

Почему на сайте <http://econf.rae.ru/> исчезают публикации автора?

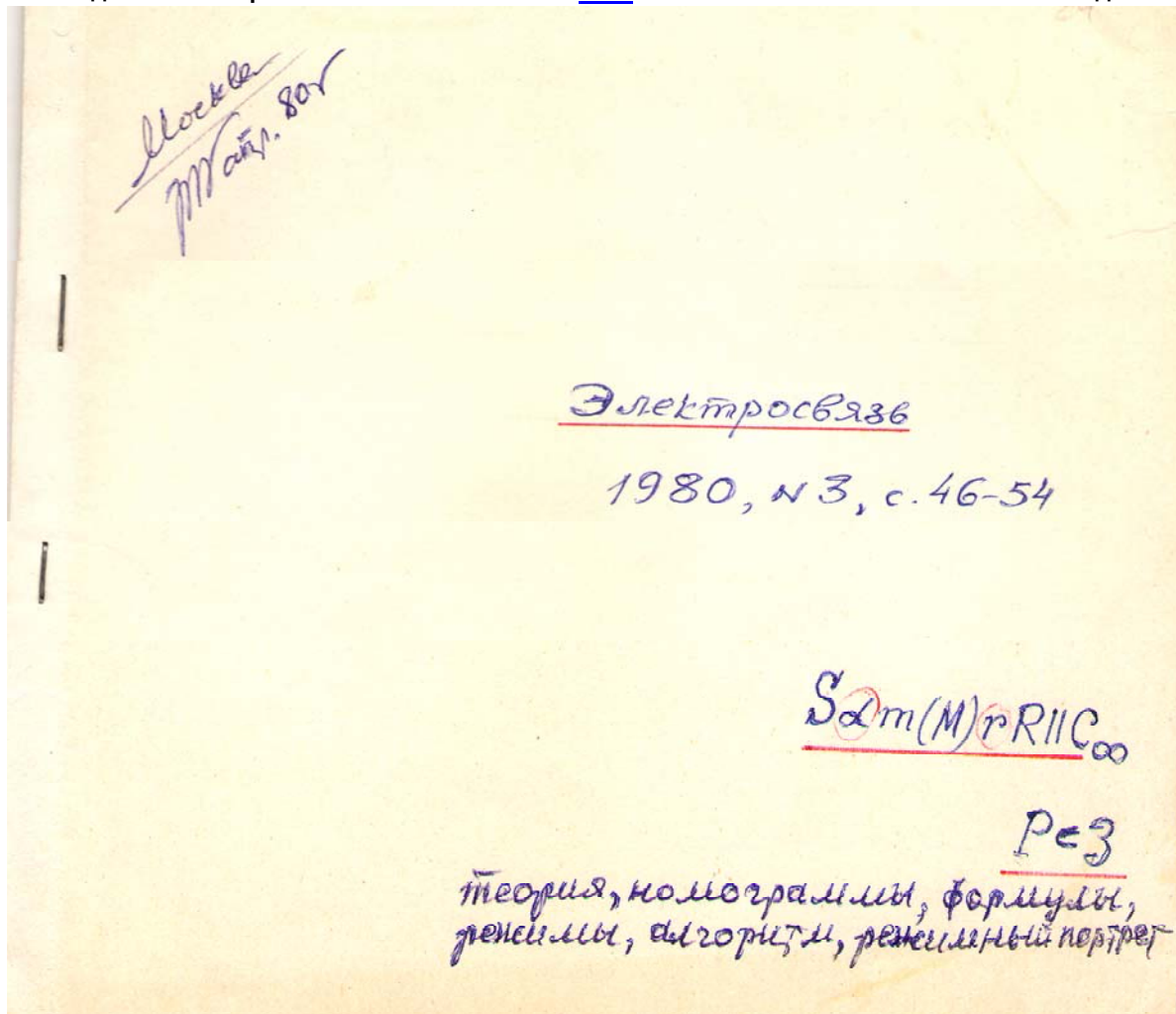
Repin A.M. Results of research of circuits class  $S_{\alpha m}(\Delta)rR//C_{\infty}$ . / А.М. Репин\*

Результаты исследований вентильных схем класса  $S_{\alpha m}(\Delta)rR//C_{\infty}$

**Анонс.** Впервые (2-й раз 2-й вариант от 18.8.13, исчезнувший, как и 1-й, из [econf.rae.ru](http://econf.rae.ru/)) в электронном виде даны полученные автором результаты физико-математических исследований управляемых  $m$ -фазных вентильных конвертеров электроэнергии с ёмкостным фильтром при учёте синусоидальной формы фазных ЭДС и активных потерь в схемных элементах. Изложены принятые условия и теория электромагнитных процессов при работе схем в режиме прерывистого выходного тока (режиме типа  $P \subset Z$ ). Приведены эквивалентные электрические схемы (с размерными и безразмерными параметрами). Математические формулы мгновенных значений токов и напряжений. Формулы законов скачков. Соотношения режимных показателей (амплитудных, средних, действующих значений). Угловых величин. А также основные характеристики схем (параметрические, внешние, регулировочные). Выявлены основные особенности работы схем: начальный, промежуточный, граничный и критический режимы. Определены пределы их существования. Даны формулы соответствующих величин для предельных физических состояний схем – режимов холостого хода и короткого замыкания нагрузки. Приведена одна из возможных блок-схем программы расчётов на ЭВМ. По результатам расчётов созданы наглядные номограммы. Из-за ограничения печатного объёма они проиллюстрированы на примере схем с  $m = 2$ . Могут быть использованы для 2-лучевых и 1-фазных мостовых схем, обеспечивая простоту и удобство проектирования при любых значениях угла управления  $\alpha$  (от  $0$  до  $180^\circ$ ) и во всём диапазоне нагрузок (от ХХ до КЗ). При  $m = 1, 2, 3, 4, 6, 12$  представлено простое графическое изображение, своеобразный режимный портрет в виде функции  $\alpha = f(n = 1/N)$  в плоской системе координат ( $\forall \alpha \in [0^\circ, 120^\circ], \forall \{n = r/R, N = R/r\} \in [0, \infty)$ ) при использовании встречно-линейного масштаба ( $\forall \{n, N\} \in [0, 1]$ ). Предложенный и используемый автором более полувека, ВЛМ проще и удобнее логарифмического (нелинейного) масштаба и прочих, ни один из которых не охватывает столь широкий, предельно возможный диапазон ( $[0, \infty)$ ). В частности,  $\infty$ . Применительно к вентильным конвертерам (и многим другим устройствам по определённому параметру)  $\infty$  соответствует режиму ХХ (по  $N: R \rightarrow \infty$  или, в случае идеального варианта, без потерь,  $r = 0$ ) и КЗ (по  $n: R = 0$  или  $r \rightarrow \infty$ ).

Приводимый далее материал основан на повторных скан-копиях авторского оттиска статьи в журнале Электросвязь (первые скан-копии с лучшим, относительно данных, качеством исчезли, вероятно, со всей информацией на сожжённом “злобами” жёстком диске ПК автора). Подправлены опечатки, обновлён дизайн, частично в цвете. Учитывая кризис с учебной и научной литературой по конверсике в России и других странах, отсутствие в прежних, тем паче, в нынешних отсталых учебниках и инженерно-технической литературе приводимых ниже, важных и по сей день новых сведений, полезность их опубликования очевидна.

\* См. подобие 1-го варианта <http://econf.rae.ru/article/9857>. Скан-копии из него частично есть и здесь.



А. М. Репин

## УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЕНТИЛЬНЫЕ СХЕМЫ С ЁМКОСТНЫМ ФИЛЬТРОМ ПРИ УЧЕТЕ АКТИВНЫХ ПОТЕРЬ

Теория и инженерный синтез

**Введение.** Управляемые выпрямители (УВ) применяются либо для регулирования выходного напряжения (среднего значения напряжения на нагрузке  $U_0$ ), либо при наличии обратной связи для его стабилизации. В первом случае диапазон изменения  $U_0$  широк (нередко от 0 до  $U_{ном}$ ), во втором — мал ( $\pm \Delta U_{ном}$ ). Иногда эти функции совмещены. Сущность электромагнитных процессов при стабилизации и регулировании выходного напряжения одинакова, поэтому работа выпрямителя-стабилизатора является частным случаем работы выпрямителя-регулятора. Однако в любом случае процессы в схемах зависят от вида нагрузки и характера внутренних сопротивлений.

За последнее время в самых различных отраслях техники широкое распространение получили схемы с емкостным фильтром [1—8]. Исследованию протекающих в них электромагнитных процессов посвящен ряд работ (например, [1, 4, 6]). Однако до сих пор не освещены такие важные для практики вопросы, как зоны управляемости схем и критичность их физических состояний; расчет схемных параметров, обеспечивающих приемлемость принимаемых допущений; методы проектирования схем, удобные для разработчиков, в том числе наглядные и простые номограммы, алгоритмы вычислений на ЭВМ и т. п.

В данной статье эти проблемы рассматриваются применительно к одному из широко используемых на практике классов схем с активными потерями при работе в режиме прерывистого выходного тока.

**Исходные предпосылки и схема замещения.** Схема замещения УВ с емкостным фильтром  $R \parallel C$  при синусоидальной форме фазных ЭДС  $S_\mu$  представлена на рис. 1а, где  $\mu = 1, m$ ;  $m = 1, \infty$ . Первичные обмотки трансформатора для простоты не показаны. Стрелки указывают положительные направления переменных. Размерные значения отмечены чертой снизу, безразмерные — без черты.

Как и классы УВ с внутренними индуктивностями  $l_\mu$  или активно-индуктивными сопротивлениями  $z_\mu$ , схемы с активными сопротивлениями  $r_\mu$  занимают особое положение (см., например, [2—5, 7, 8] и др.). В дальнейшем под  $r_\mu$  понимается суммарное значение всех активных сопротивлений, относящихся к  $\mu$ -й внутренней ветви: источника первичных ЭДС  $r_{и\mu}$ , первичных и вторичных обмоток трансформатора  $r_{тр\mu}$ , пересчитанных к стороне постоянного тока, вентилях в проводящем состоянии  $r_{пр\mu}$ , соединительных проводников  $r_\pi$ , разъемов  $r_p$  и пр.

Часто внутренние или выходная продольная ветви схем содержат также специально включаемые «гасящие» резисторы  $R_r$ . В зависимости от конкретного применения схем  $R_r$  устанавливают для ограничения так называемых ударных токов через вентили, демпфирования резонансных колебаний, снижения выходного напряжения и т. п. Величина  $R_r$  может достигать единиц килоом.

Аналогична роль балластных сопротивлений  $R_b$  при использовании Г-образных резистивно-емкостных фильтров, в которых  $R_b$  служит в основном для снижения уровня пульсаций выходного напряжения и, как следствие, уменьшения емкости накопительных конденсаторов. Снижение массы и объема таких конденсаторов особенно важно в тех случаях, когда их количество исчисляется несколькими десятками номинало-единиц.

При последующем анализе сопротивления  $R_r$  и  $R_b$  учитываются в  $r_\mu$ . Условие  $r_\mu \gg \omega l_\mu$  дает основание принять  $z_\mu = r_\mu$ . Для упрощения анализа полагаем также:

1) внутренние ветви — симметричны, в этом случае огибающая фазных ЭДС изменяется периодически с полупериодом  $\theta = \pi/m$ , смежные ЭДС сдвинуты по фазе  $\psi_\mu$  на угол  $2\theta$ ,

амплитуды ЭДС  $S_{a\mu}$  и сопротивления ветвей  $r_\mu$  одинаковы

$$\psi_\mu = (\mu - 1) 2\theta; S_{a\mu} = S_a;$$

$$r_\mu = r, \mu = \overline{1, m};$$

2) нелинейные ВАХ вентилялей — двухлинейны (рис. 1б), что равнозначно замене реального вентиля цепочкой с идеальным ключом (рис. 1в) и прямым эквивалентным сопротивлением  $r_{пр}$  [9], входящим в  $r$ ;

3) выходное напряжение — неизменно за период, что в зависимости от  $m$  и  $n=R/r$  практически допустимо при  $\omega RC \geq 5 \div 50$ . Допущение  $u_c = U_0 = \text{const}$  соответствует условию  $C \rightarrow \infty$  и приводит в рассматриваемом случае к безреактивной схеме. Следовательно, в отличие, например, от [1, 4], отпадает необходимость в составлении и решении интегрально-дифференциальных уравнений, разработке аналоговых или математических моделей, машинном решении уравнений и т. п.;

4) угол управления  $\alpha$  отсчитывается от момента прохождения  $\mu$ -й ЭДС через нуль при ее положительной производной.

По аналогии с неуправляемыми (НВ) в управляемых выпрямителях с емкостным фильтром изучают обычно режимы прерывистого выходного тока. При определенных условиях здесь возможны режимы непрерывного тока [9] — коммутационные (с перекрытием внутренних ветвей) и с мгновенной коммутацией.

Для краткости и удобства изложения обозначим их соответственно в виде  $P \subset Z$ ,  $P \subset K$  и  $P \subset H$ .

Таким образом, в соответствии с принятыми в [9, 10] классификацией и обозначениями вентиляльных структур и их режимов в данной работе изучаются вентиляльные схемы класса  $S a m r R \parallel C_\infty$  при их работе в режиме  $P \subset Z$ . Но, в отличие от всех зарубежных и отечественных работ, для схем с емкостным фильтром впервые находятся условия перехода УВ из режима  $P \subset Z$  в  $P \subset K$  или  $P \subset H$ .

Относительный эквивалент схем класса  $S a m r R \parallel C_\infty$  и определение переменных.

Анализ стационарных процессов в схемах целесообразно выполнить в приведенных к основаниям единицах, для чего размерная схема преобразуется в безразмерную [9, 10]. Это создает удобства исследований на всех этапах, включая синтез. В качестве оснований принимаем: для потенциальных величин  $S_a$ , для сопротивлений  $r$ , для токов  $S_a/r$ . Для получения именованных значений достаточно отнесенные к основаниям величины умножить на их основания.

Относительный эквивалент (ОТЭ) схем класса  $S a m r R \parallel C_\infty$  для  $\mu$ -й фазы дан на рис. 1в, где  $N=1/n=R/r$  — относительное сопротивление нагрузки, инверсное относительному внутреннему сопротивлению  $n$ .

Управляющий элемент (УЭ) может включаться: на вторичной и (или) первичной сторо-

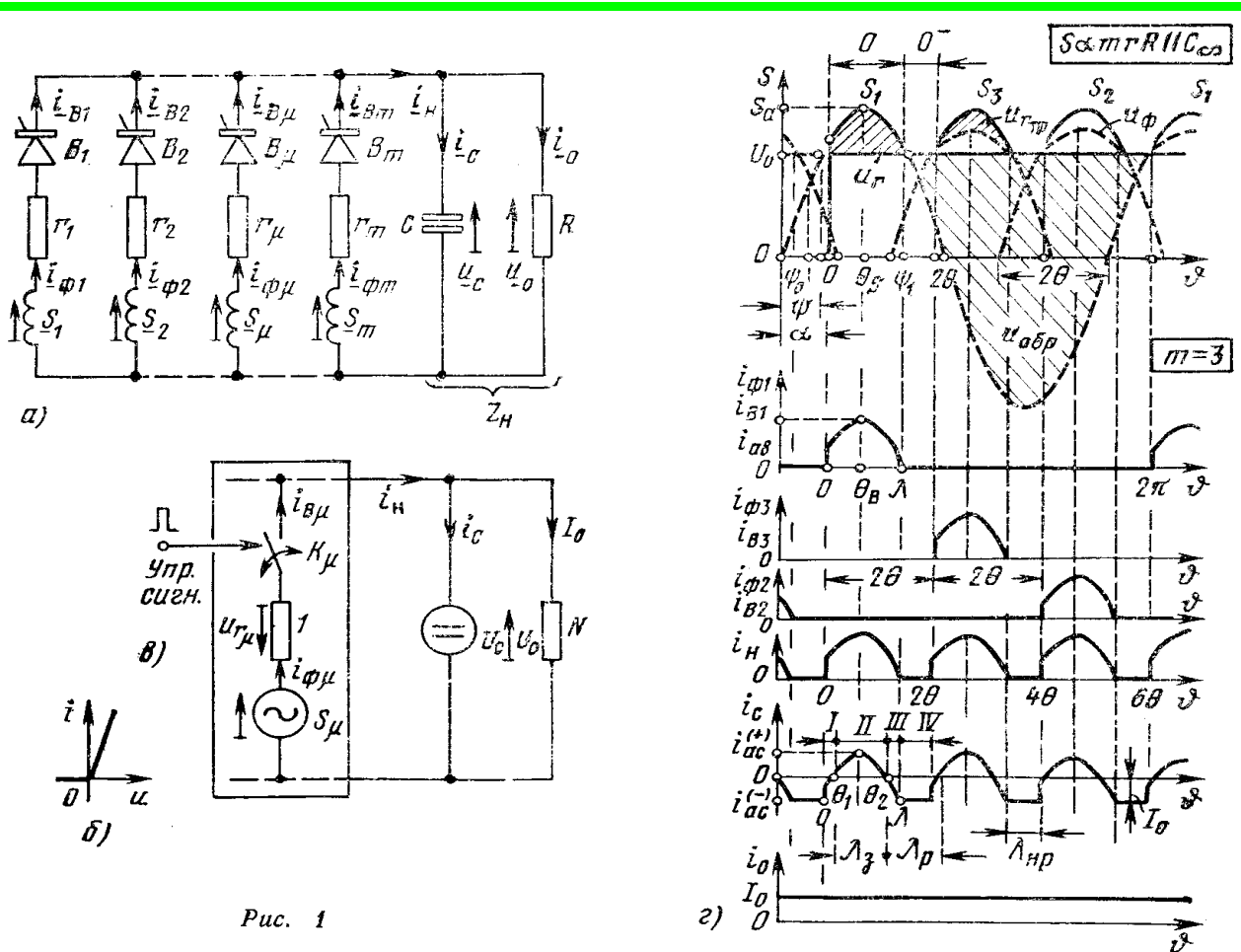


Рис. 1

нах трансформатора, в каждой ветви (плече) или за вентиляльным блоком и т. п. Причем в качестве УЭ используют управляемые вентили (например, тиристоры, симисторы, транзисторы и пр.), магнитные усилители или дроссели насыщения, выполняемые на сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса. На рис. 1а показаны управляемые вентили на вторичной стороне. Их замена в ОТЭ на рис. 1в безынерционным управляемым ключом обеспечивает общность результатов для любого варианта УЭ. Диаграммы переменных приведены на рис. 1г (в [1, 4, 6] они неточны).

Для режима прерывистого выходного тока независимо от вида нагрузки и внутренних сопротивлений характерно наличие двух за период подынтервалов, соответствующих открытому (подынтервал 0 длительностью  $\Lambda$ ) и закрытому (подынтервал 0- длительностью  $\Lambda_{в}$ ) состояниям вентилей (рис. 1г). Однако по состояниям накопителя энергии следует различать не два, а четыре подынтервала [9, 10]: заряда (подынтервал II длительностью  $\Lambda_{з}$ ); зависящего (I, III —  $\Lambda_{з,р}$ ), независимого (IV —  $\Lambda_{н,р}$ ) и общего (I, III, IV —  $\Lambda_{р}$ ) разрядов. Причем всегда  $\Lambda_{з} < \Lambda$ ,  $\Lambda_{р} > \Lambda_{в}$ .

Соотношения основных переменных (рис. 1в, г) имеют вид:

в подынтервале 0 ( $0+ \leq \vartheta \leq \Lambda-$ )

$$i_{в(0)} = i_{ф(0)} = i_{н(0)} = u_{r(0)} = S - U_0; \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{с(0)} &= i_{н(0)} - I_0 = S - N^+ I_0; \\ u_{ф(0)} &= S - n_{тр} i_{ф(0)}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где

$$S = \sin(\vartheta + \alpha);$$

$$U_0 = \sin \psi = \sin(\alpha + \Lambda) = N I_0;$$

$$n_{тр} = r_{тр}/r; \quad N^+ = N + 1; \quad n^+ = n + 1; \quad (3)$$

в подынтервале 0- ( $\Lambda+ \leq \vartheta \leq 2\theta-$ )

$$i_{в(0-)} = i_{ф(0-)} = i_{н(0-)} = 0;$$

$$i_{с(0-)} = -I_0; \quad u_{ф(0-)} = S;$$

$$u_{обр} = U_0 - S, \quad u_{с(0-)} = U_0. \quad (3')$$

В отличие от НВ, в УВ наблюдаются скачкообразные изменения переменных. Определив их для момента  $\alpha$  при приближении к нему справа ( $\alpha_+$ ) и слева ( $\alpha_-$ ), убеждаемся в соблюдении законов скачков

$$\sum_j \lrcorner i_j(\alpha) = 0; \quad \sum_j \lrcorner u_j(\alpha) = 0,$$

где  $\lrcorner i, u(\alpha) = i, u(\alpha_+) - i, u(\alpha_-)$

[10], что свидетельствует о правильности (1) — (3'). Осуществив проверку переменных, можно найти необходимые для проектирования схем режимные показатели и угловые величины.

#### Режимные показатели схем.

Алгебраические значения:  
амплитуды токов вентилей, фазы и общей нагрузки из (1)

48 «ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ» № 3, 1980

$$\begin{aligned} i_{а.в} &= i_{а.ф} = i_{а.н} = \\ &= \begin{cases} 1 - U_0 & \text{при } \alpha \leq \pi/2; \\ \sin \alpha - U_0 & \text{при } \alpha > \pi/2; \end{cases} \quad (4) \end{aligned}$$

амплитуды зарядного  $i_{а.с}^{(+)}$  и разрядного  $i_{а.с}^{(-)}$  токов емкости из (2), (3')

$$i_{а.с}^{(+)} = i_{а.н} - I_0, \quad i_{а.с}^{(-)} = -I_0 = -n \sin \psi; \quad (5)$$

амплитуды прямого и обратного напряжений вентилей из (3')

$$u_{а.пр} = \sin \alpha - U_0, \quad u_{а.обр} = 1 + U_0; \quad (6)$$

среднее значение токов вентилей и фазы

$$I_{в} = I_{ф} = I_0/m. \quad (6')$$

Интегральные значения:

среднее значение тока полезной нагрузки

$$I_0 = \frac{1}{2\theta} \int_0^{2\theta} i_0 d\vartheta = \frac{1}{2\theta} \int_0^{\Lambda} i_{в(0)} d\vartheta = E/\theta;$$

$$E = \sin \lambda \sin(\alpha + \lambda) - \lambda \sin \psi; \quad (7)$$

действующее значение токов фазы и вентилей

$$J_{ф} = J_{в} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ф}^2 d\vartheta} = \sqrt{D_{в}/2\pi};$$

$$\begin{aligned} D_{в} &= \lambda - 0,5 \sin \Lambda \cos(2\psi + \Lambda) - \\ &- (\Lambda + 4n\theta) \sin^2 \psi; \end{aligned} \quad (8)$$

действующее значение фазного напряжения

$$V_{ф} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{ф}^2 d\vartheta} = \sqrt{0,5 - D_{ф} n_{тр}};$$

$$D_{ф} = (2 - n_{тр}) J_{ф}^2 + (2E \sin \psi)/\pi. \quad (9)$$

Определение угловых величин. Так как внутренние ветви содержат лишь активные сопротивления, накопления энергии в которых не происходит, очередной вентиль закрывается в момент  $\psi_1$  равенства ЭДС  $S$  с  $U_0$ . Отсюда

$$\sin \psi = \sin(\alpha + \psi_1) = \sin(\alpha + \Lambda),$$

или

$$\psi = \pi - (\alpha + \Lambda), \quad \psi_1 = \Lambda, \quad (10)$$

что следует также из рис. 1г.

Моменты максимумов токов вентилей, фазы, общей нагрузки и емкости получаем из (1) при  $i'_{в}(\theta_{в}) = 0$ :

$$\theta_{в} = \theta_{ф} = \theta_{н} = \theta_{с} = \pi/2 - \alpha = \theta_s. \quad (11)$$

Это совпадает с физически очевидным значением — безреактивная цепь не создает фазовых сдвигов переменных.

Длительности заряда емкости, ее общего, зависящего и независимого разрядов

$$\begin{aligned} \Lambda_{з} &= \theta_2 - \theta_1; \quad \Lambda_{р} = 2\theta - \Lambda_{з}; \\ \Lambda_{зр} &= \Lambda_{р} - \Lambda_{нр}; \quad \Lambda_{нр} = 2\theta - \Lambda. \end{aligned} \quad (12)$$

р!

Моменты начала  $\theta_1$  и окончания  $\theta_2$  заряда находим из условия  $i_c(\theta_{1,2})=0$ , тогда

$$\sin(\theta_{1,2} + \alpha) = n^+ \sin(\alpha + \Lambda);$$

$$0 \leq \theta_1 < \theta_n < \theta_2 < \Lambda. \quad (13)$$

Все соотношения переменных, режимных показателей и угловых величин рассматриваемого класса схем зависят от длительности открытого состояния вентиля  $\Lambda$ . Из условия  $I_0 = nU_0$  с учетом (3), (7), (10) находим в замкнутом виде уравнение связи угла  $\lambda = \Lambda/2$  с  $m$ ,  $n$  и  $\alpha$ :

$$n\theta + \lambda = \sin \lambda \sin(\alpha + \lambda) / \sin(\alpha + \Lambda). \quad (14)$$

Решая (14) относительно  $\lambda$  и исключая  $\lambda$  из приведенных выше соотношений, получаем все необходимые характеристики.

**Основные характеристики схем. Параметрические характеристики.** Выражения (4)–(14), номографированные в зависимости от определяющих параметров  $n$  и  $\alpha$  (см., например, рис. 2а, б), позволяют выяснить параметрическую динамику процессов и могут служить в качестве расчетных при проектировании схем.

**Текущие относительные характеристики**

$$F = \underline{i}_{a,b} / I_0, \quad D = \underline{J}_\phi / I_0,$$

$$B = \underline{V}_\phi / U_0, \quad O = \underline{u}_{a,обр} / U_0,$$

КПД  $\eta$  и другие, будучи представленными в виде номограмм, позволяют при заданных  $U_0$ ,  $I_0$  легко находить искомые при расчетах режимные показатели (рис. 2в, г, д).

**Внешние характеристики**  $U_0$  ( $I_0$ ), в том числе нормированные  $\bar{U}_0$  ( $\bar{I}_0$ ), получаемые при разных  $\alpha$  из (3) и (7), нелинейны и тем круче, чем больше  $\alpha$  (рис. 3а). При фиксированных  $n$  или  $N$  получаем лучевые внешние характеристики, показанные на рис. 3а пунктирными линиями.

**Регулировочные характеристики**, являющиеся частным случаем параметрических, рассчитываются с учетом (4)–(14) (рис. 3б, в, г, д).

Все номограммы, кроме нормированных внешних характеристик, даны при  $m=2$ . Если в (1)–(4), (7), (8), (14) принять  $\alpha = \psi$ , то можно получить выражения для НВ, совпадающие с общеизвестными.

**Основные особенности работы схем в режиме прерывистого гока.**

**Начальный режим** ( $P < P_n$ ). Регулирование возможно лишь в том случае, если  $\alpha$  превышает некоторый начальный угол  $\alpha_n = \psi$ . Положив в (14) и (10)  $\alpha = \alpha_n$ ;  $\psi = \psi_n = \alpha_n$ ;  $\Lambda = \Lambda_n$ , находим уравнения связи начальных параметров

$$\alpha_n = \pi/2 - \lambda_n; \quad \text{inv } \lambda_n = \text{tg } \lambda_n - \lambda_n = n_n \theta. \quad (15)$$

Кривые  $\alpha_n(n)$ , характеризующие режим  $P < P_n$ , показаны на рис. 4 пунктиром для большинства известных схем (при  $m=1, 2, 3, 4, 6, 12$ ). При  $[\alpha n] \leq [\alpha_n n_n]$  управляемые схемы класса  $S a m r R \parallel C_\infty$ , несмотря на изменение угла  $\alpha$ , работают как неуправляемые. Таким образом, при изменении  $\alpha$  от 0 до  $\alpha_n$  регулирование невозможно, напряжение нагрузки и другие режимные показатели остаются при данных  $n$  неизменными (см. рис. 3). С ростом  $m$  области неуправляемости увеличиваются.

**1** Это также может служить еще одним подтверждением правильности полученных выше результатов.

**Промежуточный режим** ( $P < P_n$ ). Начиная с некоторых значений  $\alpha$  и  $n$  (назовем их промежуточными), емкость при включении вентиля сразу переходит из режима разряда в режим заряда. Один из двух подынтервалов зависимого разряда (1-й на рис. 1з) исчезает. Из условия  $i_c(0)=0$  с учетом (14) находим параметры промежуточного режима

$$n_n \theta + \lambda_n = (1 + 0,5n_n) \text{tg } \lambda;$$

$$\text{tg } \alpha_n = n_n^+ \sin \Lambda_n / (1 - n_n^+ \cos \Lambda_n),$$

$$n_n^+ = n_n + 1. \quad (16)$$

При  $[\alpha n] \geq [\alpha_n n_n]$  значения  $\theta_1=0$ ,  $\Lambda_2=\theta_2$ .

**Граничный режим** ( $P < P_r$ ). При увеличении  $\alpha$  свыше  $90^\circ$  в форме токовых импульсов исчезает максимум (экстремум). Наибольшего (амплитудного) значения токи достигают непосредственно в момент открытия вентиля. При  $\alpha=90^\circ$  угол  $\theta_n=0$ . Угол  $\alpha=\alpha_r=90^\circ$  можно в этом смысле считать граничным.

**Критический режим** ( $P < P_{кр(0)}$ ). В многофазных вентильных схемах при любом виде нагрузки возможно существование коммутационных режимов типа  $P < K_k$ , где  $k=1, \dots, k_x$  — номер режима [9]. Переход из режима  $P < 3$  в  $P < K_1$  или  $P < H$  отражает нулевую (обозначается индексом 0) критичность состояний. Уравнение связи нулевых критических параметров для рассматриваемого класса схем получаем из (14)

$$\text{при } \lambda = \lambda_{кр(0)} = \theta :$$

$$n_{кр(0)} + 1 = \sin \theta \sin(\alpha_{кр(0)} + \theta) / \sin(\alpha_{кр(0)} + 2\theta). \quad (17)$$

Если  $n > n_{кр(0)}$  и  $\alpha < \alpha_{кр(0)}$ , то схемы класса  $S a m r R \parallel C_\infty$  не работают в режиме  $P < 3$ . Кривые  $\alpha_{кр(0)}(n)$  показаны на рис. 4 сплошными линиями и обозначены как  $P < P_{кр(0)}$ . Точки пересечения их с пунктирными линиями

$$\alpha_n \text{ кр(0)} = \pi/2 - \theta, \quad n_n \text{ кр(0)} = \text{tg } \theta / \theta - 1 \quad (18)$$

соответствуют **начально-критическому** режиму  $P < P_{н.кр}$ . Они отсекают кривые начального режима справа, которые при  $n > n_n \text{ кр(0)}$  следует рассматривать как условные (обозначены штрихпунктиром).

**Предельные состояния.** К числу предельных относятся, в частности, режимы XX и КЗ, имеющие самостоятельное значение.

**Режим XX.** Соотношения для XX ( $R \rightarrow \infty$ ) находим из (4)–(14) при  $n=r/R \rightarrow 0$ . Очевидно, условие  $n \rightarrow 0$  соответствует также случаю  $r \rightarrow 0$  (идеальные схемы). Однако в идеальных УВ с емкостным фильтром возникают, как отмечалось, бесконечные броски токов, не имеющие физического смысла. Поэтому такой случай является физически некорректным и здесь, в отличие от [6], не рассматривается.

**Режим КЗ** ( $R \rightarrow 0$ ). При  $N=R/r \rightarrow 0$  из (1)–(14) получаем:

$$\psi_{к.з} = 0; \quad \theta_{в.ф.н.с.к.з} = \theta_n; \quad i_{в.ф.н.с.к.з} = S;$$

$$I_{0к.з} = \theta^{-1} \cos^2(\alpha/2);$$

$$J_{ф.в.к.з} = 0,5 \sqrt{(\Lambda_{к.з} + 0,5 \sin 2\alpha) / \pi};$$

$$F_{к.з} = \theta \text{sc}^2(\alpha/2), \quad (\alpha \leq \pi/2);$$

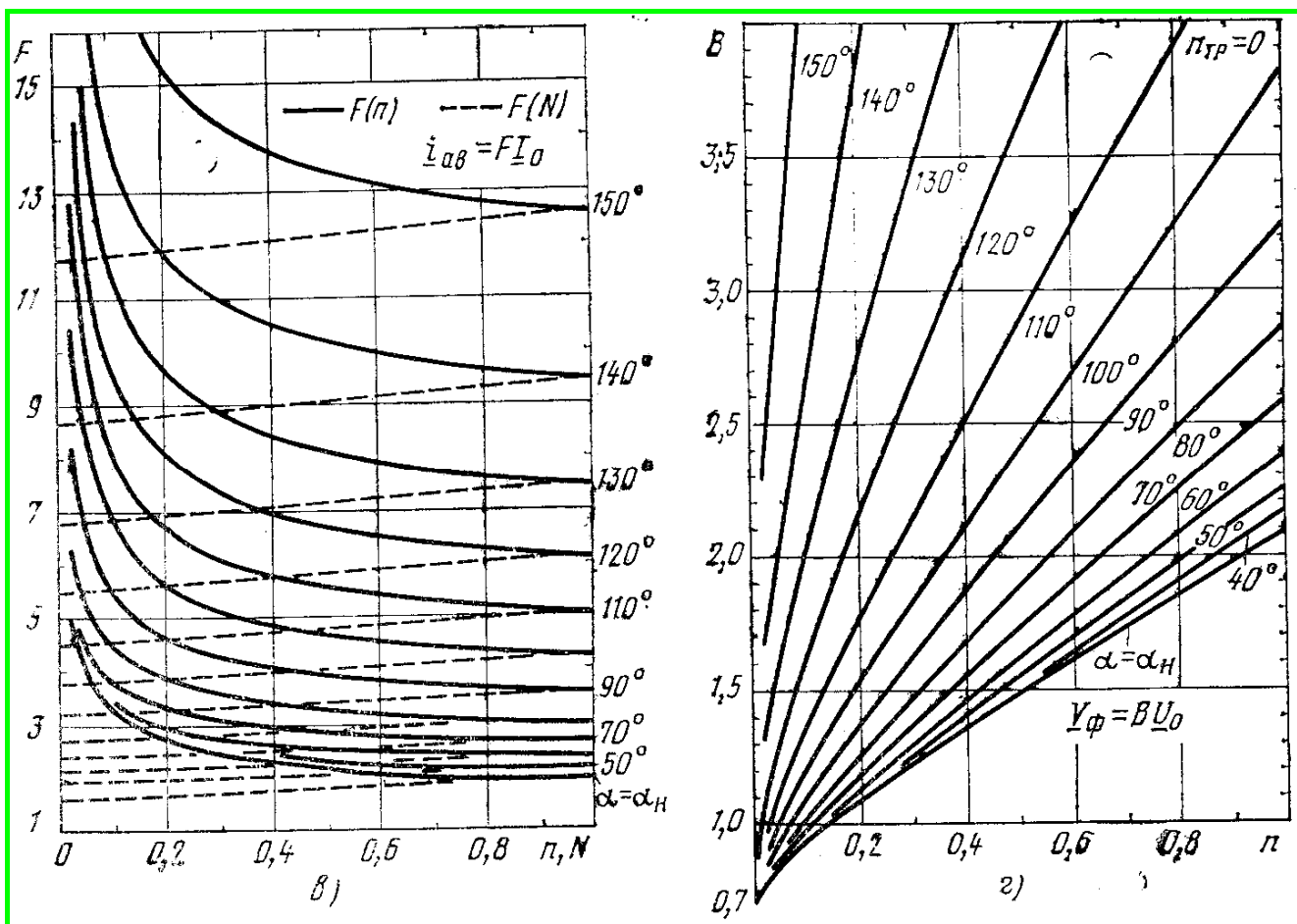
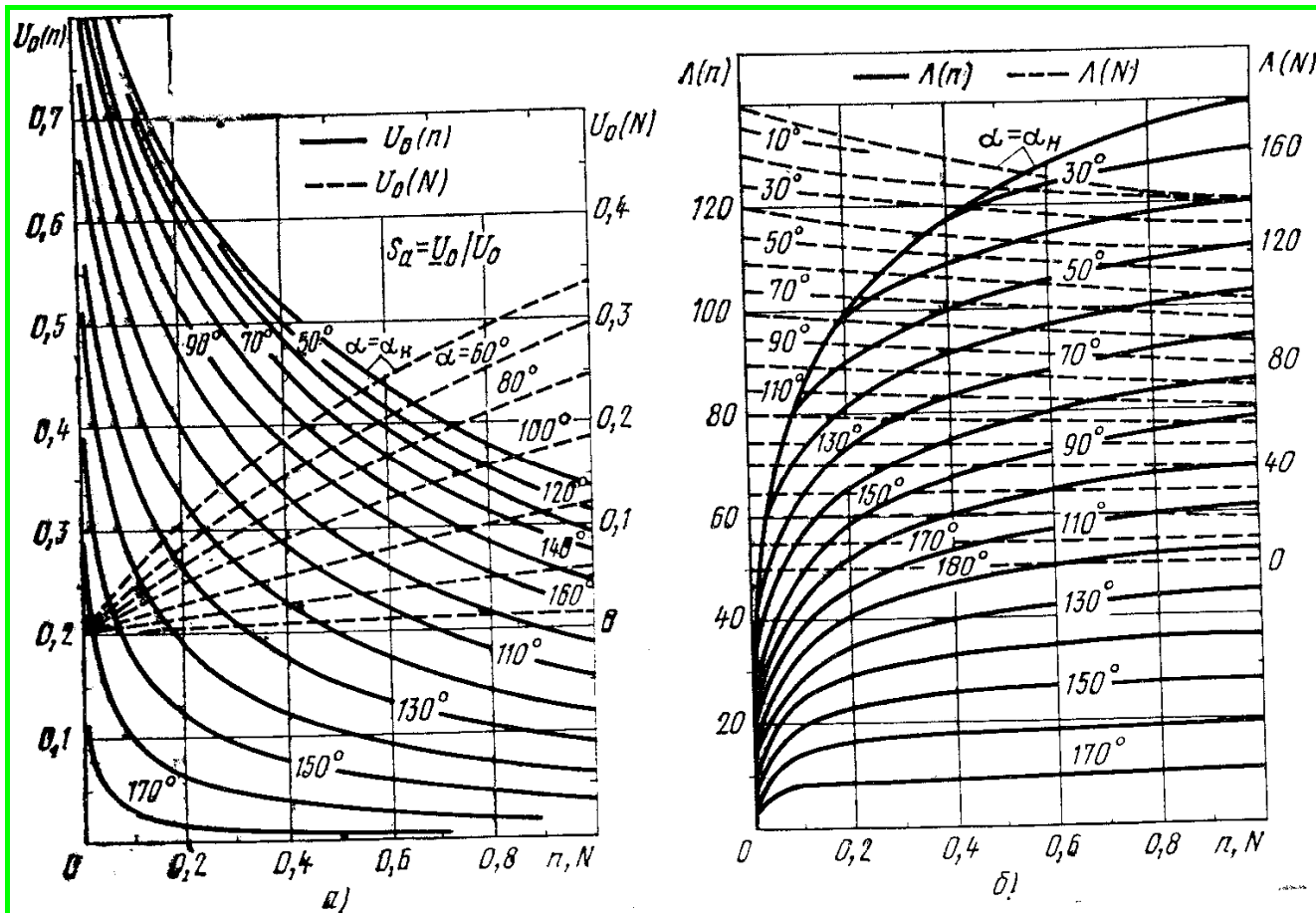


Рис. 2а—г



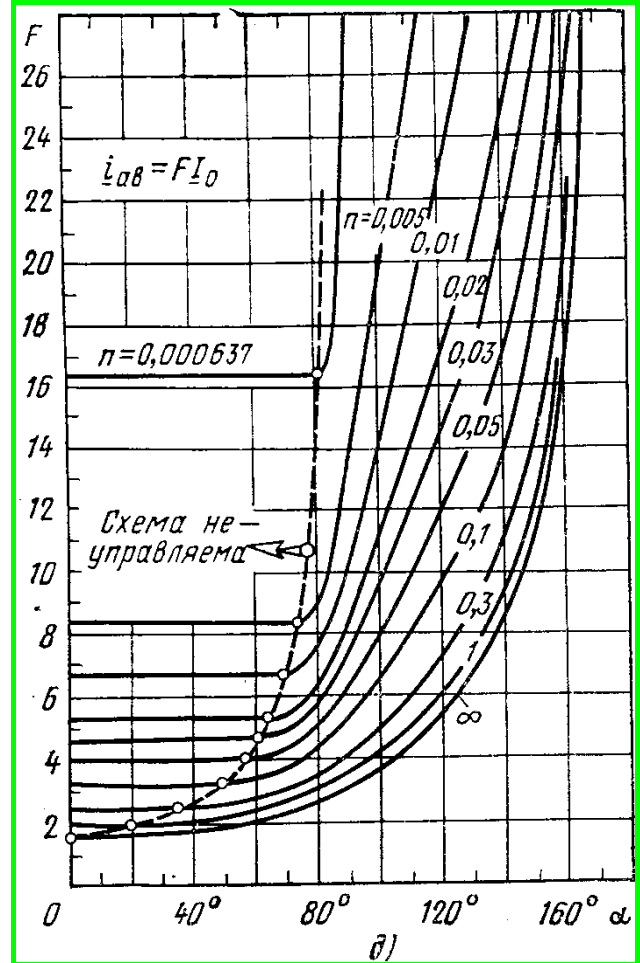
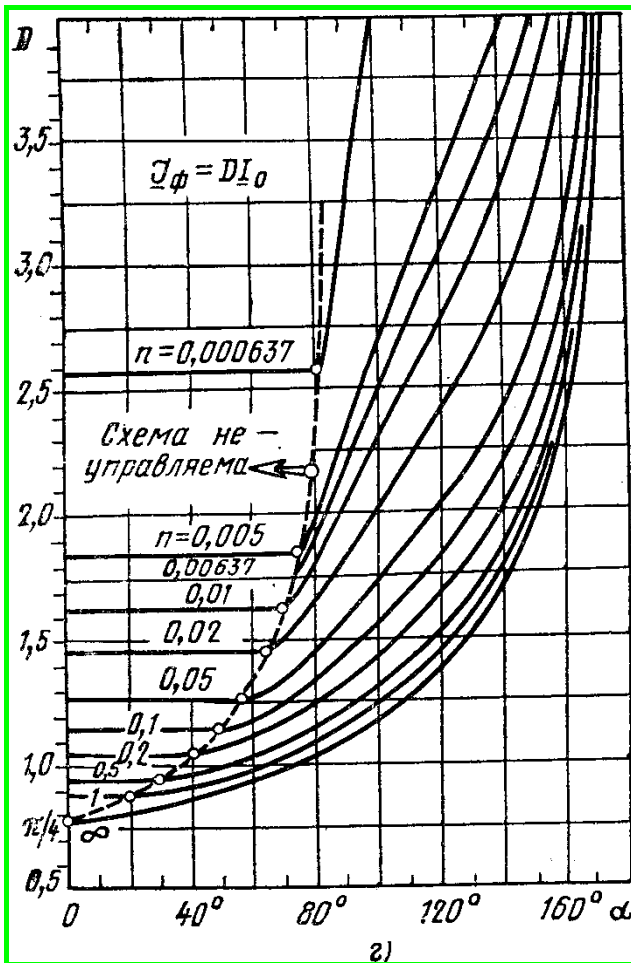
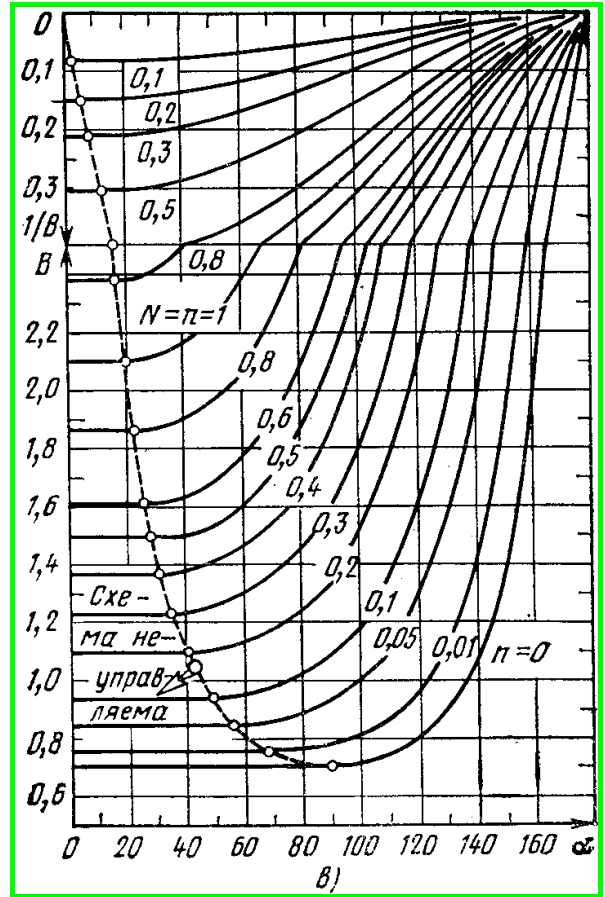
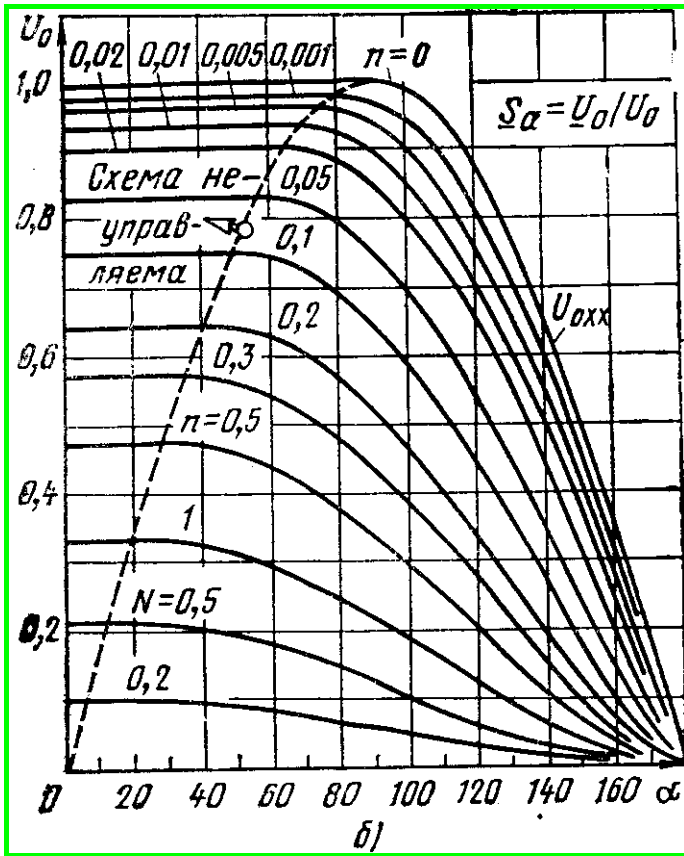


Рис. 36—д



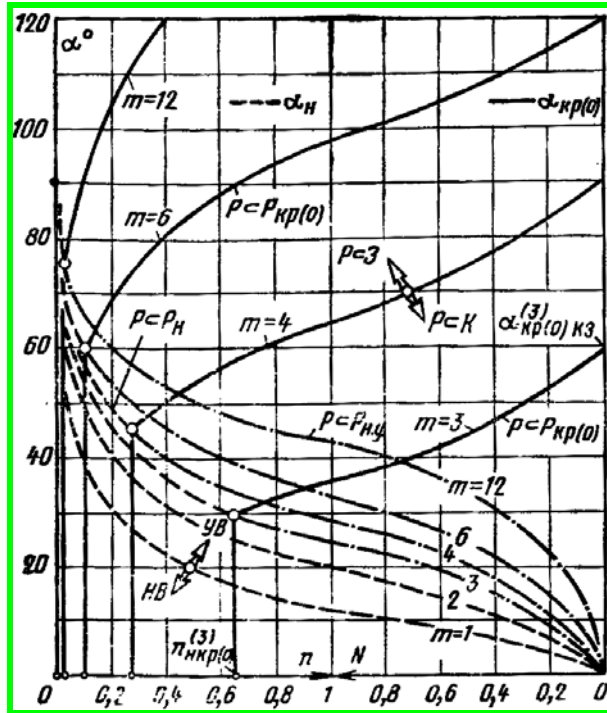


Рис. 4

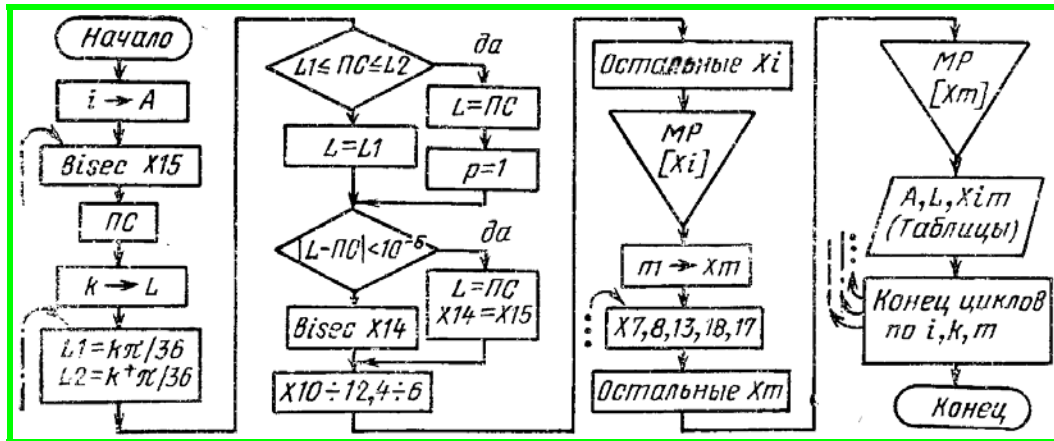


Рис. 5

$$F_{к.з} = 2\theta \operatorname{tg}(\alpha/2), \quad (\alpha \geq \pi/2);$$

$$B_{к.з} \rightarrow \infty;$$

$$D_{к.з} = J_{ф.к.з} / I_{0к.з}; \quad D_{ф.к.з} = 0;$$

$$\alpha_{н.к.з} = 0; \quad \alpha_{п.к.з} = 2 \operatorname{arctg} 2\theta;$$

$$\alpha_{г.к.з} = \pi/2;$$

$$\alpha_{кр(0)к.з} = \alpha_{кр(0)макс} = 2\psi_0 = \pi - 2\theta \quad (m > 1).$$

Данные для КЗ, зависящие от  $\alpha$ , справедливы при  $\alpha \geq \alpha_{кр(0)к.з}$ .

**Машинная программа.** В силу трансцендентности ур-ний (13), (14) их решение, а значит, и всех остальных расчетных соотношений возможно только в числах, что при переборе параметра  $n$  от 0 до  $\infty$  и  $\alpha$  от 0 до  $180^\circ$  связано с большим объемом вычислений. Работу можно существенно упростить, используя ЭВМ. На рис. 5 дана одна из возможных блок-схем машинной программы, где цифры при искомым

величинах  $x$  указывают номера приведенных выше формул,  $\square$  — простые операторы,  $\diamond$  — логические блоки,  $\nabla$  — объединение в массив,  $\square$  — печать.

**Выводы:** 1. Полученные соотношения и номограммы управляемых вентильных схем с емкостным фильтром при синусоидальных фазных ЭДС, учете активных потерь и работе в режиме прерывистого выходного тока (схем класса  $Sa m r R \parallel C_\infty$  в режиме  $P < 3$ ) обеспечивают простоту и удобство инженерного синтеза схем при любом числе фаз.

2. Период зарядно-разрядных процессов емкостного накопителя содержит не два, как при традиционной трактовке, а четыре подынтервала, причем длительность заряда (разряда) накопителя всегда меньше (больше) длительности открытого (закрытого) состояния вентилей. Следовательно, накопитель питает нагрузку энергией не только при закрытых, но и при открытых вентилях, обеспечивая мягкий нагрузочный режим первичного источника в моменты ключевания вентилей.

3. Найденные параметры схемных элементов, при которых управляемые схемы класса  $Sa m r R \parallel C_{\infty}$  оказываются неуправляемыми, имеют важное практическое значение, поскольку позволяют легко определять до сих пор неизвестные зоны управляемости таких схем.

4. В отличие от всех зарубежных и отечественных работ по управляемым и неуправляемым схемам с емкостным выходом, в статье найдены согласно [9] критические параметры схемных элементов, при которых происходит переход из режима прерывистого в режимы непрерывного выходного тока. Тем самым впервые выяснены границы, в пределах которых результаты, полученные выше для управляемых и известные в литературе для неуправляемых схем классов

$$Sa m r R \parallel C_{\infty} \text{ и } S m r R \parallel C_{\infty},$$

являются физически корректными в рамках принятых предпосылок и вне которых эти результаты теряют смысл, требуя новых исследований.

5. Рассчитанные на ЭВМ номограммы обеспечивают простоту и удобство проектирования двухлучевых и однофазных мостовых схем при любых значениях угла управления — от 0 до 180° и во всем диапазоне нагрузок — от холостого хода до короткого замыкания.

6. Данный в статье машинный алгоритм, основанный на общих принципах алгоритмизации расчетов вентильных схем различных классов [9], облегчает труд проектировщика, снижает трудоемкость при построении номограмм, легко переводится в алгоритм оптимизации схем, например, по критерию минимума массо-габаритных показателей, сокращает сроки разработки аппаратуры.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Zakarevecius R. A. A filter for phase — controlled rectifiers. — PIRE Austral., v. 23, 1962. № 3.

2. Schaltungsanordnung zur Konstanthaltung von einer Wechselspannung abgeleiteten Gleichspannung. Pt. BRD, kl. 21 c — 67/10, № 1 275 190, 1969.

3. Bailey A. R. Thyristor-stabilized Power-Supplies. Wirelles World, 1969, № 1406.

4. Попов С. Г., Попова Е. Г. Регулируемые  $m$ -фазные выпрямители с активно-емкостной нагрузкой. — Электросвязь, 1969, № 7.

5. Тиристорный регулятор постоянного напряжения с конденсатором на выходе. Накаси́ма Норитака, Кобаяси Манабу. Патент № 50—27578 (Япония), 1975.

6. Здрок А. Г., Салютин А. А. Анализ работы управляемого тиристорами выпрямителя на параллельно включенные емкость и активное сопротивление. — В кн.: Выпрямительные устройства электропитания и управления. М.: Энергия, 1975.

7. Выпрямитель на симисторах с зарядным конденсатором и балластным резистором. Татэмацу Кэндзо, Канэко Тэрухиса. Патент № 51—32925 (Япония), 1976.

8. Аликов Б. А. и др. Управляемый стабилизатор для питания магнитолинзовых бета-спектрометров. — Приборы и техника эксперимента, 1977, № 3.

9. Репин А. М. Критические состояния вентильных схем. Материалы апрельской научно-технической конференции ВЗЭИС. М., 1970.

10. Репин А. М. Формулы скачков и некоторые теории вентильных структур. — Вопросы радиоэлектроники, серия «Общетеχνическая», 1978, вып. 6.

Статья поступила в редакцию  
26 августа 1976 г.

## 54 «ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ» № 3, 1980

Скан-копии и дизайн 12-25.5.2006, 21-22.12.2012. 27.11.2013. 7.3.16.



Январь 1948



Февраль 1952



Ноябрь 1974



24 июля 2010

**ЖИЗНЬ – МГНОВЕНИЕ. СПЕШИТЕ ТВОРИТЬ ДОБРО.**

*Продолжение следует*

© А.М. Репин. 1975, -76, -80, -86. 2005, -10. 18.8.2013. 25.3.16