

К РАСЧЕТУ ТРЕХФАЗНОЙ МОСТОВОЙ СХЕМЫ ИНВЕРТОРА С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ЕМКОСТНОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ

Инженер М. Б. ЮНОВАЛОВ

В некоторых случаях практического применения статических преобразователей переменного тока на транзисторах, когда можно отказаться от силового трансформатора, выгодно применить мостовую схему. Однако мостовые схемы имеют существенные недостатки, связанные с возникновением очень больших коммутационных токов перекрытия. Помимо непосредственных коротких замыканий источника постоянного тока в момент переключения транзисторов возникают также короткие замыкания параллельных емкостей в промежутки времени перекрытий между транзисторами либо коллекторной, либо эмиттерной групп.

Для устранения токов коротких замыканий целесообразно, во-первых, запуск силовых транзисторных ключей осуществлять импульсами, у которых: $0,5 < \frac{\tau_0}{\tau_3} < 1,0$ (1)

(Здесь: τ_0 — длительность открывающего импульса, τ_3 — длительность запирающего импульса);

во-вторых, компенсационные конденсаторы отделить от инвертора специальными индуктивностями. Эти индуктивности L (рис. 1) играют так же роль фильтров, подавляя на себе высшие гармонические составляющие напряжения 5, 7, 11 гармоник.

Выбор больших индуктивностей L хотя и улучшает форму выходного напряжения, но ухудшает внешнюю характеристику преобразователя, увеличивая потерю напряжения на внутренних сопротивлениях. Напротив, выбор малых индуктивностей приводит, во-первых к чрезмерному увеличению компенсирующих емкостей, во-вторых, не ограничивает в достаточной степени коммутационные токи перекрытий.

Предлагаемая статья содержит описание соображений и приемов по выбору оптимальных соотношений для L и C , которые обеспечивают минимальный вес фильтрующих элементов и создают условия для максимальной загрузки транзисторных переключателей при известных параметрах нагрузки L_n и R_n , а также при известном внутреннем сопротивлении источника постоянного тока r_0 .

Схема замещения преобразователя

Изображенная на рис. 1 схема силового инвертора, когда запуск ее осуществляется импульсами, удовлетворяющими соотношению (1), работает с большими перекрытиями между переключателями

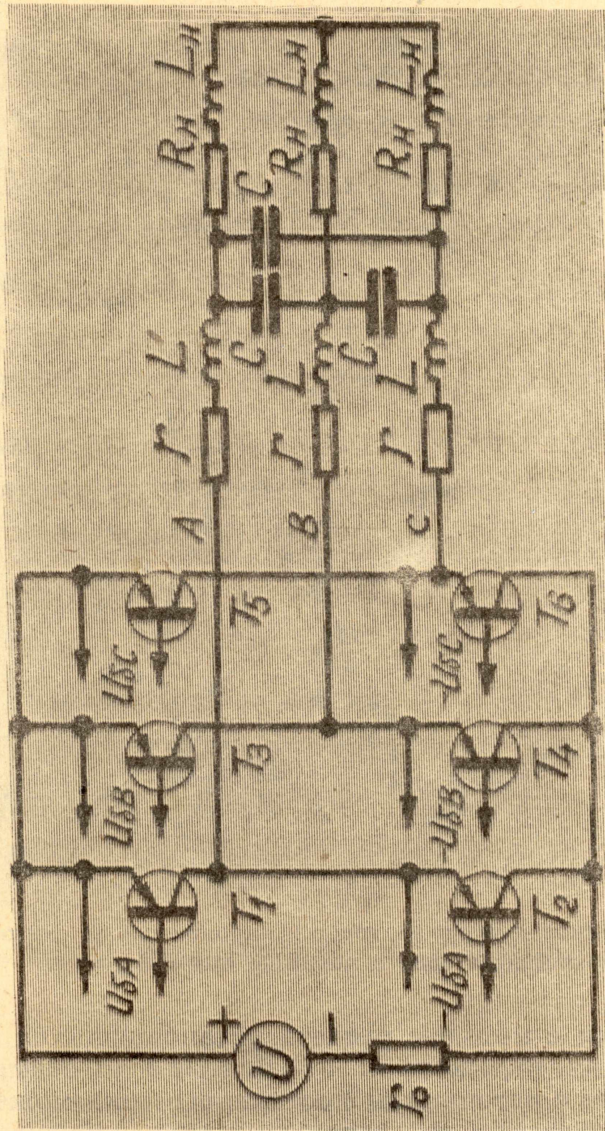


Рис. 1. Принципиальная схема инвертора.

смежных фаз, закорачивающими конденсаторы. Для ограничения токов разряда конденсаторов в этом случае необходимо чрезмерно увеличивать индуктивности дросселя фильтра. При уменьшении импульсного соотношения.

$$\frac{\tau_0}{\tau_3} < 0,5$$

транзисторы плохо используются по току вследствие значительного сокращения времени открытого состояния. Из этого видно, что уменьшать $\frac{\tau_0}{\tau_3}$ менее 0,5 нецелесообразно. Ограничимся рассмотрением

случая, когда $\frac{\tau_0}{\tau_3} = 0,5$ На рис. 2 приведена временная диаграмма

токов и напряжений для инвертора без компенсационных емкостей, нагруженного на активную нагрузку, при запуске импульсами $\frac{\tau_0}{\tau_3} = 0,5$. Форма фазных и линейных напряжений имеет вид ступенчатых импульсов, не содержащих гармонических составляющих, кратных трем.

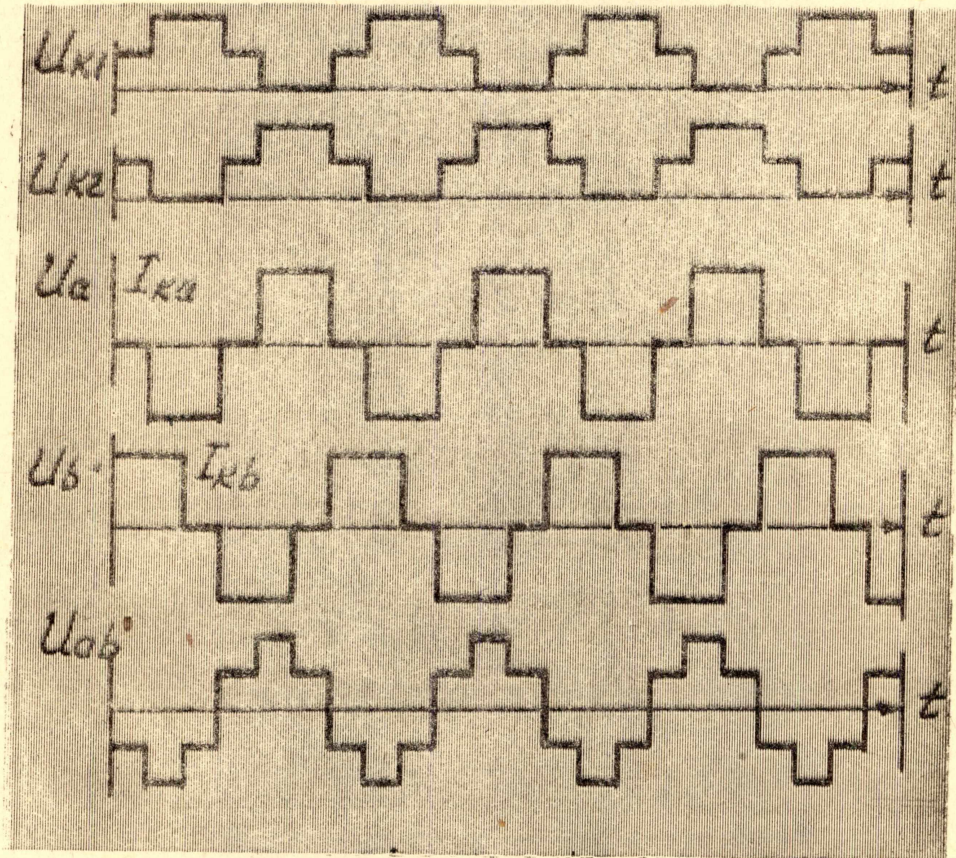


Рис. 2. Временная диаграмма токов и напряжений на коллекторах трансформаторов и нагрузке при $\cos \varphi = 1$.

В соответствии с методом расчета установившихся процессов в инверторных схемах, изложенном в [Л1], мостовая схема транзисторных ключей вместе с источником постоянного тока может быть заменена трехфазной системой симметричных эквивалентных э. д. с. ступенчатой формы.

На рис. 3 изображена эквивалентная схема замещения инвертора. В этой схеме E_{a3} , E_{b3} и E_{c3} эквивалентные э. д. с., изображения которых выражаются соотношениями [Л2]

$$\left. \begin{aligned}
 E_{a3} &= U \frac{1 - e^{-\frac{1}{3} p}}{1 + e^{-\frac{1}{2} p}} ; & E_{b3} &= U \frac{e^{-\frac{1}{3} p} - e^{-\frac{2}{3} T p}}{1 + e^{-\frac{1}{2} p}} ; \\
 E_{c3} &= U \frac{e^{\frac{1}{3} p} - 1}{1 + e^{-\frac{1}{2} p}} ;
 \end{aligned} \right\} (2)$$

L и C — фильтрующая индуктивность и компенсирующая емкость. Сопротивление R состоит из активного сопротивления дросселя r , из сопротивления насыщенного транзистора R_0 , из внутреннего сопротивления источника постоянного тока, приведенного в трехфазную

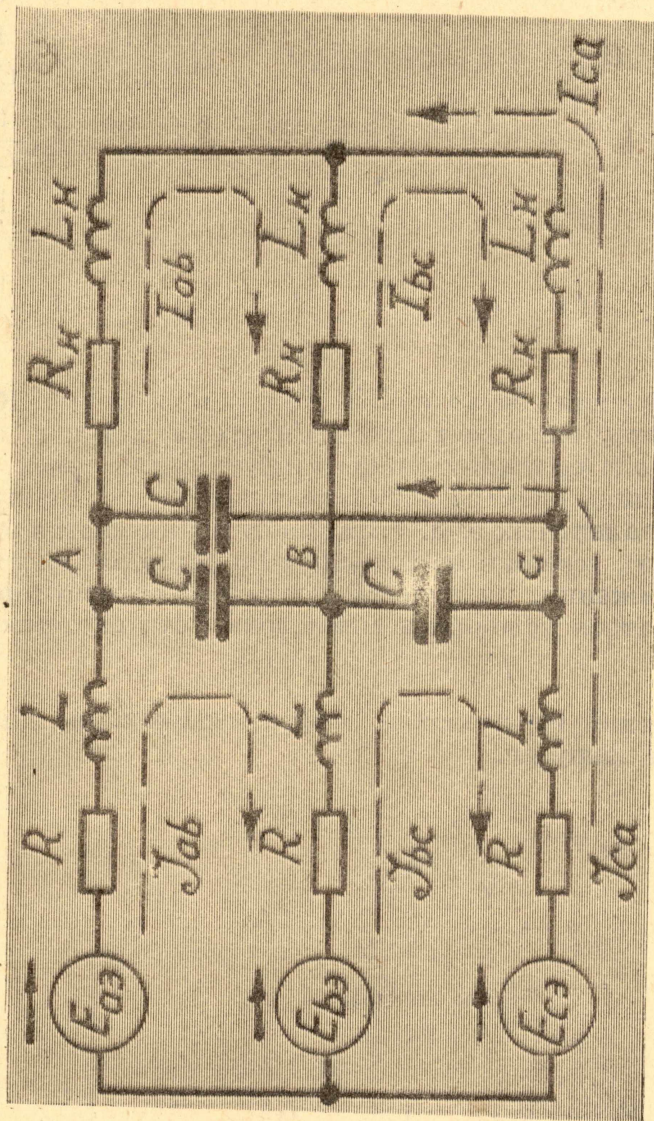


Рис. 3. Схема замещения инвертора.

цепь R' . Поскольку источник обтекается постоянным током, то реактивные элементы цепи постоянного тока могут не учитываться. Влияние этих элементов может быть существенным только при наличии больших коммутационных токов, резко изменяющихся во времени. Для схемы Ларионова $R' = \frac{1}{2} r_0$ и поэтому

$$R = r + R_0 + \frac{1}{2} r_0 \quad (3)$$

Расчет установившегося режима

По контурам, указанным на рис. 3 пунктирными стрелками, могут быть составлены шесть уравнений: для установившегося режима с симметричной нагрузкой:

$$\begin{aligned}
 E_{a\varepsilon} - E_{b\varepsilon} &= 3 J_{ab} R + 3 J_{ab} L_p + J_{ab} \frac{1}{Cp} - I_{ab} \frac{1}{Cp} \\
 E_{b\varepsilon} - E_{c\varepsilon} &= 3 J_{bc} R + 3 J_{bc} L_p + J_{bc} \frac{1}{Cp} - I_{bc} \frac{1}{Cp} \\
 E_{c\varepsilon} - E_{a\varepsilon} &= 3 J_{ca} R + 3 J_{ca} L_p + J_{ca} \frac{1}{Cp} - I_{ca} \frac{1}{Cp} \\
 0 &= 3 I_{ab} R + 3 I_{ab} L_p + I_{ab} \frac{1}{Cp} - J_{ab} \frac{1}{Cp} \\
 0 &= 3 I_{bc} R + 3 I_{bc} L_p + I_{bc} \frac{1}{Cp} - J_{bc} \frac{1}{Cp} \\
 0 &= 3 I_{ca} R + 3 I_{ca} L_p + I_{ca} \frac{1}{Cp} - J_{ca} \frac{1}{Cp}
 \end{aligned} \tag{4}$$

Последние уравнения составлены в операторной форме. Каждое уравнение по существу выражает закон Кирхгофа для э. д. с. и падений напряжений вдоль соответствующего контура для всех гармонических составляющих спектра эквивалентных э. д. с. Ввиду отсутствия в спектре эквивалентных э. д. с. гармонических составляющих кратных трем и двум, все токи не содержат ни обратной вносящей несимметричные искажения, ни нулевой последовательности фаз, что позволяет пользоваться условиями симметричности системы.

$$I_{ab} + I_{bc} + I_{ca} = 0;$$

Решение уравнений (4) позволяет найти изображение для токов и напряжений на нагрузке.

$$\begin{aligned}
 I_a &= \frac{2 E_{a\varepsilon} - E_{b\varepsilon} - E_{c\varepsilon}}{M(p)}; \\
 I_b &= \frac{2 E_{b\varepsilon} - E_{a\varepsilon} - E_{c\varepsilon}}{M(p)}; \\
 I_c &= \frac{2 E_{c\varepsilon} - E_{a\varepsilon} - E_{b\varepsilon}}{M(p)}; \\
 U_{ab} &= (E_{a\varepsilon} - E_{b\varepsilon}) \frac{R_H + p L_H}{M(p)}; \\
 U_{bc} &= (E_{b\varepsilon} - E_{c\varepsilon}) \frac{R_H + p L_H}{M(p)}; \\
 U_{ca} &= (E_{c\varepsilon} - E_{a\varepsilon}) \frac{R_H + p L_H}{M(p)};
 \end{aligned} \tag{5}$$

В выражениях (5) $M(p)$ многочлен третьей степени

$$M(p) = 3 a p^3 + 3 b p^2 + 3 c p + 3 d \tag{6}$$

с коэффициентами

$$\left. \begin{aligned}
 a &= 3 L_H L C \\
 b &= 3 R_H L C \\
 c &= 3 R_H R C + L + L_H \\
 d &= R_H = R
 \end{aligned} \right\} \tag{7}$$

Наконец, установившееся линейное напряжение на нагрузке может быть вычислено по формуле:

$$U_{ab} = \frac{3U}{a\pi n} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} e^{jn\omega t} \frac{R_H + jn\omega L_H}{n^3\omega^3 - jn^2\omega^2 \frac{b}{a} - n\omega \frac{c}{a} + j \frac{d}{a}} \quad (8)$$

в виде суммы гармонических составляющих, не кратных двум и трем. Формула (8) получена по изображению (5) с учетом общей формулы обращения [Л2].

Условия резонанса в инверторе

Для того, чтобы определить условия резонанса в схеме инвертора, работающего на определенную нагрузку, необходимо рассмотреть переходный процесс. В данном случае интерес представляет лишь характер изменения переходных величин, поэтому нет необходимости связывать решения начальными условиями.

По уравнениям (5) можно установить, что переходный процесс характеризуется уравнением

$$M(p) = 0$$

В режиме резонанса свободные составляющие токов или напряжений на нагрузке должны иметь периодические члены с собственной частотой ω , равной угловой частоте переключения транзисторных ключей. Иными словами, уравнение

$$a p^3 + b p^2 + c p + d = 0$$

должно иметь пару сопряженных корней:

$$p_1; p_2 = -\delta + j\omega; p_3 = -\delta - j\omega;$$

В данной статье рассмотрение ограничено случаями, представляющими практический интерес, когда $|\delta| \ll \omega$. Ввиду относительно небольшого декремента затухания эти случаи соответствуют хорошей форме выходного напряжения.

Уравнение $M(p) = 0$ может быть представлено через безразмерные коэффициенты (9)

$$\left. \begin{aligned} \rho &= \frac{R_H}{\omega L_H} \\ k_c &= \rho \frac{R}{\omega L} + \left(1 + \frac{L}{L_H}\right) \frac{1}{3LC\omega^2} \\ k_d &= \left(1 + \frac{R}{R_H}\right) \frac{1}{3LC\omega^2} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

следующим образом:

$$p^3 + \rho \omega p^2 + k_c \omega^2 p + \rho \omega^3 k_d = 0 \quad (10)$$

Между коэффициентами и корнями уравнения (10) должны иметь место определенные соотношения [Л3], которые после упрощения при пренебрежении членами, пропорциональными δ^2 , получают вид:

$$\left. \begin{aligned} p_1 &= -k_d \rho \omega \\ 2\delta &= -(1 - k_d) \rho \omega \\ k_c - 1 &= (1 - k_d) k_d \rho^2 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Первые два соотношения определяют корни уравнения (10). Последнее соотношение определяет связь между коэффициентами (9), при которой инвертор работает в режиме резонанса.

Выбор фильтрующей индуктивности L и компенсирующей емкости C

Исследуя формулу (8), выражающую значение установившегося линейного напряжения на нагрузке, можно установить, что максимум первой гармонической составляющей его соответствует режиму резонанса, когда k_c и k_d имеют значения близкие около единицы $k_c \geq 1$; $k_d \leq 1$; Действительно, установившееся напряжение на нагрузке пропорционально множителю:

$$\frac{1}{M(jn\omega)} = \frac{1}{-j\omega^3 n^3 + j n \omega k_c \omega^2 - n^2 \omega^2 \rho \omega + \rho \omega^3 k_d}$$

который при $n=1$ равен:

$$\frac{1}{M(j\omega)} = \frac{1}{j\omega^3 (k_c - 1) - \rho \omega^3 (k_d - 1)} \quad (12)$$

Соотношение (12) показывает, что при резонансе линейное напряжение сильно возрастает. Одновременно, все высшие гармонические составляющие резко уменьшаются.

Исходя из вышеизложенного, параметры L и C должны быть подобраны таким образом, чтобы в схеме обеспечивался режим резонанса. Помимо условий резонанса в основу выбора параметров схемы инвертора должны быть положены: во-первых, условие обеспечения необходимого минимума токов перекрытия, во-вторых, условие минимума веса.

Поскольку удельный вес меди и стали значительно больше удельного веса диэлектрика, то практически всегда вес фильтрующих элементов будет меньшим при меньшем весе дросселя. Поэтому прежде всего необходимо стремиться к уменьшению индуктивности L .

Предельно малое значение может быть определено из условия ограничения коллекторного тока в транзисторных ключах в моменты их перекрытия.

Пусть τ — время перекрытия [Л4], $I_{к доп.}$ — допустимый ток в коллекторе, при котором во-первых, в транзисторе выделяется мощность, не приводящая к перегревам переходов выше допустимых пределов; во-вторых, триод не выходит из насыщенного состояния при соответствующем базовом токе. Тогда необходимый минимум индуктивности L может быть подсчитан по формуле (13), считая, что напряжение на конденсаторе в момент переключения близко к максимальному значению и равно U .

$$L = \frac{U \tau}{I_{к доп.}} \quad (13)$$

Решая совместно уравнения (9) и последнее уравнение (11) можно получить соотношения для коэффициентов k_c и k_d , а также для по-

стоянной $\frac{1}{3LC\omega^2}$. Для этого из (9) исключается постоянная $\frac{1}{3LC\omega^2}$ и с учетом уравнения (11) получается уравнение для k_d :

$$k_d^2 + 2\alpha k_d - \beta = 0 \quad (14)$$

здесь

$$\alpha = \frac{1}{2\rho^2} \frac{1 + \frac{L}{L_H}}{1 + \frac{R}{R_H}} - \frac{1}{2};$$

$$\beta = \frac{R}{R_H} \frac{L_H}{L} - \frac{1}{\rho^2}$$

Коэффициент k_d из (14) равен:

$$k_d = -\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \beta} \quad (15)$$

Формула (15) при значительном R , когда β становится больше α^2 теряет смысл, так как k_d становится мнимым числом. Однако, как было указано ранее, эти формулы справедливы лишь для незначительных декрементов затухания, которым должны соответствовать небольшие значения R .

При $R = 0$ и $\rho = 1$

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{L}{2L_H}; \quad \beta = -1; \\ k_d &= -\frac{L}{2L_H} + \sqrt{\frac{L}{4L_H^2} + 1} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Последний случай весьма часто встречается на практике. Действительно, $\rho = 1$ соответствует $\cos \varphi$ нагрузки, равному 0,7; а $R \approx 0$ весьма вероятно, так как сопротивление насыщенного триода ничтожно мало и внутреннее сопротивление аккумуляторной батареи также весьма незначительно. Так как

$$\frac{1}{3LC\omega^2} = \frac{k_d}{1 + \frac{R}{R_H}} \quad (17),$$

то, зная значения k_d и L , легко может быть определено значение компенсирующей емкости C .

Естественно, что изложенный прием расчета L и C пригоден для стабильной нагрузки L_H и R_H . Однако режим резонанса, обеспечиваемый выбранными параметрами L и C , может сохраниться и при некоторых изменениях L_H . Действительно, при небольших изменениях L_H (например, при увеличении) коэффициент k_c очень незначительно изменяется (уменьшается), а коэффициент k_d остается неизменным. Но небольшие изменения (уменьшения) k_c могут вызвать значительные изменения (уменьшения) разности $k_c - 1$, если выбрано $k_c \approx 1$, так что равенство (11) сохранится, поскольку и ρ^2 будет также изменяться (уменьшаться) при изменении (увеличении) L_H .

Последнее исследование условия резонанса (11) указывает на возможность регулирования напряжения в некоторых небольших пределах при помощи изменения, индуктивного сопротивления вклю-

ченного последовательно с нагрузкой, сохраняя наиболее выгодный режим резонанса.

Реализация этой возможности потребует выполнения дополнительного условия, $k_c \geq 1$, (18)

при котором k_c больше единицы на небольшую и определенную величину, так, чтобы при любых изменениях L_n обеспечивающих требования по регулированию напряжения, коэффициент k_n никогда не ставился меньше единицы. Последнее условие (18) может быть обеспечено только при гораздо больших значениях L , и поэтому оно идет вразрез с условием минимального веса фильтрующих элементов L и C .

ВЫВОДЫ

Выбор фильтрующих элементов L и C фактически сводится к обеспечению условий резонанса и к ограничению коммутационных токов перекрытия.

Минимально-возможное значение индуктивности L целесообразно определить по допустимым значениям кратковременных коллекторных токов для применяемых в преобразователе транзисторов. Это же минимальное значение L определяет также минимальный вес фильтрующих элементов, подобранных в режим резонанса для определенных параметров нагрузки R_n и L_n . При определенном способе выбора параметров режим резонанса в схеме инвертора оказывается устойчивым к некоторым изменениям индуктивности нагрузки L_n , что дает возможность применить специальный дроссель для регулирования выходного напряжения в небольших пределах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шевченко Г. И., Режимы работы понного преобразователя частоты. Труды МЭИ, вып. XIII, Москва, 1953.
2. Лурье А. И., Операционное исчисление ГИТТЛ, Москва, 1951.
3. Загускин В. Л., Справочник по численным методам решения алгебраических и трансцендентных уравнений. Физматгиз, Москва—Ленинград, 1960.
4. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С., Инерционные свойства плоскостных триодов при работе в ключевом режиме на активную нагрузку. «Вестник электропромышленности», № 7, 1961.