора). Ток нагрузки в момент открытия вентиля претерпевает излом.

2. За счёт магнитной энергии в индуктивности вентили открыты и при отрицательных значениях ЭДС (в отличие от работы на активную нагрузку), когда индуктивность, как пассивный источник, обеспечивает питание полезной нагрузки и компенсирует противодействие ЭДС.

3. В отличие от неуправляемого выпрямителя при наличии управления имеются интервалы нарастающего (в полярности анод-катод) напряжения $U_{обр}^{(-)}$ на закрытом вентиле, по величине достигающего амплитуды $S_{ал}$ линейной ЭДС, которую должен выдерживать (не открываться) вентиль (например, тиристор) без подачи отпирающего импульса, что важно учитывать при выборе типа вентиля.

4. В режиме $P < H$ выполняется неравенство $U_{обр}^{(-)} < S_{ал}$. Равенство имеет место только в режиме $P < Z$.

5. Наличие режимов непрерывных и прерывистых выходных токов ($P < H$ и $P < Z$) обычно оговаривают в известной литературе, посвящённой анализу подобных схем [34, 146]. Однако для практики полезно знать количественную связь параметров схемных элементов, определяющих переход схемы из одного режима в другой. Состояние перехода определяет режим, именуемый критическим. Из условия $i(\lambda)_{\lambda=2\theta} = 0$ получаем формулу критичности состояний

$$tg(\alpha_{кр} - \varphi) = ctg \theta th(\theta \delta_{кр}), \quad (2.78)$$

$$(0 \leq \varphi \leq \pi/2 \rightarrow \pi/2 - \theta \leq \alpha_{кр} \leq \pi/2), \quad (2.79)$$

связь между критическими значениями пяти реальных параметров α, R, ω, m, L , сведённую нами к двум (для данной схемы) параметрам – углу управления α и обобщённому декременту цепи нагрузки $\delta = ctg \varphi = R/\omega L$. Тип режима определяется согласно правилу

$$\alpha \leq \alpha_{кр} \rightarrow P < H; \quad \alpha > \alpha_{кр} \rightarrow P < Z. \quad (2.79')$$

См. <http://econf.rae.ru/article/9500-9504>

Диссертация. Гл.2, с. 69-76 / The PhD thesis © А.М. Репин / Repin A.M. 1971. 25.9.2015.