

Репин А.М. **Новый метод инженерного синтеза
вентильных схем с индуктивными фильтрами¹**

A.M. Repin. A new method of **engineering synthesis**
of valve electrical circuits using inductive filters

$$/ 9 / \quad U_{0(k)} = \frac{k A_k}{k k^{\theta} + g_R} = f(m, g_R).$$

Практическая ценность /9/ очевидна, ибо теперь расчёт $U_{0(k)}$:

1/ не связан с зачастую нелёгким поиском промежуточных угловых величин δ_k и ψ_k , как это необходимо при синтезе иных классов вентильных схем, где неразрешимость в явном виде трансцендентных ур-й вынуждает обращаться к ЭЦВМ, что в свою очередь требует разработки и отладки машинных алгоритмов и программ, эксплуатации дорогостоящего оборудования и пр.,

2/ не страдает неопределённостью в отличие от соотношений, известных для данного или подобных ему классов схем, и, следовательно, приводит к экономии времени, средств и материалов,

3/ удобен для практики, поскольку имеющиеся в /9/ числа k, θ, A_k , благодаря рекуррентности по m и k , легко табулируемы, обеспечивают однозначность расчётного цикла и, следовательно, дальнейшую экономическую выгоду,

4/ прост, так как непосредственно зависит лишь от одного реального параметра g_R , что приводит к еще большему удобству и экономии,

5/ при заданных размерном значении \underline{U}_0 и безразмерном g_R обеспечивает простоту определения искомой при синтезе амплитуды фазных эдс

$$/9' / \quad S_a = \underline{U}_0 / U_0.$$

При известном $U_{0(k)}$ также просто находится средний ток нагрузки

$$/9'' / \quad I_{0(k)} = g_R U_{0(k)}$$

что позволяет легко и однозначно построить внешние характеристики /ВХ/. Еще более удобно строить ВХ, используя не два (/9/ и /9'' /) соотношения, а одно. Для рассматриваемого класса схем это сделать удаётся. При этом ур-я приведенных к основаниям ВХ /ПВХ/, то есть зависимости $U_{0(k)} = f(I_{0(k)})$ при $S_a - const$, тоже очень просты и, в отличие, например, от дуального класса $Sk m l R l l C_{\infty}$ [31], представимы в явном виде:

¹ Стр. 1-20 см. в //НЭА. URL: <http://econf.rae.ru/article/68...>

$$/10/ \quad U_{0(k)} = \frac{kA_k - I_0(k)}{kk^+\theta} .$$

Для нормированных ВХ /НВХ/, то есть для $\bar{U}_{0(k)} = U_{0(k)} / U_{0xx} = f(\bar{I}_{0(k)} = I_{0(k)} / I_{0k3})$, это даёт

$$/11/ \quad \bar{U}_{0(k)} = \frac{kA_k - m\bar{I}_{0(k)}}{kk^+\sin\theta} .$$

Как видно из ур-й /10,11/, внешние характеристики линейны при данных m и k с изменяющимся от режима к режиму наклоном. В связи с этим графически их можно построить очень просто, если провести прямые линии через две условные точки, расположенные на осях напряжения и тока, пользуясь числовыми данными табл.2 или следующими /при иных, чем в табл.2, m / простыми соотношениями,

$$/12/ \quad U_{0xx(k)yc} = \frac{A_k}{k^+\theta} ; I_{0k3(k)yc} = kA_k ; \bar{U}_{0xx(k)yc} = \frac{A_k}{k^+\sin\theta} ; \bar{I}_{0k3(k)yc} = \frac{k}{m} A_k .$$

Соотношения /3-11/ становятся особенно простыми для первого режима работы / $k = 1/$, наиболее присущего схемам с малым числом фаз, и последнего режима / $k = k_x = m^- = m - 1/$, включающего режим глухого кз и отражающего, в зависимости от конкретной схемы и условий работы, аномальные, предаварийные или аварийные состояния, :

$$/13/ \quad g_{R(1)} = 2\theta \operatorname{tg}^2 \gamma_1 ; g_{R(k_x)} = m^- \pi \operatorname{ctg}^2 (\theta - \gamma_{k_x}) ,$$

$$/14/ \quad U_{0(1)} = \frac{\sin\theta \cos^2 \gamma_1}{\theta} = \frac{2\sin\theta}{2\theta + g_R} = \frac{2\sin\theta - I_0}{2\theta} ; \bar{U}_{0(1)} = 1 - \frac{m\bar{I}_0}{2\sin\theta} ,$$

$$/15/ \quad U_{0(k_x)} = \frac{m \sin^2 (\theta - \gamma_{k_x})}{m^- \pi} = \frac{m}{m^- \pi + g_R} = \frac{m - I_0}{m^- \pi} ; \bar{U}_{0(k_x)} = \frac{1 - \bar{I}_0}{m^- \sin\theta} .$$

На основе соотношений /3-15/ в табл.3 даны частные соотношения, а на рис.2-4 - расчётные номограммы для $\gamma_k, U_{0(k)}, \bar{U}_{0(k)}$ при $m = 2, 3, 4, 6$ и $M = 1, 3$. При этом следует иметь в виду, что напряжения и токи всюду в данной работе даются в приведенных к основаниям /безразмерных/ единицах, обеспечивающих удобство. В качестве оснований выбраны: для напряжений - амплитуда фазной - $\theta_u = S_\alpha$ /при $M = 3$ - амплитуда линейной - $\theta_u = S_{\alpha l}$ /эдс, для токов - отношение $\theta_i = S_\alpha / x$ (при $M = 3$ - $\theta_i = S_{\alpha l} / x$). Для получения именованных значений необходимо и достаточно безразмерные величины умножить на их основания.

Критические параметры и режимы второго рода

Актуальнейшим вопросом в области вентильного преобразования энергии является в настоящее время знание критических состояний схем, отражающих переход из одних режимов в другие. Соотношения

$$/16/ \quad \operatorname{tg} \gamma_{k \text{ кр}(k)}^{\sim} = \frac{2(\cos \theta - a_{k+} \cos k^+ \theta) \sin \theta}{\cos 2\theta - 2a_{k+} \cos \theta \cos k^+ \theta + a_{k+}^2} = f(m, k); \quad \gamma_{k^- \text{ кр}(k)}^{\sim} = 2\theta - \gamma_{k \text{ кр}(k)}^{\sim},$$

а также соотношения

$$/17/ \quad g_{R \text{ кр}(k)} = \delta_{R \text{ кр}(k)}^{-1} = k\theta \left[\frac{k A_k}{k^+ A(\gamma_{k \text{ кр}(k)}) B(\gamma_{k \text{ кр}(k)})} - k^+ \right],$$

$$/18/ \quad U_{O \text{ кр}(k)} = \frac{k^+ A(\gamma_{k \text{ кр}(k)}) B(\gamma_{k \text{ кр}(k)})}{k\theta A_k} = \frac{k A_k}{k k^+ \theta + g_{R \text{ кр}(k)}},$$

$$/19/ \quad I_{O \text{ кр}(k)} = k A_k - k k^+ U_{O \text{ кр}(k)},$$

$$/20/ \quad \bar{U}_{O \text{ кр}(k)} = \theta U_{O \text{ кр}(k)} / \sin \theta, \quad \bar{I}_{O \text{ кр}(k)} = I_{O \text{ кр}(k)} / m,$$

полученные путём последовательной подстановки $\gamma_{k \text{ кр}(k)}^{\sim}$ из /16/ в /2, 5, 6/, а затем соответствующих величин в /9-11/, позволяют для рассматриваемого класса схем намного проще, чем экспериментально, определить критические значения углов коммутации k -го $|\gamma_{k \text{ кр}(k)}^{\sim}|$ и k^- -го $|\gamma_{k^- \text{ кр}(k)}^{\sim}|$ подынтервалов коммутации, обобщенной постоянной времени $g_{R \text{ кр}(k)}$, обобщенного декремента затухания $\delta_{R \text{ кр}(k)}$, приведенных к основаниям $U_{O \text{ кр}(k)}$, $I_{O \text{ кр}(k)}$ и нормированных $|\bar{U}_{O \text{ кр}(k)}|$, $|\bar{I}_{O \text{ кр}(k)}|$ значений средних напряжений и токов нагрузки при выходе любой m -фазной схемы из любого k -го режима работы.

Если известны значения начальных углов ψ_k , найденные, например, из выражения /7/, то углы коммутации $\gamma_{k^- \text{ кр}(k)}^{\sim}$ и $\gamma_{k \text{ кр}(k)}^{\sim}$ могут быть вычислены ещё более просто:

$$/21/ \quad \gamma_{k^- \text{ кр}(k)}^{\sim} = \psi_k - \psi_{k+}; \quad \gamma_{k \text{ кр}(k)}^{\sim} = 2\theta - \gamma_{k^- \text{ кр}(k)}^{\sim}.$$

Расчеты по /7,16-21/ для конкретных схем сведены в табл.4.

В отличие от существующих представлений [3-5,7,11,12] выход из k -го режима не означает, однако, работу схем в k^+ -м режиме. Исследования показывают, что в промежутке между k -ми состояниями наблюдаются иные режимы, которые для отличия от режимов типа $P=K_k$, рассмотренных выше, можно называть коммутационными состояниями \bar{II} рода. Обозначим их в виде $P=K_{k\bar{II}}$, где $k_{\bar{II}} = \overline{1, k_x^-}$, $k_x^- = k_x - 1 = m - 2$.

При этом оказывается, что критические значения величин $g_{Rkp}(k\bar{II})$, $U_{окр}(k\bar{II})$, $I_{окр}(k\bar{II})$, $\bar{U}_{окр}(k\bar{II})$, $\bar{I}_{окр}(k\bar{II})$ /см. табл.5/, определяющие окончание режимов $P=K_{k\bar{II}}$ и начало режимов $P=K_{k+}$, можно найти из тех же соотношений /17-20/, если вместо $\gamma_{kkp}(k)$ подставить в них $\gamma_{k-kp}(k)$ из табл.4. Указанные критические значения расположены между соответствующими критическими значениями тех же величин, относящихся к режимам $P=K_k$ и $P=K_{k+}$.

Итак, нам довольно просто удалось найти значения схемных параметров, определяющих переход схемных структур класса $SkmlRL_\infty$ из одних режимов в другие, в том числе режимов, в литературе слабоосвещенных. Мы убедились также, что выявить критические состояния схем и соответствующие им параметры можно, не проводя не только натуральных испытаний, как правило весьма трудоемких дорогостоящих, но и вообще не исследуя режимы \bar{II} рода. Но если все же рассмотреть их, можно найти великолепные расчётные соотношения для критических параметров, намного более простые, чем получаемые из /16,17/ при замене $\gamma_{kkp}(k)$ на $\gamma_{k-kp}(k)$. Например, для первых коммутационных режимов можно вывести

$$/22/ \quad g_{Rkp}(1) = 2\theta \frac{1 + C_{kp}(1)}{1 - C_{kp}(1)}; \quad g_{Rkp}(1\bar{II}) = 3g_{Rkp}(1); \quad C_{kp}(1) = \frac{1 - 4\cos^2\theta}{\sqrt{1 + 8\cos^2\theta}},$$

что, в отличие, например, от /17,5,6/, вообще не связано с расчётом критических углов коммутации и однозначно зависит от заданного числа m .

Режимно-энергетические показатели схем

Рассмотрим ряд важных режимных показателей схем, ограничившись для простоты первым режимом / $\kappa = 1$ /.

Действующее значение тока фазы находят обычно из выражения [2,5,7,9,11,12,19]:

$$/23/ \quad \underline{I}_\phi = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_\phi^2(\vartheta) d\vartheta} = \frac{I_0}{\sqrt{m}} R(\gamma) \approx \frac{I_0}{\sqrt{m}} \left(1 - \frac{m\gamma}{6\pi}\right) \text{ при } \gamma \ll 3\pi;$$

где

$$/23'/ \quad \Psi(\gamma) = \frac{(2 + \cos\gamma) \sin\gamma - \gamma(1 + 2\cos\gamma)}{2\pi(1 - \cos\gamma)^2}; \quad R(\gamma) = \sqrt{1 - m\Psi(\gamma)}.$$

Значения функций $R(\gamma)$, $\Psi(\gamma)$, называемых универсальными [2-6,10,19], при известном γ можно найти из рис.5. Эти функции очень важны, так как от них зависят также такие энергетические показатели ВП, как действующее значение первичного /потребляемого/ тока \underline{I}_I , расчётные /типичные/ мощности первичных / \underline{P}_I / и вторичных / \underline{P}_2 / обмоток и трансформатора / \underline{P}_{TP} / в целом, амплитуды ν -х гармоник /спектр/ $\underline{i}_{\alpha\nu I}$ первичного тока \underline{i}_I и амплитуды $S_{\alpha\nu}$ переменной составляющей выходного напряжения \underline{u}_0 , определяемые обычно в относительных единицах путём разложения \underline{i}_I и \underline{u}_0 в ряд Фурье,:

$$/24/ \quad \underline{I}_I = \underline{I}_{I(\gamma=0)} R_I(\gamma),$$

$$/25/ \quad \underline{P}_I = m_I \frac{2}{\kappa_{TP}} \underline{V}_I I_0 R_I(\gamma), \quad \underline{P}_2 = \sqrt{m} \underline{V}_2 I_0 R(\gamma),$$

$$/26/ \quad \underline{P}_{TP} = 0,5 \underline{P}_0 [\sqrt{m} R(\gamma) + \sqrt{2} R_I(\gamma)],$$

$$/27/ \quad \underline{i}_{\alpha\nu I} = \frac{\underline{i}_{\alpha\nu I}}{\underline{i}_{I\kappa 3}} = \sqrt{K(\gamma) - L(\gamma) \cos\gamma},$$

$$/28/ \quad \kappa'_{\pi S\nu} = \frac{S_{\alpha\nu}}{\underline{u}_{0\kappa\kappa}} = \frac{1}{\nu^2 - 1} \sqrt{K_o^2(\gamma) + L_o^2(\gamma)},$$

где

$$/30/ \quad K(\gamma) = \frac{3}{(\pi\nu)^2} [(S_\nu^+)^2 + (S_\nu^-)^2]; \quad L(\gamma) = \frac{3}{(\pi\nu)^2} S_\nu^+ S_\nu^-,$$

$$/29/ \quad R_I(\gamma) = \sqrt{1 - 2m \sin^2\theta \Psi(\gamma)},$$

$$/31/ \quad S_\nu^+ = \frac{\sin\nu^+\gamma}{\nu^+}; \quad S_\nu^- = \frac{\sin\nu^-\gamma}{\nu^-},$$

$$/32/ \quad K_o(\gamma) = \nu \sin\gamma + \sin\nu\gamma; \quad L_o(\gamma) = \cos\gamma + \cos\nu\gamma,$$

$$/33/ \quad \dot{i}_{IK3} = S_a / x k_{TP}, \quad v^{\pm} = v \pm 1, \quad v = m \nu.$$

Чертой снизу отмечены размерные величины, безразмерные – без черты.

Значения $k'_{псν}$, $K(\gamma)$, $L(\gamma)$ при известном γ можно найти из рис.5 [5,10]. Коэффициент пульсаций, определяемый не по отношению к $\underline{U}_{охх}$, как в /28/, а по отношению к текущему значению \underline{U}_0 /14/, можно найти при $\nu = 1$ из того же рис.5 [12].

От действующего значения гармоник $\mathcal{J}_{I\nu}$ первичного тока, а также активной \mathcal{P}_I и реактивной \mathcal{Q}_I мощностей, в свою очередь, зависят:

коэффициент фазового сдвига i -й гармонической i_{II} по отношению к S_I

$$/34/ \quad \cos \varphi = \mathcal{P}_I / \sqrt{\mathcal{P}_I^2 + \mathcal{Q}_I^2}$$

и коэффициент искажений первичного тока

$$/35/ \quad \xi = \mathcal{J}_{II} / \mathcal{J}_I = 1 / \sqrt{1 + \sum_{\nu=2}^{\infty} (\mathcal{J}_{\nu I} / \mathcal{J}_{II})^2},$$

которые определяют очень важный параметр ВП – коэффициент его мощности

$$/36/ \quad \chi = \xi \cos \varphi.$$

Таким образом, и эти энергетические параметры также зависят от угла коммутации γ и в функции от него могут быть найдены из рис.5 [2,5,10].

Однако, исключительно важные достоинства расчётных способов перед экспериментальными по определению перечисленных и ряда других величин до сих пор являлись лишь потенциальными, поскольку, как уже отмечалось, сводились практически на нет существовавшей многозначностью решений ур-я /1/. Теперь эти ценные преимущества, благодаря ур-м /2,13/ и номограммам рис.2, становятся, наконец-то, реальными. Более того, замкнутость ур-й /2,13/ позволяет вообще исключить из расчётов углы γ_k и ψ_k , как промежуточные параметры, и разработать принципиально новые и простые расчётные номограммы, представленные непосредственно в зависимости лишь от одного схемного параметра g_R /рис.2,3/. Именно $g_R = I / \delta_R$ однозначно определяет любые физические состояния вентильных схем класса $SkmlRL_{\infty}$, как следствие, любые их режимно-энергетические и прочие параметры независимо от конкретного практического использования ВП.

В качестве примера на рис.6 даны некоторые параметрические зависимости, рассчитанные на ЭЦВМ для широко распространенных на практике однофазных мостовых схем Греча $M = 1$. Обозначено: V_ϕ - действующее значение фазного напряжения, $U_{\alpha\omega}$ - амплитуда обратного напряжения на вентиле, определяющая его вентиляющую прочность, $B = V_\phi / U_0$, $D = \mathcal{J}_\phi / I_0$, $k_{исп} = \mathcal{J}_\phi V_\phi / U_0 I_0$, $O = U_{\alpha\omega} / U_0$ - расчётные коэффициенты, знание которых позволяет легко определить искомые при синтезе величины по заданным I_0 и U_0 .

Таким образом, предлагаемая методика инженерного синтеза схем класса $SkmlRL_\infty$ чрезвычайно проста, удобна, эффективна и качественна, поскольку позволяет всего лишь по одному известному параметру $g_R = \delta_R^{-1}$ из номограмм непосредственно и по замкнутому циклу находить все необходимые разработчику величины в безразмерных единицах, а после определения амплитуды эдс по /9'/ - и в размерных путём простого однооперационного умножения на соответствующие основания. Внешние характеристики в именованных единицах также легко реализуемы на основе рис.3 и табл.2,4,5 путём линейного /то есть тоже очень простого/ изменения масштаба по осям.

Все это обеспечивает высокую технико-экономическую эффективность, научную новизну и практическую полезность изложенных здесь результатов.

Некоторые важные обобщения и замечания

1/ НВХ, данная на рис.4 при $M = 3$, полностью совпадает с кривыми, приведенными например, в [7,9-14,19], где, однако, как и в остальной многочисленной литературе, отсутствуют замкнутые ур-я для \mathcal{J}_k и, как следствие, необходимые для разработчиков ВП замкнутые расчётные соотношения и номограммы,

2/ ПВХ, данные на рис.4 при $m = 2,3,6$, частично совпадают /по началам первых отрезков/ с прямыми, приведенными, например, в [2], где они даны, однако, только для первого режима и где определены лишь первые критические значения угла коммутации при $m = 3,6$, но даже для

этого сравнительно простого случая не найдены критические значения схемных параметров и режимно-энергетических показателей ВП.

3/ НВХ на рис. 4 при $m = 2, 3, 4, 6$ частично совпадают /по началам первых и средним частям последующих нечётных отрезков/ с НВХ, приведенными в [3], где они получены, однако, довольно сложным путём /первоначально найдены \underline{U}_0 и \underline{I}_0 при конечных L , но без явного ур-я для ВХ, а затем предельным переходом $L \rightarrow \infty$ получено это ур-е без угла ψ_k /; [4], где это ур-е получено проще /сразу при $L \rightarrow \infty$ [2]/, однако с углом ψ_k и несвернутой довольно громоздкой суммой $k-1$ синусов, расчёт ^{которых} связан с дополнительной трудоемкостью; [5] и подобных [5], основанных на [4] и потому содержащих те же минусы; [6], где эти минусы устранены путём избирательной комбинации достоинств [2-4] без получения, однако, принципиально новых результатов; [8, 11], где приведенные НВХ даны, вместе с тем, без уравнений и только при $m = 6$. Во всей литературе при любых m не определены, кроме того, критические параметры k -го порядка, а также сведения по чётным отрезкам ВХ, отражающим коммутационные режимы II рода.

Таким образом, перечисленные совпадения свидетельствуют о правильности полученных выше результатов, а замкнутость соотношений – о принципиально новых и важных достоинствах их.

4/ Поскольку механизм явлений в различных схемах ВП в целом одинаков /как, скажем, он в целом одинаков в различных структурах радиопередатчиков или радиоприемников/, а специфика процессов зависит от сочетания входных воздействий, числа нелинейных элементов и совокупности линейных, то аналогичные замкнутые результаты можно получить и для других типов схем того же класса, например, 6-фазной лучевой каскадной схемы /Вологодина/, 6-фазной лучевой с уравнительным реактором /Коблера/, 12-фазных лучевых с двумя или тремя уравнительными реакторами, 12-фазных мостовых с двумя 3-фазными мостами, соединенными последовательно /схемы Червоуенкиса и др./ или параллельно /схемы Фисса [20] и др./ и многих иных сложных схем, в том числе с 4, 6, 9, 12, 18, 24, 36, 54-х экви-

валентно фазным преобразованием [20-28].

5/ Так как идеология получения замкнутых ур-й связи моментов переключения вентилей с параметрами схемных элементов является общей [15-17], аналогичным образом разрабатываются замкнутые методы синтеза схем многих других классов ВП, в том числе, многочисленных классов управляемых ВП / например, с магнитными усилителями, дросселями насыщения, тиристорами и т.д./, полууправляемых, с вольтодобавками /преобразователи несинусоидальных сигналов/, с обратными вентилями, с комбинацией обратных вентилей, общая точка которых подключена к нулевой точке входного трансформатора, с ШИМуемыми обратными вентилями /например, с транзисторами, выключаемыми тиристорами и пр./ и т.д. При этом общность идеи не ограничивается типом используемых вентилей. Они могут быть любыми /механические, электронные, полупроводниковые, в частности, лампы, диоды, транзисторы, тиристоры, симисторы, триаки и пр./.

Следовательно, применительно к вентильным устройствам, преобразующим переменные напряжения в постоянные, изложенная идея является не только принципиально новой, но и фундаментальной.

6/ Поскольку ВП используют на практике не только в выпрямительных, но и идентичных им инвертерных режимах /преобразования постоянных эдс в переменные/, то результаты, получаемые для инвертеров - этой ещё одной обширной разновидности ВП, очевидно, аналогичны изложенным выше. Следовательно, и отсутствующий в настоящее время оптимальный синтез многочисленных классов инвертеров также осуществим в замкнутой форме, что существенно расширяет сферу распространения принципа замкнутости и обеспечивает дальнейшее увеличение экономии энергии и различных социальных ресурсов /финансовых, материальных, трудовых, временных, моральных/.

7/ Полученные в данной работе результаты, в частности ЦВХ и НВХ, полезны, оказывается, не только для вентильных преобразователей, но также для вентильных авиационных генераторов /ВГ/. Их ВХ, как это показано совсем недавно [29], можно легко построить по ВХ ВП, для чего необходимо и достаточно изменить по осям масштаб.

Так как ВГ, как и ВП, тоже являются обширной самостоятельной ветвью технических применений, распространимость замкнутых результатов на смежные области техники делает изложенные принципы замкнутого синтеза вентильных структур еще более полезными и значимыми.

8/ Аналогичная предыдущей возможность показана только что в [30] применительно к другим сложным устройствам – индуктивно-емкостным преобразователям /ИЕП/. Приведенные в [30] формулы для $\underline{U}_o(\gamma)$ и $\underline{I}_o(\gamma)$ однофазного ИЕП с 3-фазным входом и 2-вентильным лучевым выходом отличаются от соотношений для ВП с $m = 2$ лишь некоторыми коэффициентами $K_o(\gamma)$ и $K_I(\gamma)$. Однако, несомненная полезность аналитических способов по сравнению с экспериментальными и здесь трудно реализуема из-за отсутствия в [30] явного ур-я для ВХ, а также замкнутых ур-й для γ и ψ . Эти существенные пробелы принципиально устранимы при использовании сведений, данных в [15-18]. Вместе с тем, в [30] утверждается, что 3-фазный ИЕП с 6-вентильным лучевым выходом при близком к кз состоянию работает в режиме с одновременно-попеременной проводимостью 6-5 вентилей, что в принятых в [15-18] обозначениях соответствует пятому коммутационному режиму / $k = 5$ /.

Таким образом, несмотря на существенные дефекты результаты, данные в [30], свидетельствуют о идентичности явлений в ИЕП и ВП и, следовательно, о ещё одной широкой возможности практических приложений изложенного автором принципа замкнутости.

9/ По литературным данным более трети электроэнергии Союза преобразуется с помощью асинхронных двигателей /АД/, регулирование скорости которых осуществляют, в частности, с помощью вентильных каскадов /АВК/ [32-34]. Электромагнитные процессы в них практически мало чем отличаются от процессов в ВП, но при этом дополнительно учитывается специфика АД /скольжение двигателя, параметры ротора и статора и т.п./. Наряду с режимными показателями определяются также момент двигателя, механические характеристики и пр. Последние, как это показано, например в [35], совпадают с нагрузочными характеристиками. Поэтому и здесь, в АВК, ур-я для γ по виду полностью совпадают с ур-ми для ВП и, следовательно, бу-

лучи незамкнутыми, также страдают неопределенностью, не позволяя разработать замкнутые методы синтеза АВК.

Изложенные выше результаты и вытекающие из них широкие возможности устраняют теперь и в этой обширной технической области существующий в ней пробел.

10/ В [37] экспериментально подтверждено, что в широком диапазоне нагрузок /от 0 до 200 А/ напряженность магнитного поля H , создаваемого ВП на расстояниях, превышающих его размеры, можно рассчитать аналитически, не прибегая к довольно сложным и тонким натурным измерениям и экспериментам. При этом расчёт магнитного момента ВП сводится к определению спектральных составляющих тока вентиля, связанных, как и /23-38/, непосредственно с углом коммутации, и некоторых коэффициентов, не зависящих от него. Однако, расчёт угла γ и здесь остается задачей неопределённой при разработках ВП, по существу сводя на нет достоинства аналитических методов.

Наличие замкнутых ур-й /2,13/ открывает теперь еще одни широкие возможности и в этой сравнительно новой области, поскольку существенно облегчает решение вопросов электромагнитной совместимости, в частности оценки уровня радиопомех, создаваемых ВП, АВК, ИСП и пр., защиты от их влияния и ряда других важных вопросов, ставших за последнее время особенно острыми.

Изложенное свидетельствует о широкой и несомненной полезности замкнутого синтеза вентильных структур и необходимости скорейшего распространения по всем техническим отраслям.

В заключение приведем хотя бы в общих чертах некоторые соображения о технико-экономической выгоде методологического "первооружения" технических отраслей, использующих различные вентильные структуры.

Известно, например, что более 30 % электроэнергии страны преобразуется в энергию постоянного тока. Использование вентильных преобразователей вместо электромашинных позволяет резко снизить потери энергии. Только в расчёте на один год это соответствует /по данным печати за 1970г/

экономии 40 млрд. квт. часов энергии, что составляет около 13,3 % энергии постоянного тока страны и равноценно многолетней выработке Днепрогэса. К 1980 году общее количество энергии значительно возрастет. Возрастут и суммарные потери. Причем процесс этот носит прогрессирующий характер, и к 2000 году потери энергии могут достичь в абсолютной величине весьма внушительной величины.

Повышение качества и эффективности синтеза ВП, обеспечиваемое за счет предлагаемых замкнутых методов, отличающихся принципиальной новизной, универсальностью и простотой, приводит к снижению потерь на несколько процентов, что в целом по стране несомненно даст ощутимую прибыль и эффект. Этим не ограничивается выгода этих перспективных методов. Сюда, в частности, следует добавить экономию социальных ресурсов /финансовых, материальных, трудовых, временных, моральных/, затрачиваемых при проектировании, разработке и отладке создаваемых изделий, количественно исчисляемых миллиардами.

Кроме того, определение углов коммутации, оценка типа режимов ВП, в частности их критических состояний, определение ожидаемого /от проектируемых/ или действительного /от действующих ВП / уровней радиопомех, решение вопросов электромагнитной совместимости и других проблем, выполняемые посредством простых и удобных аналитических и номографических способов, позволяет по сравнению с натурными исследованиями еще более увеличить экономический потенциал эффекта.

Если же учесть, что аналогичные указанным достижения возможны и в ряде других, таких же широких технических приложениях /например, асинхронные двигатели с вентильными каскадами, индуктивно-ёмкостные преобразователи с вентильным выходом, авиационные и другие вентильные генераторы и т.д./, охватывающих, наряду с ВП, практически все промышленные отрасли страны, становится очевидной перспективность и технико-экономическая и социальная полезность изложенных в работе результатов.

Техническая новизна и экономическая эффективность непосредственно связаны, как известно, с престижными и политическими аспектами международного положения страны.

ВЫВОДЫ

1. На фоне современных успехов комплексной миниатюризации различных устройств РЭА заметно отставание относительного снижения массо-габаритных показателей (МГП) вторичных источников электропитания (ВИП).

2. Принципиально новых идей по миниатюризации вентильных преобразователей энергии (ВП), являющихся основными по МГП силовыми устройствами ВИП, которые приводили бы к радикальному решению проблемы миниатюризации ВИП независимо от выходных энергетических параметров, в настоящее время нет.

3. Анализ обширной научно-технической литературы, преимущественно зарубежной, показывает, что неиспользованным резервом и одной из перспективных возможностей в решении указанной проблемы является интенсификация глубоких научных исследований электромагнитных процессов, протекающих в ВП, и разработка на этой основе достаточно качественных и высокоэффективных аналитических и машинных методов их инженерного синтеза.

4. Одним из ключевых путей по решению этой задачи применительно к широкому классу вентильных схем с нагрузкой индуктивного характера является устранение неопределенности, существующей в течение последних нескольких десятилетий в теории и практике вентильного преобразования энергии.

5. Приведенные в данной работе результаты позволяют устранить этот принципиальный пробел и дают разработчику новый удобный способ замкнутому синтезу неуправляемых схем с внутренними индуктивностями. Способ отличается практической полезностью, эффективностью, наглядностью и простотой.

6. Результаты работы охватывают любые лучевые, а также некоторые мостовые схемы ВП при произвольном числе фаз и работе схем в любом коммутационном режиме. Приведенные соотношения и рассчитанные на

ЭВМ номограммы обеспечивают замкнутый цикл расчёта искомых разработчиком режимно-энергетических показателей схем, в том числе различных амплитудных, средних, действующих значений токов, напряжений и мощностей, гармоник входного тока, выходного напряжения, напряженности электромагнитного поля, излучаемого ВП в пространство, и т.д.

7. Предложенные аналитические способы по оперативной оценке типа режимов выгодно отличаются от экспериментальных способов, обеспечивая значительный технико-экономический эффект.

8. Изложенный принцип замкнутости, благодаря фундаментальности, распространяется также на многие иные классы схем с индуктивными фильтрами, не рассмотренными в данной работе, а также другие технические устройства, чрезвычайно широко используемые на практике во всех технических отраслях. К числу таких устройств относятся инвертеры, асинхронно-вентильные каскады, индуктивно-ёмкостные преобразователи, авиационные вентильные генераторы и т.п.

9. Последнее свидетельствует о перспективности и крайней необходимости постановки и выполнения исследований как по большому числу классов не рассмотренных здесь вентильных схем, так и иных технических применений, перечисленных выше.

Литература

1. Конев Ю.И. Основные проблемы миниатюризации силовых электронных устройств и систем. В сб.: "Электронная техника в автоматике", 1975, в.7.
2. *Dällenbach W., Gerecke E. Die Strom und Spannungsverhältnisse der Grossgleichrichter. Arch. Elektrotechn., 1924, № 2.*
В сб. переводов под ред. П.Л. Калантарова. Изд. КУБУЧ, 1929.
3. *Demontvignier M. Methode generale de calcul des redresseurs a vapeur de mercure. "Rev. gen. d'electr.", t. XV, XVI, 1924.*
Перевод там же.
4. *Prince D.C., Vogdes F.B. Principles of mercury arc rectifiers and their circuits. N.Y., 1927.*
5. *Marti O.K., Winograd H. Mercury arc power rectifiers. N.Y., 1930.*
6. *Glaser A., Müller-Lübeck K. Einführung in die Theorie der Stromrichter. Berlin, 1935.*
7. *Smith D. R. Characteristics of rectifiers from no-load to short circuit. "Engineer", 1955, № 5211.*
8. Терентьев Б.П. Электропитание радиоустройств. М., "Связь", 1938, 1948, 1951, 1965.
9. Емельянов В.И. Электромагнитные процессы в трехфазной мостовой схеме /основные уравнения и внешние характеристики/. Дисс., ЛПИ им. М.И. Калинина, 1947, изв. НИИПТ, 1961, вып.8.
10. Каганов И.Л. Электронные и ионные преобразователи. М., ГЭИ, 1956.
11. *Mierdel G. Selengleichrichter. Berlin, 1959.*
12. Аксенов В.Н. Выпрямители и трансформаторные подстанции. М., "Связь", 1961.
13. Нейман Л.Р. и др. Электропередача постоянного тока. М., изд. АН СССР, 1962.
14. Толстов Ю.Г. и др. Трехфазные силовые полупроводниковые выпрямители. М., изд. АН СССР, 1963.
15. Репин А.М. О коммутации в мостовой схеме Грца. Материалы НТК МЭИС, 1969.
16. Репин А.М. Параметрические состояния m -фазных схем малой мощности. Дисс., МЭИС, 1971.
17. Репин А.М. Об одной неопределенности в теории преобразования и ее решение. Материалы НТК МЭИС, 1974.
18. Репин А.М. О замкнутой форме инженерных методов проектирования выпрямителей РЭА. "Теоретическая электротехника", 1977, вып. 23.

19. Полупроводниковые выпрямители. Под ред. Ковалева Ф.И. и Мостковой Л.П. М., "Энергия", 1978.
20. *Fiss K. 12-phase gleichrichteranordnung. Pt. BRD, №1221720, 1966.*
21. Федорцев А.П. Стабилизированный трехфазный источник питания с регулируемыми однофазными трансформаторами и 6-фазным лучевым выпрямителем. Материалы семинара "Миниатюризация ВПП электронной аппаратуры", М., МДНТИ, 1973.
22. *Lambin E. Neuer 6-phase kompaktgleichrichter. "Br. Bev. Mitt." 61, 1974, 9.*
23. Абдулаев А.А., Аслан-Заде А.Г. О построении нечетно-фазных 9-пульсных выпрямителей. "Техн. терегги угрунда", 1976, № 7.
24. Мияниси Киёси. Гармонический анализ токов вентильных преобразователей с 6, 12, 24-х кратной частотой пульсации. Дэнки кэйсан, 44, 1976, 10.
25. Абдулаев А.А., Аслан-Заде А.Г. Анализ 18-пульсного выпрямителя. "Электричество", 1977, № 8.
26. *Galloway J.H. Line current waveforms and harmonics for a large 36-phase converter system. IEEE trans. Ind. Appl., 13, 1977, N 5.*
27. *Poggi L. О формах и гармониках тока в 6-фазной лучевой схеме. "L' Elettrotecnica", 65, 1978, № 2.*
28. Трофименко А.П. О трансформаторных преобразованиях числа фаз /для питания 27-фазных мостовых преобразователей с 54-кратной частотой пульсации/. В сб.: "Повышение качества электрической энергии", Киев, 1978.
29. Митрофанов В.Ф., Сериков В.А. Внешние характеристики вентильных генераторов. Труды МАИ, 1978.
30. Казаков В.А., Ладыгин А.Е. Нагрузочные характеристики индуктивно-емкостных преобразователей. В сб.: "Расчет и оптимизация систем стабилизации тока". Киев, 1978.
31. Репин А.М. Параметрические состояния многовентильных схем класса $\Sigma mLR/C_{\infty}$. Деп. рук., "Информэлектро", 1978, № 62-8178.
32. Завалишин Д.А. Вентильные преобразователи в силовых цепях электрических машин. Л., 1965.
33. Онищенко Г.Б. Асинхронный вентильный каскад. М., "Энергия", 1967.
34. Сушенцов А.А., Хватов С.В. Механические характеристики АВК. Труды НИИР, 1974, вып. 4.
35. Глинтерник С.Р. Диаграммы для определения угла коммутации 3-фаз-

ного мостового преобразователя. "Электричество", 1960, № 7.

36. Туганов М.С. Судовой бесконтактный электропривод. Л., "Судо-строение", 1978.

37. Дегтярев В.И. и др. Расчет магнитного момента силовой цепи управляемого преобразователя. Труды НИИЭМ, 1978.

38. *Williamson H.C., Makky H.R. IEEE, 125, 1978, № 2.*

Таблица 1
Зависимость обобщённой постоянной времени $g_R = \omega L/R$
от половины угла коммутации γ_k

g_R				
k	$m=2$	$M=1$	$m=3$	$M=3$
1	$\pi \operatorname{tg}^2 \gamma$ $0 \leq \gamma \leq 90^\circ$	$\frac{\pi}{2} \operatorname{tg}^2 \gamma$ $0 \leq \gamma \leq 90^\circ$	$\frac{2\pi}{3} \operatorname{tg}^2 \gamma_1$ $0 \leq \gamma_1 \leq 45^\circ$	$\frac{\pi}{3} \operatorname{tg}^2 \gamma_1$ $0 \leq \gamma_1 \leq 30^\circ$
2	—	—	$2\pi \operatorname{tg}^2 (30^\circ + \gamma_2)$ $15^\circ \leq \gamma_2 \leq 60^\circ$	$\frac{\pi}{9} \operatorname{tg}^2 \gamma_1$ $30^\circ \geq \gamma_1 \geq 0$
m	$k=1$	$k=2$		$k=3$
4	$\frac{\pi}{2} \operatorname{tg}^2 \gamma_1$ $0 \leq \gamma_1 \leq 31,7^\circ$	$\frac{3\pi}{2} \left[\frac{10}{(3 \cos \gamma_2 - \sin \gamma_2)^2} - 1 \right]$ $13,8^\circ \leq \gamma_2 \leq 35,8^\circ$		$3\pi \operatorname{tg}^2 (45^\circ + \gamma_3)$ $9,2^\circ \leq \gamma_3 \leq 45^\circ$
m	$k=1$	$k=2$		$k=3$
6	$\frac{\pi}{3} \operatorname{tg}^2 \gamma_1$ $0 \leq \gamma_1 \leq 20,45^\circ$	$\pi \left[\frac{28}{(3\sqrt{3} \cos \gamma_2 - \sin \gamma_2)^2} - 1 \right]$ $9,55^\circ \leq \gamma_2 \leq 21,5^\circ$		$2\pi \left[\frac{0,396}{A(\gamma_3) B(\gamma_3)} - 1 \right]$ $8,75^\circ \leq \gamma_3 \leq 22,75^\circ$
m	$k=4$		$k=5$	
6	$\frac{2\pi}{3} \left[\frac{1,55}{A(\gamma_4) B(\gamma_4)} - 5 \right]$ $7,2^\circ \leq \gamma_4 \leq 25,5^\circ$		$5\pi \operatorname{tg}^2 (60^\circ + \gamma_5)$ $4,95^\circ \leq \gamma_5 \leq 30^\circ$	

$A(\gamma_3) = \frac{\sqrt{3}}{4} \sin \gamma_3 + \frac{2}{3} \sin(\frac{\pi}{6} - \gamma_3)$
 $B(\gamma_3) = \cos \gamma_3 - \frac{\sqrt{3}}{4} \sin \gamma_3$
 $A(\gamma_4) = \frac{1}{5} \sin \gamma_4 + \frac{\sqrt{3}}{4} \sin(\frac{\pi}{6} - \gamma_4)$
 $B(\gamma_4) = \cos(\frac{\pi}{6} + \gamma_4) - \frac{1}{5} \sin \gamma_4$

Таблица 2

Значения условных напряжений холостого хода и токов короткого замыкания для k -х режимов

m	2		3		4			6				
k	1	1	1	2	1	2	3	1	2	3	4	5
$\bar{U}_{охх}(k)_{ус}$	0,637	0,827	0,477	0,902	0,672	0,424	0,955	0,843	0,694	0,532	0,382	
$\bar{I}_{окз}(k)_{ус}$	2	1,732	3	1,414	3,162	4	1	2,646	4,359	5,568	6	
$\bar{U}_{охх}(k)_{ус}$	1	1	0,577	1	0,746	0,471	1	0,882	0,727	0,557	0,4	
$\bar{I}_{окз}(k)_{ус}$	1	0,577	1	0,354	0,791	1	0,167	0,441	0,727	0,928	1	

Зависимости напряжений $U_{0(k)}$ и $\bar{U}_{0(k)}$

	$m=2$		$M=1$		$m=3$		$M=3$
	$k=1$		$k=1$		$k=1$	$k=2$	$k=1$
U_0	$\frac{2}{\pi} \cos^2 \chi_1$ $0 \leq \chi_1 \leq 90^\circ$		$\frac{2}{\pi} \cos^2 \chi_1$ $0 \leq \chi_1 \leq 90^\circ$		$\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos^2 \chi_1$ $0 \leq \chi_1 \leq 45^\circ$	$\frac{3}{2\pi} \sin^2(\frac{\pi}{3} - \chi_2)$ $15^\circ \leq \chi_2 \leq 60^\circ$	$\frac{3}{\pi} \cos^2 \chi_1$ $0 \leq \chi_1 \leq 30^\circ$
	$\frac{2}{\pi + g_R}$ $0 \leq g_R \leq \infty$		$\frac{1}{\pi/2 + g_R}$ $0 \leq g_R \leq \infty$		$\frac{\sqrt{3}}{2\pi/3 + g_R}$ $0 \leq g_R \leq 2,09$	$\frac{3}{2\pi + g_R}$ $2\pi \leq g_R \leq \infty$	$1/(\frac{\pi}{3} + g_R)$ $0 \leq g_R \leq 0,35$
	$(2 - I_0)/\pi$ $0 \leq I_0 \leq 2$		$2(1 - I_0)/\pi$ $0 \leq I_0 \leq 1$		$\frac{3}{\pi} (\frac{\sqrt{3}}{3} - \frac{I_0}{2})$ $0 \leq I_0 \leq \sqrt{3}/2$	$(3 - I_0)/2\pi$ $1,5 \leq I_0 \leq 3$	$\frac{3}{\pi} (1 - I_0)$ $0 \leq I_0 \leq 0,25$
\bar{U}_0	$1 - \bar{I}_0$ $0 \leq \bar{I}_0 \leq 1$		$1 - \bar{I}_0$ $0 \leq \bar{I}_0 \leq 1$		$1 - \sqrt{3} \bar{I}_0$ $0 \leq \bar{I}_0 \leq 0,289$	$\sqrt{3}(1 - \bar{I}_0)/3$ $0,505 \leq \bar{I}_0 \leq 1$	$1 - \frac{\sqrt{3}}{3} \bar{I}_0$ $\frac{1}{4} \leq \bar{I}_0 \leq \frac{\sqrt{3}}{4}$

	$m=4$			$M=3$	
	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=1$	$k=2$
U_0	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos^2 \chi_1$ $0 \leq \chi_1 \leq 31,7^\circ$	$\frac{6}{\pi\sqrt{10}} (\cos \chi_2 - \frac{1}{3} \sin \chi_2)^2$ $13,3^\circ \leq \chi_2 \leq 35,8^\circ$	$\frac{4}{3\pi} \sin^2(\frac{\pi}{4} - \chi_3)$ $9,2^\circ \leq \chi_3 \leq 45^\circ$	$\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos \psi_1$ $\pi/6 \leq \psi_1 \leq \pi/3$	$\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \sin^2(\frac{\pi}{6} - \chi_2)$ $0 \leq \chi_2 \leq \pi/6$
	$\frac{\sqrt{2}}{\pi/2 + g_R}$ $0 \leq g_R \leq 0,6$	$\sqrt{10}/(\frac{3\pi}{2} + g_R)$ $1,793 \leq g_R \leq 9,08$	$4/(3\pi + g_R)$ $18,3 \leq g_R \leq \infty$	$1/2 \sqrt{\frac{\pi^2}{27} + g_R^2}$ $\pi/9 \leq g_R \leq \pi/3$	$\frac{\sqrt{3}}{3}/(\frac{\pi}{9} + g_R)$ $\pi/3 \leq g_R \leq \infty$
	$\frac{2}{\pi} (\sqrt{2} - I_0)$ $0 \leq I_0 \leq 0,652$	$\frac{2}{3\pi} (\sqrt{10} - I_0)$ $0,814 \leq I_0 \leq 2,065$	$(4 - I_0)/3\pi$ $2,635 \leq I_0 \leq 4$	$\frac{3}{\pi} \sqrt{3(\frac{1}{4} - I_0^2)}$ $1/4 \leq I_0 \leq \sqrt{3}/4$	$\frac{9}{\pi} (\frac{\sqrt{3}}{3} - I_0)$ $\sqrt{3}/4 \leq I_0 \leq \sqrt{3}/3$
\bar{U}_0	$1 - 2\sqrt{2} \bar{I}_0$ $0 \leq \bar{I}_0 \leq 0,724$	$\frac{\sqrt{2}}{6} (\sqrt{10} - 4\bar{I}_0)$ $0,219 \leq \bar{I}_0 \leq 0,514$	$\frac{\sqrt{2}}{3} (1 - \bar{I}_0)$ $0,657 \leq \bar{I}_0 \leq 1$	$\frac{1}{2} \sqrt{3 - 4\bar{I}_0^2}$ $\sqrt{3}/4 \leq \bar{I}_0 \leq 3/4$	$\sqrt{3}(1 - \bar{I}_0)$ $3/4 \leq \bar{I}_0 \leq 1$

	$m=6$				
	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=4$	$k=5$
U_0	$\frac{3}{\pi} \cos^2 \chi_1$ $0 \leq \chi_1 \leq 20,5^\circ$	$\frac{\sqrt{3}}{4\pi\sqrt{7}} (9\cos \chi_2 - \sqrt{3}\sin \chi_2)^2$ $9,5^\circ \leq \chi_2 \leq 21,3^\circ$	$\frac{24}{\pi\sqrt{19}} A(\chi_3)B(\chi_3)$ $8,7^\circ \leq \chi_3 \leq 22,7^\circ$	$\frac{30}{\pi\sqrt{31}} A(\chi_4)B(\chi_4)$ $7,2^\circ \leq \chi_4 \leq 25,5^\circ$	$\frac{6}{5\pi} \sin^2(\frac{\pi}{6} - \chi_5)$ $4,5^\circ \leq \chi_5 \leq 30^\circ$
	$1/(\frac{\pi}{3} + g_R)$ $0 \leq g_R \leq 0,1456$	$\sqrt{7}/(\pi + g_R)$ $0,432 \leq g_R \leq 1,24$	$\sqrt{19}/(2\pi + g_R)$ $2,47 \leq g_R \leq 6,72$	$\sqrt{31}/(\frac{10}{3}\pi + g_R)$ $11,35 \leq g_R \leq 30,1$	$6/(5\pi + g_R)$ $68,8 \leq g_R \leq \infty$
	$\frac{3}{\pi} (1 - I_0)$ $0 \leq I_0 \leq 0,122$	$(\sqrt{7} - I_0)/\pi$ $0,321 \leq I_0 \leq 0,749$	$(\sqrt{19} - I_0)/2\pi$ $1,226 \leq I_0 \leq 2,25$	$3(\sqrt{31} - I_0)/10\pi$ $2,85 \leq I_0 \leq 4,13$	$(6 - I_0)/5\pi$ $4,88 \leq I_0 \leq 6$
\bar{U}_0	$1 - 6\bar{I}_0$ $0 \leq \bar{I}_0 \leq 0,02$	$\frac{\sqrt{7}}{3} - 2\bar{I}_0$ $0,0535 \leq \bar{I}_0 \leq 0,125$	$\frac{\sqrt{19}}{6} - \bar{I}_0$ $0,2 \leq \bar{I}_0 \leq 0,375$	$0,1(\sqrt{31} - \bar{I}_0)$ $0,481 \leq \bar{I}_0 \leq 0,69$	$0,4(1 - \bar{I}_0)$ $0,813 \leq \bar{I}_0 \leq 1$

Таблица 4

Критические значения величин для k -х режимов

	$M=1$ $m=2$	$m=3$		$M=3$		$m=4$			$m=6$				
k	1	1	2	1	2	1	2	3	1	2	3	4	5
Ψ_k	0	30	0	30	0	45	18,4	0	60	40,9	23,4	8,9	0
$\tilde{\delta}_{k\text{кр}}(k)$	180	90	120	60	60	63,4	71,6	90	40,9	42,5	45,5	51	60
$\tilde{\delta}_{k^- \text{кр}}(k)$	0	30	0	60	0	26,6	18,4	0	19,1	17,5	14,5	8,9	0
$g_{R\text{кр}}(k)$	∞	2,09	∞	0,35	∞	0,6	9,08	∞	0,146	1,24	6,72	30,1	∞
$\delta_{R\text{кр}}(k)$	0	0,477	0	2,86	0	1,67	0,11	0	6,867	0,807	0,149	0,033	0
$U_{0\text{кр}}(k)$	0	0,413	0	0,717	0	0,652	0,229	0	0,838	0,604	0,335	0,137	0
$I_{0\text{кр}}(k)$	1(2)	0,866	3	0,25	0,577	0,392	2,065	4	0,122	0,749	2,25	4,13	6
$\bar{U}_{0\text{кр}}(k)$	0	0,5	0	0,75	0	0,724	0,255	0	0,877	0,632	0,35	0,144	0
$\bar{I}_{0\text{кр}}(k)$	1	0,288	1	0,433	1	0,098	0,514	1	0,02	0,125	0,375	0,69	1

Таблица 5

Критические значения величин для k_{ii} -х режимов

	$m=3$	$M=3$	$m=4$		$m=6$			
k_{ii}	1	1	1	2	1	2	3	4
$g_{R\text{кр}}(k_{ii})$	6,28	1,047	1,793	18,13	0,432	2,47	11,35	68,8
$\delta_{R\text{кр}}(k_{ii})$	0,159	0,955	0,558	0,0555	2,32	0,405	0,088	0,0145
$U_{0\text{кр}}(k_{ii})$	0,239	0,414	0,486	0,145	0,741	0,496	0,255	0,071
$I_{0\text{кр}}(k_{ii})$	1,5	0,433	0,875	2,635	0,321	1,226	2,85	4,88
$\bar{U}_{0\text{кр}}(k_{ii})$	0,289	0,433	0,54	0,162	0,777	0,521	0,267	0,743
$\bar{I}_{0\text{кр}}(k_{ii})$	0,505	0,75	0,219	0,657	0,0535	0,204	0,481	0,813

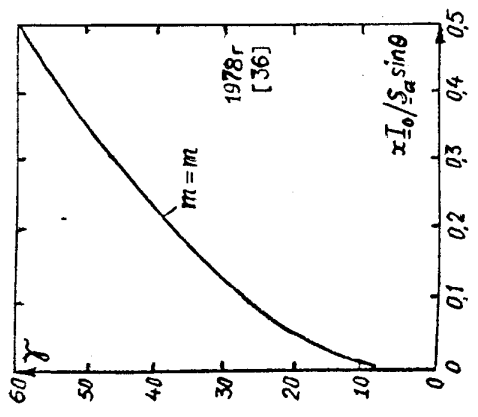
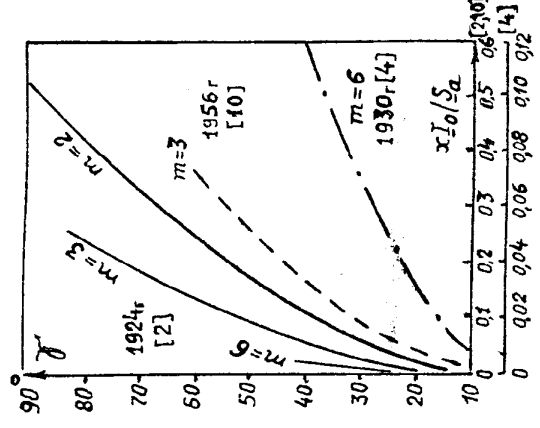
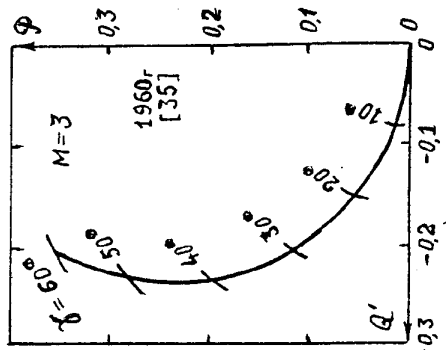
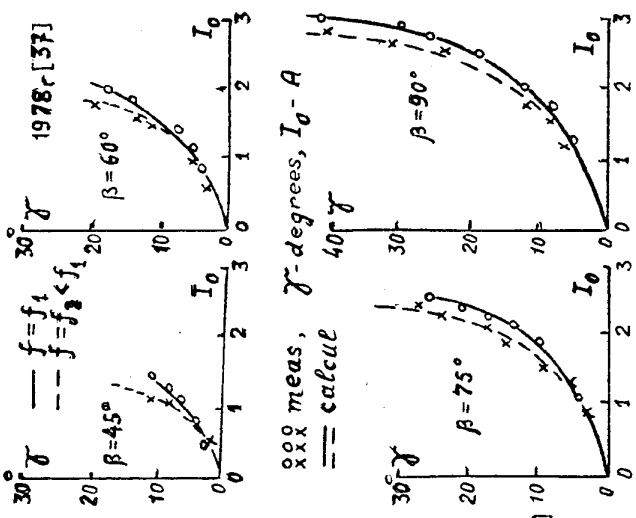
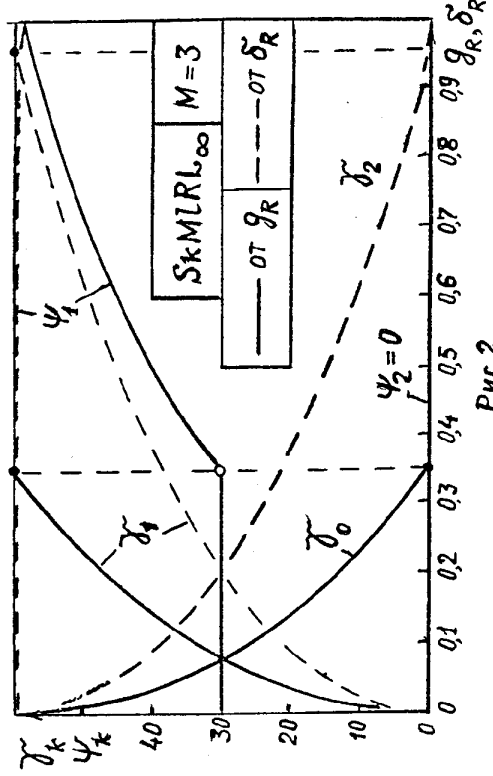
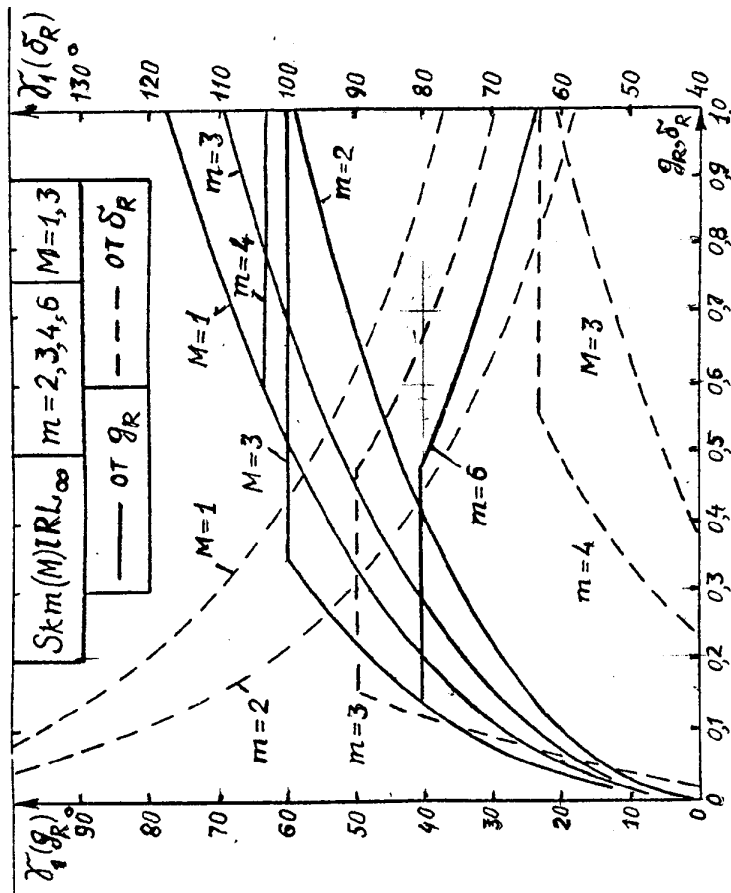


Рис.2

Рис.1

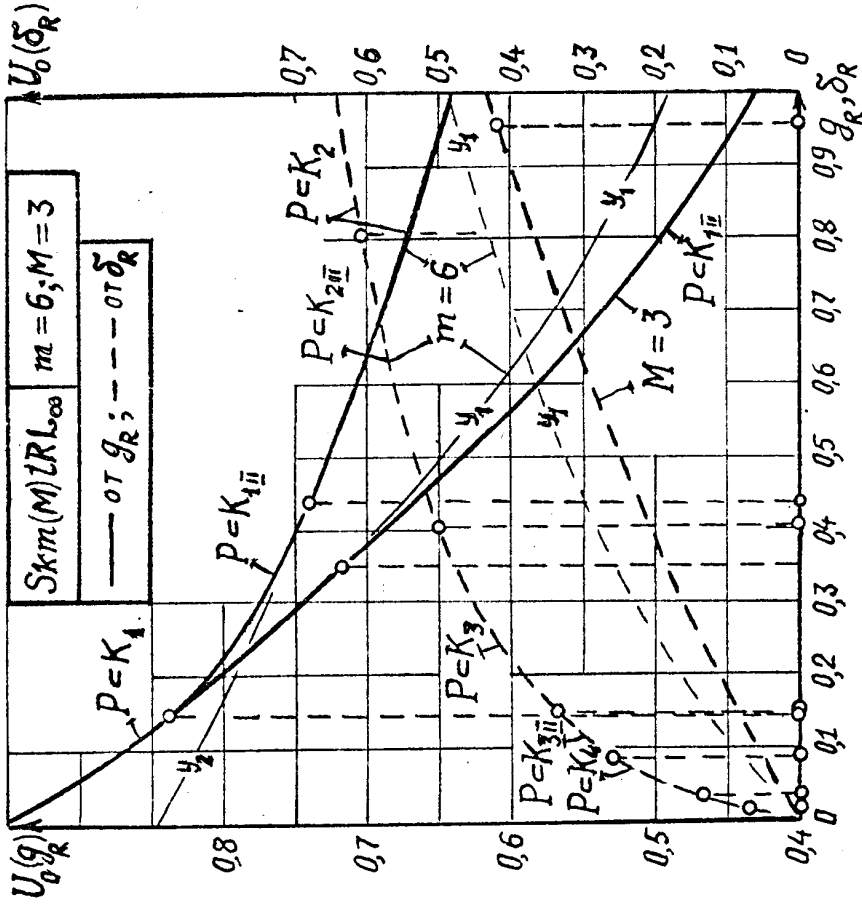
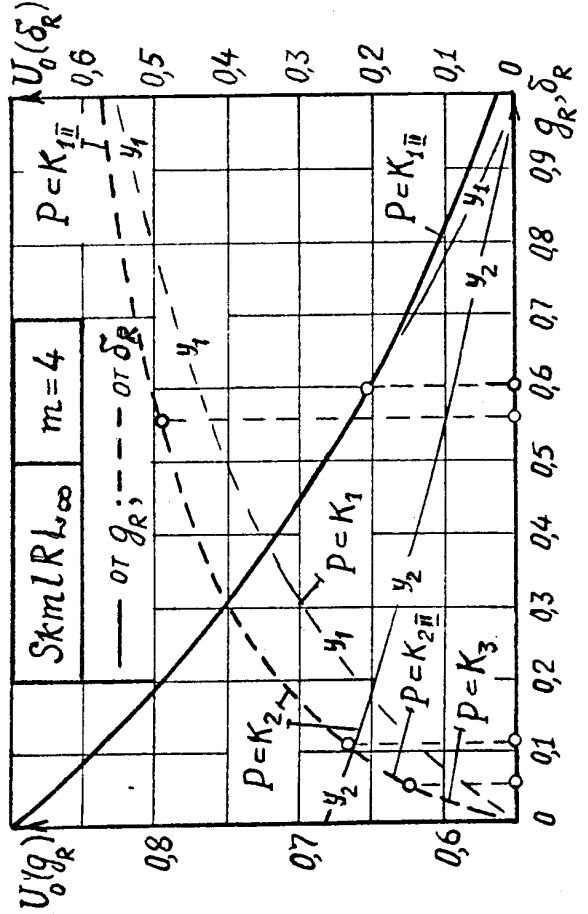
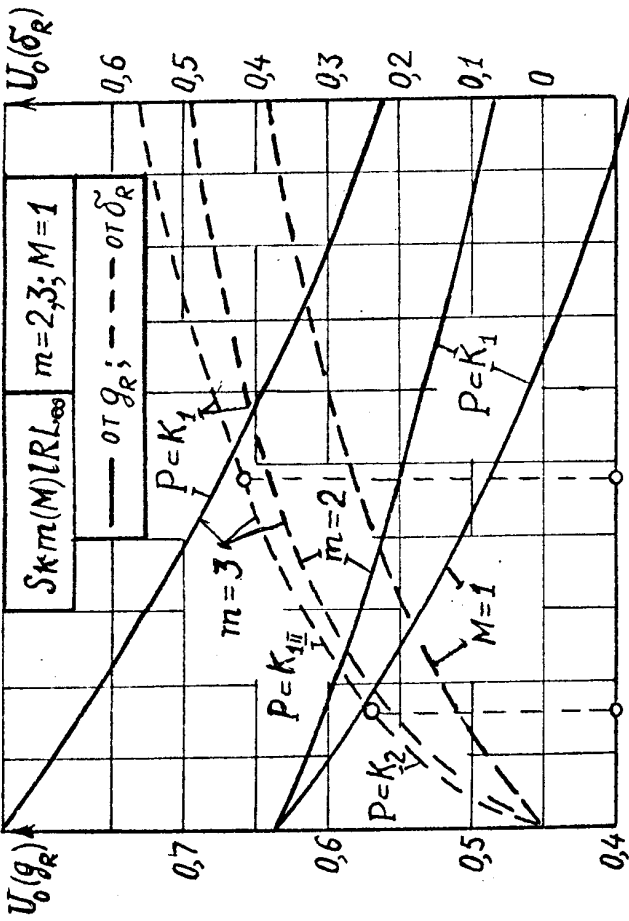


Рис. 3.

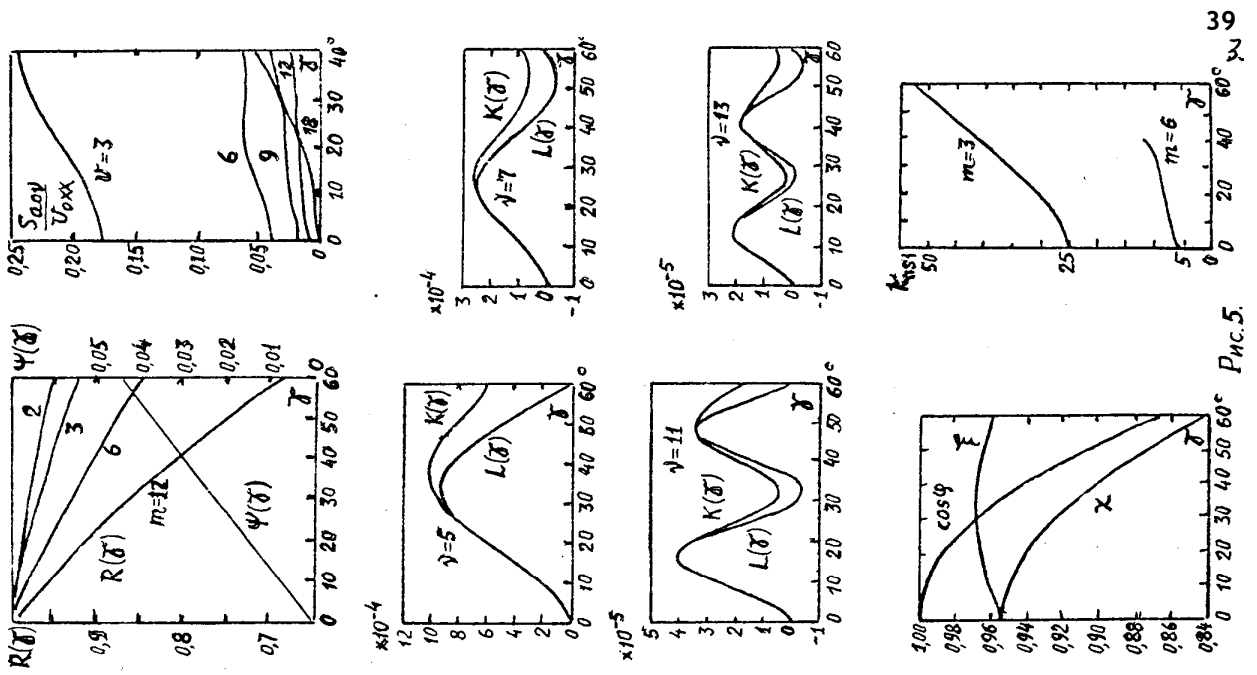


Рис. 5.

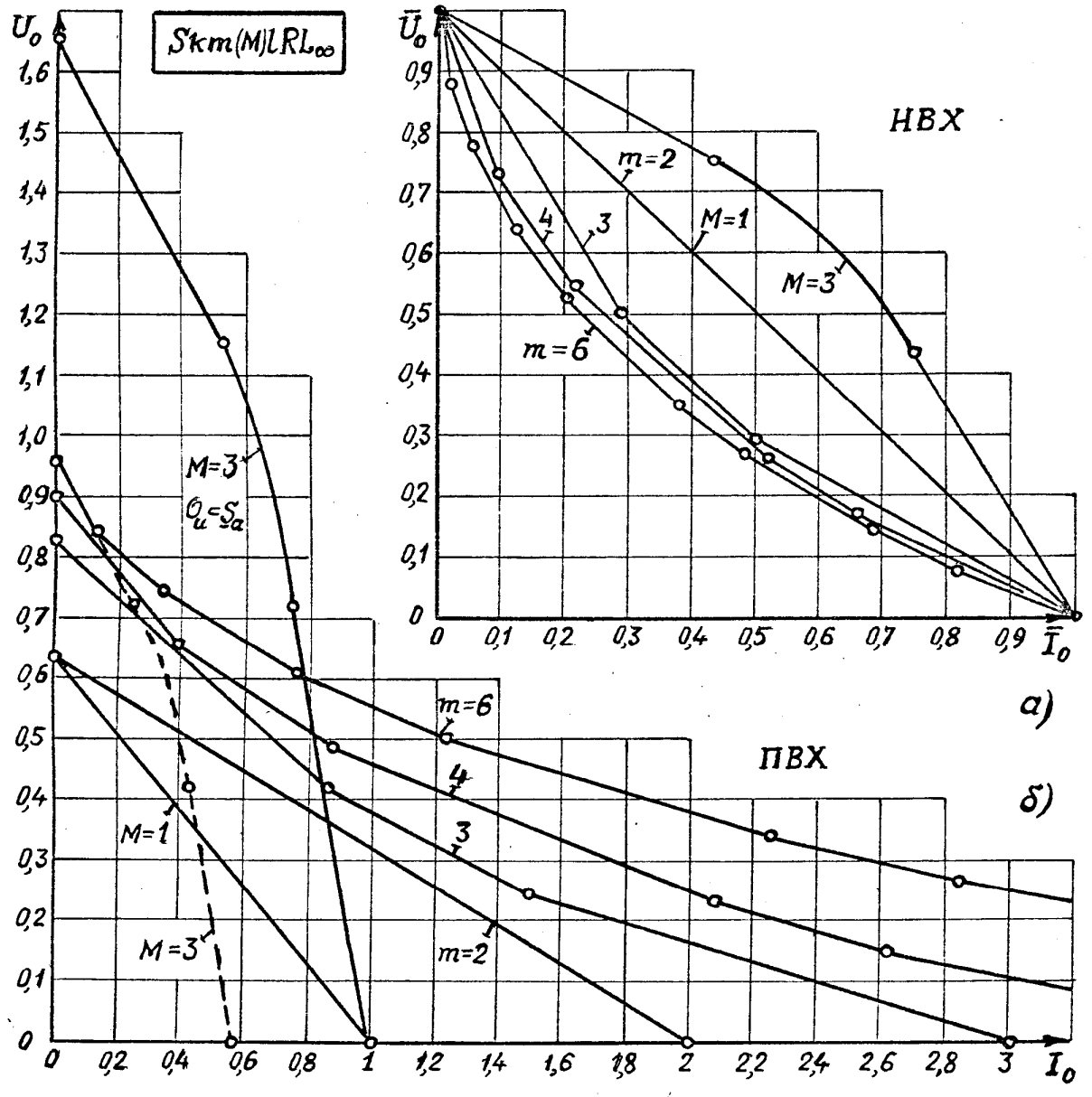


Рис. 4.

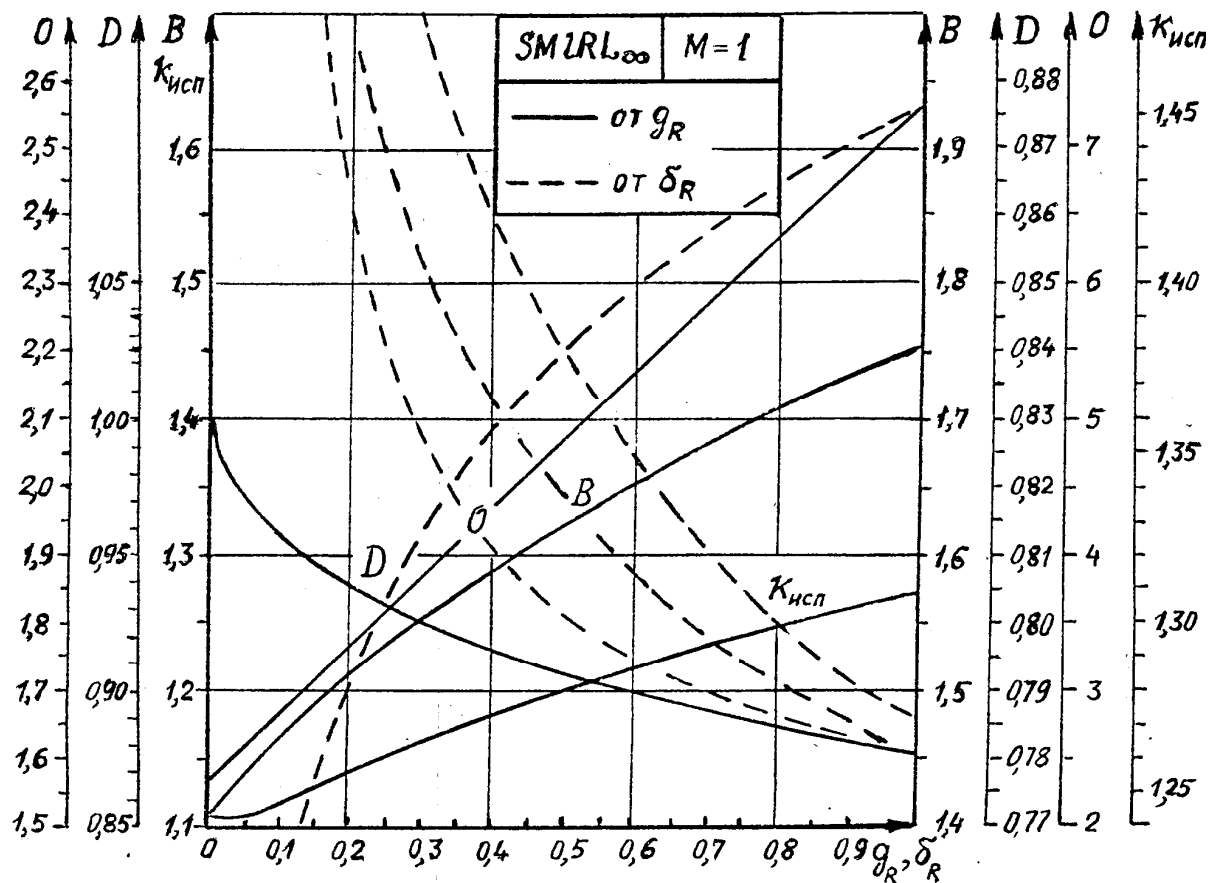
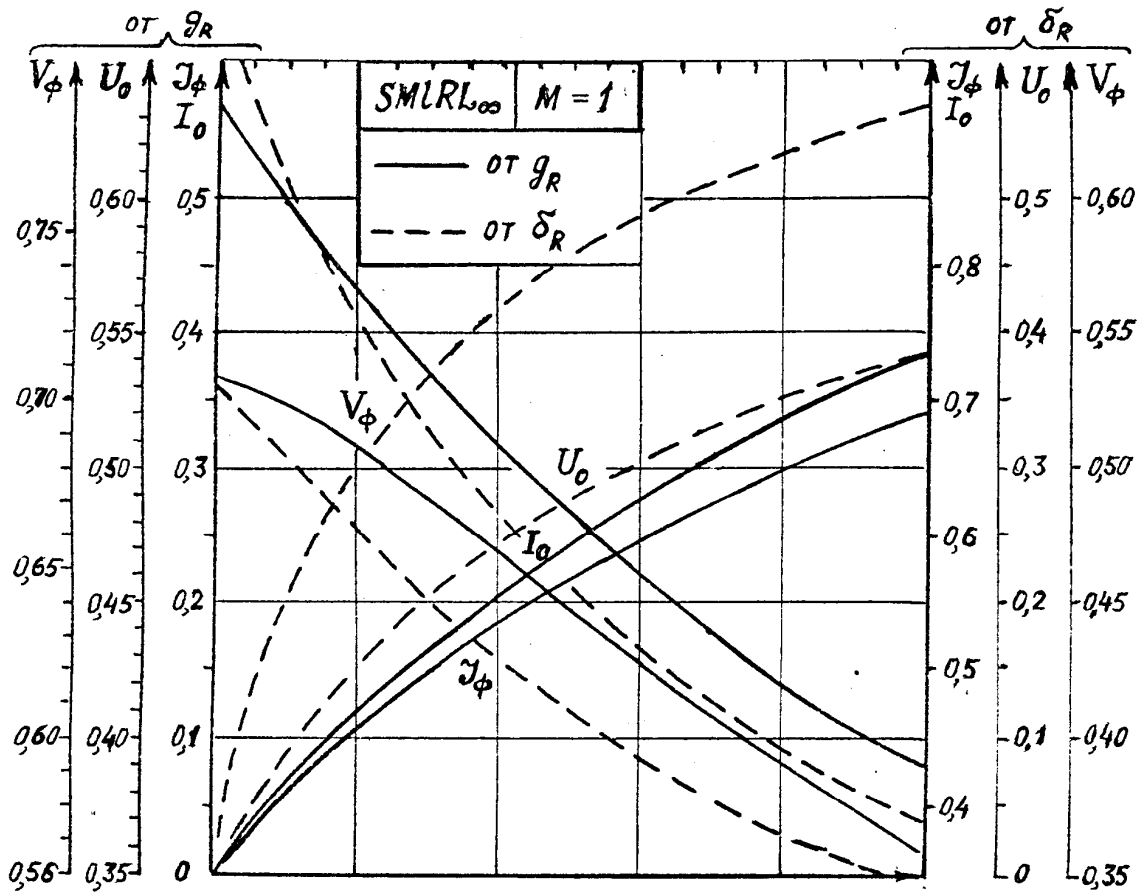


Рис. 6.

NB. Данный отчёт – из материалов ДАВ. Досье АНТИВОРУЩЕВ&К, НГТУ. Нищие совестью и честью могут наплагиатировать отсюда не одну диссертацию. По сути, псевдо.