

Численный анализ процессов переключения в модуляторах класса D

В.В. Николаев¹, Е.А. Рылов², Д.В. Девяткин^{1, 2*}, Р.В. Николаев²

¹Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, 194021, Российская Федерация

²АО «ПКБ «РИО»,
Санкт-Петербург, 199155, Российская Федерация

*Адрес для переписки: denisdevyatkin9@mail.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 27.01.2021

Принята к публикации 15.02.2021

Ссылка для цитирования: Николаев В.В., Рылов Е.А., Девяткин Д.В., Николаев Р.В. Численный анализ процессов переключения в модуляторах класса D // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 71–80. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-71-80

Аннотация: В статье исследуются процессы переключения активных приборов в ключевых модуляторах (усилителях) класса D с целью решения вопросов оптимального управления ими (транзисторами, триодами, тетрами и т. п.) в реальных условиях, снижения потерь мощности и нелинейных искажений выходного напряжения модуляторов, а также более точного определения КПД устройств. Представленная математическая модель учитывает инерционность процессов переключения, конечность длительности фронтов нарастания и спада импульсов напряжения и тока, а также потери в переключающих элементах.

Ключевые слова: дроссельный модулятор, усилитель, класс D, активный элемент, тетрод.

Введение

Общей особенностью ключевых усилителей (модуляторов) класса D является тот факт, что подключение к анодам (коллекторам, стокам и т. п.) активных приборов источников питания (E_a) происходит через дроссели L , существенная величина индуктивности которых позволяет считать подводимый к активным приборам ток неизменным за время переключения приборов, то есть можно заменить их на интервале переключения источником тока [1–6]. Этот факт, присущий данному классу усилителей, существенно влияет на результирующий процесс переключения и другие, качественные и энергетические характеристики ключевых усилителей класса D. Так, в ряде работ [1–4] при исследовании процессов в ключевых усилителях принимаются допущения, что на выходных силовых электродах активных приборов формируются последовательности идеальных прямоугольных импульсов, которые впоследствии поступают на демодуляторы (фильтр нижних частот или другие схемы). Однако, как показывает детальный математический анализ и результаты экспериментальных исследований [5, 6], во многих случаях это недопустимо, поскольку вызывает существенные ошибки как в расчетах энергетических и качественных характеристик устройств, так и в выборе самих активных элементов схемы.

Расчет модели модулятора класса D

Для проведения анализа работы активных приборов в ключевом режиме построим модель модулятора класса D, достаточно точно отражающую физические процессы, происходящие в нем с учетом паразитных параметров, основными из которых являются входная $C_{вх}$, выходная $C_{вых}$ и проходная $C_{пр}$ емкости, вносимые активным прибором и другими элементами цепи, а также емкость диода C_D [7].

Для исследования процессов переключения активных приборов в усилителях класса D воспользуемся линейно-ломаной аппроксимацией их статических характеристик, предложенной А.И. Бергом [1, 2]. В качестве примера, для полноты общности описания процессов, при исследовании переключения активных приборов в усилителях класса D рассмотрим процессы переключения на предложенной в [3] модели дроссельного модулятора, построенного на современном тетраде (рис. 1).

Исходя из вышеизложенного, подводимый к модулятору питающий ток $I_o(m)$ будем считать постоянным не только в интервалах переключения приборов, но и в пределах одного периода звуковой частоты.

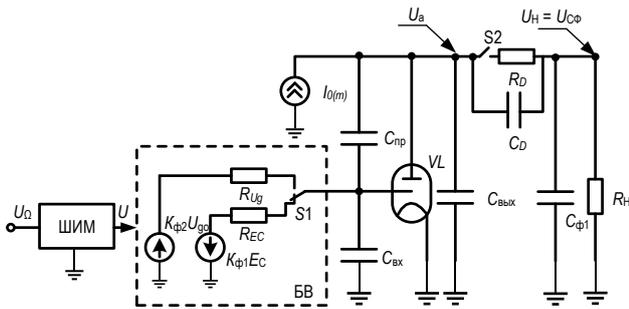


Рис. 1. Модель дроссельного модулятора класса D с нагрузкой в цепи диода

Fig. 1. Class D Choke Modulator Model with Diode Load

Ток $I_o(m)$ согласно [8, 9] может изменяться только в зависимости от коэффициента амплитудной модуляции m по закону:

$$\hat{I}_o(\hat{U}_\Omega) = \frac{1}{[1 - \hat{\tau}_{и0}(\hat{U}_\Omega)]^2 + 0,5\hat{\tau}_{им}^2(\hat{U}_\Omega)} \quad (1)$$

В активной области анодный ток $i_a(t)$ триода выражается:

$$\begin{aligned} i_a(t) &= S\{U_g(t) + D[U_a(t) - E_{a0}]\} = \\ &= S\{U_g(t) - E_{g0} + DU_a(t)\} = \\ &= S\{U_g(t) - E_{g0}\} + \frac{U_a(t)}{R_i}, \end{aligned} \quad (2)$$

где E_{a0} и $E_{g0} = DE_{a0}$ – анодное и сеточное напряжения приведения; D – проницаемость лампы.

Для анодного тока тетрода имеем:

$$\begin{aligned} i_a(t) &= S[U_g(t) - E_{g0} + D_2E_{g2} + DU_a(t)] = \\ &= S[U_g(t) - E'_{g0} + D_2E_{g2} + DU_a(t)], \end{aligned} \quad (3)$$

где $E'_{g0} = E_{g0} - D_2E_{g2}$; $D_2 = \Delta U_g / \Delta E_{g2}$ – проницаемость управляющей сетки тетрода; R_i – внутреннее сопротивление лампы.

Определяем величины напряжений U_{g0} и E_c возбуждения и запирания, требуемые для введения триодов и тетродов в области насыщения и отсечки анодного тока (рисунок 2а). При этом будем считать, что минимально возможное анодное напряжение тетрода не может быть ниже напряжения на его второй сетке E_{g2} . В противном случае резко возрастает ток i_{g2} второй сетки тетрода и мощность P_{g2} , рассеиваемая на ней. Поскольку амплитуда импульсов анодного тока изменяется по закону тока $I_o(m)$, зависящего от глубины модуляции m , амплитуда напряжения возбуждения $U_{g0}(m)$, в общем случае, также зависит от m и определяется путем подстановки в (1) в соотношения (2, 3) при напряжении на аноде U_a , равном для триода:

$$U_{нас}(m) = I_o(m)R_{нас} = \frac{I_o(m)}{S_{гп}}, \quad (4)$$

а для тетрода:

$$U_{нас} = U_a \min = E_{g2}. \quad (5)$$

Напряжение на сетке, определяющее величину напряжения возбуждения $U_{g0}(m)$ для триода, соответствует:

$$\begin{aligned} U_{g0}(m) &= \{I_o(m) + S[E_{g0} - DU_{нас}(m)]\} / S = \\ &= \{I_o(m) + S[E_{g0} - DI_o(m)R_{нас}]\} / S, \end{aligned} \quad (6)$$

а для тетрода:

$$U_{g0}(m) = \{I_o(m) + S[E_{g0} - E_{g2}(D + D_2)]\} / S. \quad (7)$$

Напряжение смещения E_c выбираем из условия полного запирания лампы ($i_a = 0$) с учетом того, что огибающая импульсов $U_{a\Omega}$ анодного напряжения определяется выходным напряжением $U_H(\hat{\tau}_и)$ модулятора.

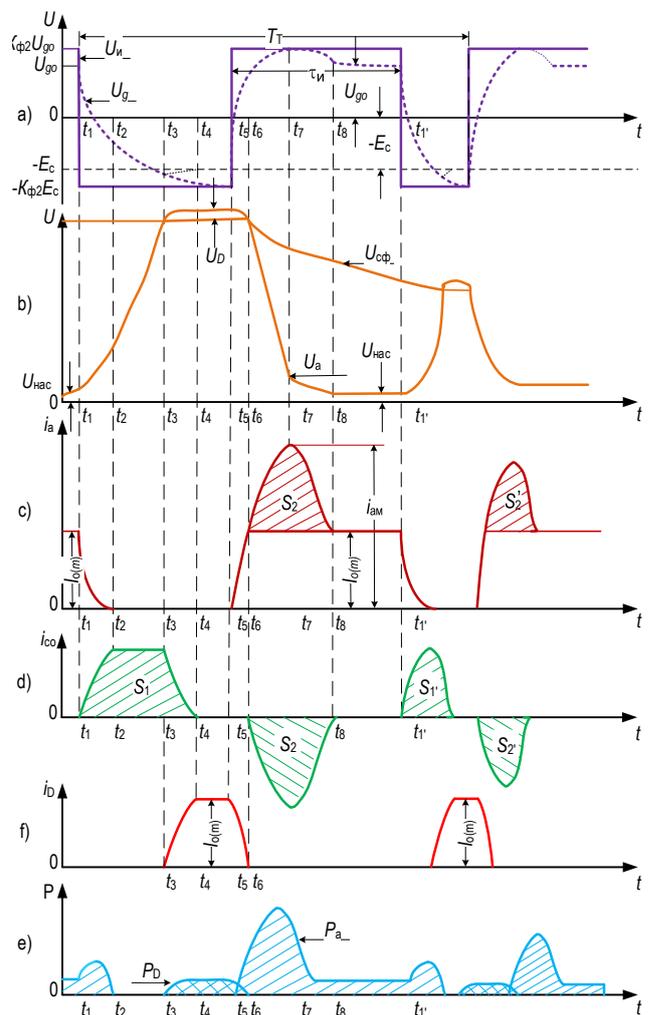


Рис. 2. Временные диаграммы реальных изменений сеточного и анодного напряжений (а, б), анодных токов лампы и диода (с, е), тока через емкость C_a (д), мощности потерь (ф) в модуляторе класса D

Fig. 2. Timing Diagrams of Real Changes in the Grid and Anode Voltages (a, b), Anode Currents of the Lamp and Diode (c, e), Current through the Capacitor C_a (d), Power Losses (f) in the Class D Modulator

Таким образом, получаем соотношение для напряжения запирающего триода:

$$E_c(m) = [U_g(t)]_{i_a=0} = E_{go} - DU_a(t) = E_{go} - DI_o(m)R_n(1 - \hat{\tau}_n), \quad (8)$$

и тетрода:

$$E_c(m) = [U_g(t)]_{i_a=0} = E_{go} - D_2E_{g2} - DU_a(t) = E'_{go} - DI_o(m)R_n(1 - \hat{\tau}_n). \quad (9)$$

Для анализа процессов, протекающих в дроссельном модуляторе, может быть использована схема замещения, составленная из линейных элементов (резисторов, емкостей, зависимых и независимых источников тока и напряжения) и переключателей (ключей), изменяющих структуру схемы при переходе от одного этапа работы к другому. Схема замещения такой электрической системы представляет собой некоторую совокупность схем замещения отдельных элементов, которые соединены в том же порядке, что и на исходной схеме. При этом все магнитосвязанные цепи расчетной схемы заменены одной эквивалентной цепью. На каждом этапе процессы описываются линейными дифференциальными уравнениями и «сшиваются» при переходе от одного этапа к другому. Таким образом, модель модулятора описывается рядом эквивалентных схем, соответствующих каждому из временных интервалов и соответствующими уравнениями, что позволяет анализировать процессы, проходящие в нем, поэтапно.

Для большей общности уравнений целесообразно использовать нормированные переменные и параметры. Поскольку характер процессов зависит от параметров цепи, время t и комплексную частоту p удобно нормировать к постоянной времени $R_n C_a$. С учетом этого для анализа процессов переключения внутри периода T_T тактовой частоты введем нормированные величины:

$$\hat{t} = \frac{t}{R_n C_a}, \quad (10)$$

$$\hat{p} = p R_n C_a, \quad (11)$$

$$\hat{C} = \frac{C}{C_a}, \quad (12)$$

$$\hat{\tau}_n = \frac{\tau_n}{R_n C_a} = \left(\frac{\tau_n}{T_T}\right) \left(\frac{T_T}{R_n C_a}\right) = \hat{\tau}_n \hat{T}_T, \quad (13)$$

$$\hat{T}_T = \frac{T_T}{R_n C_a}. \quad (14)$$

Составление уравнений, определяющих процессы переключения активных приборов, начнем с интервала времени $[t_1, t_2]$, соответствующего процессу запирающего лампы VL (рисунок 2). Эквивалентная схема (рисунок 3а: слева) для этого промежутка времени может быть получена из модели модулятора. Здесь входная емкость $C_{вх}$ лампы VL

заряжена до напряжения U_{go} за счет действия источника напряжения возбуждения в предшествующий рассматриваемому период тактовой частоты.

На интервале $[t_1, t_2]$ диод VD заперт (ключ S_2 разомкнут), в схеме действуют три источника тока. Источник $I_o(m)$ определяет ток, подводимый к аноду лампы VL , зависимый источник тока (для триода $i_a(t) = S[U_g(t) - E_{go}]$ или для тетрода $i_a(t) = S[U_g(t) - E'_{go}]$) определяет ток, протекающий через лампу. Преобразуя источник напряжения смещения $K_{\phi 1} E_c$, получим эквивалентный источник тока $K_{\phi 1} I_c = K_{\phi 1} E_c / R_{EC}$, под действием которого происходит перезаряд емкостей и образование на сетке лампы отрицательного напряжения запирающего. Резистивная составляющая входного сопротивления лампы R_{g1} оказывается включенной параллельно сопротивлению R_{EC} источника смещения, поэтому образующее эквивалентное сопротивление $R'_{EC} = R_{EC} R_{g1} / (R_{EC} + R_{g1})$. Сопротивление R_{g1} в триодах с магнитной фокусировкой электронного луча достаточно велико, составляет единицы кОм, практически линейно и не зависит от напряжения на сетке [10]. В тетродах величина сопротивления R_{g1} значительно меньше (десятки, сотни Ом), и также линейна, поскольку ток первой сетки мало зависит от напряжения на аноде при постоянном напряжении на второй сетке [10].

В начальный момент t_1 в эквивалентной схеме (см. рисунок 1а) напряжение на аноде $U_a(t_1) = U_{нас}(m) = I_o(m) R_{нас}$, ток лампы $i_a(t) = I_o(m)$, напряжение на сетке $U_g(t_1) = U_{go}$. В реальных условиях напряжение насыщения электронных ламп $U_{нас}$ больше или равно напряжению возбуждения, поэтому проходная емкость $C_{пр}$ лампы заряжена до напряжения $U_{с.пр} = U_{нас} - U_{go} \geq 0$.

Для определения уравнений для сеточного напряжения $U_g(t)$, анодного напряжения $U_a(t)$ и тока $i_a(t)$ используем метод операционного исчисления, который основывается на линейном интегральном преобразовании Лапласа и предполагает перенос расчета переходного процесса из области функций действительной переменной в область функции операторной переменной. Перейдем от обычной (см. рисунок 3а: слева) к операторной (см. рисунок 3а: справа) схеме замещения и получим уравнения:

$$\begin{aligned} \hat{U}_a(\hat{p}) \left[\hat{p} \left(1 + \hat{C}_{пр} \right) + \frac{1}{\hat{R}_i} \right] - \hat{U}_g(\hat{p}) \left[\hat{p} \hat{C}_{пр} - \hat{S} \right] = \\ = \frac{\hat{I}_o(m)}{\hat{p}} + \hat{U}_{нас} + (\hat{U}_{нас} - \hat{U}_{go}) \hat{C}_{пр} + \frac{\hat{S} \hat{E}_{go}}{\hat{p}}, \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} -\hat{U}_a(\hat{p}) \hat{p} \hat{C}_{пр} + \hat{U}_g(\hat{p}) \left[\hat{p} (\hat{C}_{пр} + \hat{C}_{вх}) + \frac{1}{\hat{R}_{EC}} \right] = \\ = -K_{\phi 1} |\hat{I}_c| + \hat{U}_{go} \hat{C}_{вх} - (\hat{U}_{нас} - \hat{U}_{go}) \hat{C}_{пр}. \end{aligned} \quad (16)$$

Из (15 и 16) определим изображения искомых напряжений:

$$\hat{U}_g(\hat{p}) = \frac{a_1 \hat{p}^2 + a_2 \hat{p} + a_3}{\hat{p}(b_1 \hat{p}^2 + b_2 \hat{p} + b_3)}, \quad (17)$$

где

$$a_1 = \hat{U}_{go}(\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пп} + \hat{C}_{вх}\hat{C}_{пп});$$

$$a_2 = \frac{\hat{U}_{go}(\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пп})}{\hat{R}_i} + [\hat{I}_o(m) + \hat{S}\hat{E}_{go}]\hat{C}_{пп} - K_{\phi 1}|\hat{I}_c|(1 + \hat{C}_{пп}); \quad a_3 = \frac{|\hat{I}_c|}{\hat{R}_i};$$

$$b_1 = \hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пп} + \hat{C}_{вх}\hat{C}_{пп}; \quad b_2 = \frac{1 + \hat{C}_{пп}}{\hat{R}_{EC}} + (\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пп}) + \hat{C}_{вх}\hat{C}_{пп}; \quad b_3 = \frac{1}{\hat{R}_{EC}\hat{R}_i}.$$

$$\hat{U}_a(\hat{p}) = \frac{a_4 \hat{p}^2 + a_5 \hat{p} + a_6}{\hat{p}(b_1 \hat{p}^2 + b_2 \hat{p} + b_3)}, \quad (18)$$

где

$$a_4 = \hat{U}_{нас}(\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пп} + \hat{C}_{вх}\hat{C}_{пп});$$

$$a_5 = [\hat{U}_{нас}(1 + \hat{C}_{пп}) - \hat{U}_{go}\hat{C}_{пп}]\hat{R}_{EC} + [\hat{I}_o(m) + \hat{S}(\hat{E}_{go} - \hat{U}_{go})](\hat{C}_{пп} + \hat{C}_{вх}) + \hat{U}_{нас}\hat{S}\hat{C}_{пп} - K_{\phi 1}|\hat{I}_c|\hat{S};$$

$$a_6 = \frac{[\hat{I}_o(m) + \hat{S}\hat{E}_{go}]}{\hat{R}_{EC}} + K_{\phi 1}|\hat{I}_c|\hat{S}.$$

Оригиналы напряжений $U_g(t)$, $U_a(t)$ получим путем обратного преобразования Лапласа:

$$\hat{U}_g(\hat{t}) = \hat{U}_o + \hat{U}_1 \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}_1}\right) + \hat{U}_2 \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}_2}\right), \quad (19)$$

$$\hat{U}_a(\hat{t}) = \hat{E}_o + \hat{E}_1 \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}_1}\right) + \hat{E}_2 \exp\left(-\frac{\hat{t}}{\hat{\tau}_2}\right), \quad (20)$$

где

$$\hat{U}_o = \frac{a_3}{b_3}; \quad \hat{U}_1 = \frac{\frac{a_1}{b_1}[b_2^2 - b_2\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} - 2b_1b_3] - a_2(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} - b_2) + 2a_3b_1}{\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3}(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} - b_2)};$$

$$\hat{U}_2 = \frac{\frac{a_1}{b_1}[b_2^2 + b_2\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} - 2b_1b_3] - a_2(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} + b_2) + 2a_3b_1}{\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3}(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} + b_2)};$$

$$\hat{E}_o = \frac{a_6}{b_3}; \quad \hat{E}_1 = \frac{\frac{a_4}{b_1}[b_2^2 - b_2\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} - 2b_1b_3] - a_5(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} - b_2) + 2a_6b_1}{\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3}(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} - b_2)}$$

$$\hat{E}_2 = \frac{\frac{a_4}{b_1}[b_2^2 + b_2\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} - 2b_1b_3] - a_5(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} + b_2) + 2a_6b_1}{\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3}(\sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3} + b_2)};$$

$$\hat{\tau}_1 = \frac{2b_1}{b_2 - \sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3}}; \quad \hat{\tau}_2 = \frac{2b_1}{b_2 + \sqrt{b_2^2 - 4b_1b_3}}.$$

Для нахождения уравнений для анодного тока лампы $i_a(t)$ на интервале ее запираания подставим выражения (19, 20) в (2 и 3), тогда получим:

$$i_a(t) = \hat{S} \left[\hat{U}_0 + D\hat{E}_0 - \hat{E}_{go} + (\hat{U}_1 + D\hat{E}_1) \exp\left(-\frac{t}{\hat{\tau}_1}\right) + (\hat{U}_2 + D\hat{E}_2) \exp\left(-\frac{t}{\hat{\tau}_2}\right) \right]. \quad (21)$$

Приравняв соотношение (21) к нулю, получим уравнение, позволяющее определить интервал времени $[t_1, t_2]$, на котором происходит полное запираание лампы ($i_a(t) = 0$):

$$(\hat{U}_1 + D\hat{E}_1) \exp\left(-\frac{\Delta\hat{\tau}_{1-2}}{\hat{\tau}_1}\right) + (\hat{U}_2 + D\hat{E}_2) \exp\left(-\frac{\Delta\hat{\tau}_{1-2}}{\hat{\tau}_2}\right) = \hat{E}_{go} - \hat{U}_0 - D\hat{E}_0. \quad (22)$$

Определим уравнения для сеточного и анодного напряжений на последующем интервале $[t_2, t_3]$, когда напряжение на аноде возрастает до величины, равной напряжению на емкости $C_{\phi 1}$. В этот промежуток времени лампа заперта, и анодный ток через нее отсутствует. Поэтому крутизна $S = 0$, а внутреннее сопротивление $R_i \rightarrow \infty$.

С учетом начальных условий, определяемых из (19–21) для момента $t = t_2$ запираания лампы, уравнения в операторной форме, описывающие процессы на интервале времени $[t_2, t_3]$, имеют вид:

$$\hat{U}_a(\hat{p}) [\hat{p}(1 + \hat{C}_{np})] - \hat{U}_g(\hat{p}) \hat{p} \hat{C}_{np} = \frac{\hat{I}_o(m)}{\hat{p}} + \hat{U}_a(\hat{t}_2) + [\hat{U}_a(\hat{t}_2) + \hat{U}_g(\hat{t}_2)] \hat{C}_{np}, \quad (23)$$

$$-\hat{U}_a(\hat{p}) \hat{p} \hat{C}_{np} + \hat{U}_g(\hat{p}) \left[\hat{p}(\hat{C}_{np} + \hat{C}_{vx}) + \frac{1}{\hat{R}_{EC}} \right] = -\frac{K_{\phi 1} |\hat{E}_c|}{\hat{p} \hat{R}_{EC}} - \hat{U}_g(\hat{t}_2) \hat{C}_{vx} - [\hat{U}_a(\hat{t}_2) + \hat{U}_g(\hat{t}_2)] \hat{C}_{np}. \quad (24)$$

После решения системы уравнений (23, 24), воспользовавшись обратным преобразованием Лапласа, определим оригиналы напряжений:

$$\hat{U}_g(\hat{t}) = \hat{U}_1 \exp\left(-\frac{t}{\hat{\tau}}\right) + \hat{U}_2 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\hat{\tau}}\right) \right], \quad (25)$$

$$\hat{U}_a(\hat{t}) = \hat{E}_0 \hat{t} + \hat{E}_1 \exp\left(-\frac{t}{\hat{\tau}}\right) + \hat{E}_2 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\hat{\tau}}\right) \right], \quad (26)$$

где коэффициенты $\hat{U}_1, \hat{U}_2, \hat{E}_0, \hat{E}_1, \hat{E}_2$ и нормированная постоянная времени $\hat{\tau}$ равны:

$$\hat{U}_1 = \hat{U}_g(\hat{t}_2);$$

$$\hat{U}_2 = \frac{\hat{R}_{EC} [\hat{I}_o(m) \hat{C}_{np} - K_{\phi 1} |\hat{I}_c| (1 + \hat{C}_{np})]}{1 + \hat{C}_{np}};$$

$$\hat{E}_0 = \frac{\hat{I}_o(m)}{(1 + \hat{C}_{np})}; \hat{E}_1 = \hat{U}_a(\hat{t}_2);$$

$$\hat{C}_3 = \hat{C}_{vx} + \hat{C}_{np} + \hat{C}_{vx} \hat{C}_{np};$$

$$\hat{U}_2 = \frac{\hat{R}_{EC}}{1 + \hat{C}_{np}} \left[\hat{I}_o(m) \frac{\hat{C}_{np}^2}{1 + \hat{C}_{np}} - K_{\phi 1} |\hat{I}_c| \hat{C}_{np} + \frac{\hat{U}_a(\hat{t}_2)(1 + \hat{C}_{np}) + \hat{U}_g(\hat{t}_2) \hat{C}_{np}}{\hat{R}_{EC}} \right];$$

$$\hat{\tau} = \frac{\hat{C}_3 \hat{R}_{EC}}{(1 + \hat{C}_{np})}.$$

В момент времени t_3 напряжение на аноде лампы $U_a(t_3)$ достигает величины напряжения $U_{сф}$ на емкости $C_{\phi 1}$, которое зависит от относительной длительности $\hat{\tau}_n$ импульсов и равно напряжению $U_n(\hat{\tau}_n)$ на нагрузке R_n модулятора, т. е.:

$$\hat{U}_a(\hat{t}_3) = \hat{U}_{сф}(\hat{\tau}_n) = \hat{U}_n(\hat{\tau}_n), \quad (27)$$

Подставляя в (27) значения $\hat{U}_a(\hat{t})$ и $\hat{U}_n(\hat{\tau}_n)$, получим выражение:

$$\hat{E}_0 \Delta \hat{t}_{2+3} + (\hat{E}_1 - \hat{E}_2) \exp(-\Delta \hat{t}_{2+3} / \hat{\tau}) = \hat{I}_o(m) (1 - \hat{\tau}_n) - \hat{E}_2. \quad (28)$$

В последующем временном интервале $[t_3, t_5]$ напряжение на аноде становится выше напряжения емкости $C_{\phi 1}$, в результате чего происходит отпирание диода VD (замыкание ключа S_2), сопротивление R_D которого в открытом состоянии постоянно. Операторная схема с учетом начальных условий, определяемых в момент времени $t = t_3$, показана слева на рисунке 3b.

Величина емкости $C_{\phi 1}$ фильтра нижних частот цепи нагрузки обычно превышает величину емкости C_a более, чем на два порядка, а тактовая частота импульсов во много раз выше частоты среза f_c фильтра нижних частот, поэтому напряжение $U_{сф}$ на емкости $C_{\phi 1}$ за период тактовой частоты T_T остается практически неизменным, равным исходному $U_a(t_3)$. Учитывая это, заменим ветвь с заряженной емкостью $C_{\phi 1}$ идеальным источником напряжения $U_{сф} = U_a(t_3)$. Поскольку сопротивление нагрузки модулятора R_n в этом случае оказывается подключенным параллельно идеальному источнику напряжения $U_{сф}$, его можно исключить.

Тогда операторное уравнение для напряжения на аноде лампы $\hat{U}_a(\hat{p})$ с учетом нормировки запишется в виде:

$$\hat{U}_a(\hat{p}) = \left\{ \frac{\hat{U}_a(\hat{t}_3)}{\hat{p} + \left(\frac{1}{\hat{R}_D}\right)} + \frac{\hat{U}_a(\hat{t}_3) + \hat{I}_o(m) \hat{R}_D}{\hat{p} \hat{R}_D \left[\hat{p} + \left(\frac{1}{\hat{R}_D}\right) \right]} \right\}, \quad (29)$$

а оригинал этого уравнения имеет вид:

$$\hat{U}_a(\hat{t}) = \hat{U}_a(\hat{t}_3) + \hat{I}_o(m) \hat{R}_D \left[1 - \exp\left(\frac{-t}{\hat{R}_D}\right) \right]. \quad (30)$$

Учитывая, что напряжение $U_{сф}$ на емкости $C_{\phi 1}$ считается неизменным за период тактовой частоты и равно $\hat{U}_{сф}(\hat{\tau}_n) = \hat{U}_a(\hat{t}_3) = \hat{U}_n(\hat{\tau}_n)$, запишем уравнение для напряжения и тока диода в виде:

$$\hat{U}_D(\hat{t}) = \hat{U}_a(\hat{t}) - \hat{U}_{сф}(\hat{\tau}_n) = \hat{U}_a(\hat{t}) - \hat{U}_a(\hat{t}_3) = \hat{I}_o(m) \hat{R}_D \left[1 - \exp\left(\frac{-t}{\hat{R}_D}\right) \right], \quad (31)$$

$$i_D(\hat{t}) = \frac{U_D(\hat{t})}{R_D} = \hat{I}_o(m) \left[1 - \exp\left(\frac{-\hat{t}}{R_D}\right) \right], \quad (32)$$

а длительность интервала $[t_3, t_5]$ определим, как:

$$\begin{aligned} \Delta t_{3 \div 5} &= t_5 - t_3 = T_T - \tau_{и} - (t_3 - t_1) = \\ &= T_T - \tau_{и} - \Delta t_{1 \div 3}, \end{aligned} \quad (33)$$

либо, при нормировании по T_T :

$$\Delta \hat{t}_{3 \div 5} = \frac{\Delta t_{3 \div 5}}{T_T} = \hat{t}_5 - \hat{t}_3 = 1 - \hat{\tau}_{и} - \Delta \hat{t}_{1 \div 3}. \quad (34)$$

Рассмотрим работу модулятора на интервале $[t_5, t_6]$, соответствующем процессу запираания диода (см. рисунок 2f). При этом ключ S_1 подключает сетку лампы VL через сопротивление R_{ug} к источнику возбуждения $K_{\Phi 2} U_{go}$. Как и ранее, будем считать, что напряжения $U_{c\Phi}$ на емкости $C_{\Phi 1}$ за время $\Delta t_{5-6} = t_6 - t_5$ запираания диода неизменно, поэтому ее можно заменить идеальным источником напряжения $U_{c\Phi}$. Тогда эквивалентную схему, характеризующую работу модулятора в этом интервале времени, можно представить в виде, показанном слева на рисунке 3с.

Начальные условия определяются из уравнений для предшествующего временного интервала, в момент времени t_5 . Так как $\hat{U}_{c\Phi}(t_5) = \hat{U}_{c\Phi}(\hat{\tau}_{и}) = \hat{U}_н(\hat{\tau}_{и})$, $\hat{U}_g(\hat{t}_5) = \hat{E}_c$ (лампа заперта), то $\hat{i}_a(\hat{t}_5) = 0$, $\hat{U}_a(\hat{t}_5)$ определяется из (30), $\hat{U}_{c,пр}(\hat{t}_5) = \hat{U}_a(\hat{t}_5) + \hat{E}_c$, $\hat{i}_D(\hat{t}_5)$ находится из (32). Преобразовав последовательное соединение источника напряжения $U_{c\Phi}$ и сопротивления R_D в эквивалентный источник тока $I_{c\Phi} = U_{c\Phi}/R_D$, а также заменив два параллельно включенных сопротивления R_D и R_i одним $R_3 = R_D R_i / (R_D + R_i)$, перейдем от эквивалентной схемы (см. рисунок 3с слева) к операторной схеме (см. рисунок 3с: справа) и составим описывающие ее уравнения:

$$\begin{aligned} \hat{U}_g(\hat{p}) \left[\hat{p}(\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пр}) + \frac{1}{R_{ug}} \right] - \hat{U}_a(\hat{p}) \hat{p} \hat{C}_{пр} = \\ \frac{K_{\Phi 2} \hat{I}_{go}}{|\hat{E}_c| \hat{C}_{вх}} - [\hat{U}_a(\hat{t}_5) + |\hat{E}_c|] \hat{C}_{пр}, \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} -\hat{U}_g(\hat{p}) [\hat{p} \hat{C}_{пр} - \hat{S}] + \hat{U}_a(\hat{p}) \left[\hat{p} \left(1 + \hat{C}_{пр} \right) + \frac{1}{R_3} \right] = \\ = \frac{[\hat{I}_o(m) + \hat{U}_{c\Phi} - \hat{E}_{go} \hat{S}]}{\hat{p}} + \hat{U}_a(\hat{t}_5) + [\hat{U}_a(\hat{t}_5) + |\hat{E}_c|] \hat{C}_{пр}. \end{aligned} \quad (36)$$

Решения уравнений (35, 36) имеют тот же вид, что и уравнений (15, 16), однако из-за других начальных условий в решении этих уравнений коэффициенты $a_{1 \div 6}$ и $b_{1 \div 3}$ имеют иной вид:

$$a_1 = -|\hat{E}_c| (\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пр} + \hat{C}_{вх} \hat{C}_{пр}), \quad (37)$$

$$\begin{aligned} a_2 = \frac{[-|\hat{E}_c| (\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пр}) - \hat{U}_a(\hat{t}_5) \hat{C}_{пр}]}{\hat{R}_3} + \\ + [\hat{I}_o(m) + \hat{I}_{c\Phi} \hat{S} \hat{E}_{go}] \hat{C}_{пр} + K_{\Phi 2} \hat{I}_{go} (1 + \hat{C}_{пр}) \end{aligned} \quad (38)$$

$$a_3 = \frac{K_{\Phi 2} \hat{I}_{go}}{\hat{R}_3}, \quad (39)$$

$$a_4 = \hat{U}_a(\hat{t}_5) (\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пр} + \hat{C}_{вх} \hat{C}_{пр}), \quad (40)$$

$$\begin{aligned} a_5 = \frac{[\hat{U}_a(\hat{t}_5) (1 + \hat{C}_{пр}) + |\hat{E}_c| \hat{C}_{пр}]}{\hat{R}_{ug}} + \\ + [\hat{I}_o(m) + \hat{I}_{c\Phi} + \hat{S} (\hat{E}_{go} - |\hat{E}_c|)] (\hat{C}_{пр} + \hat{C}_{вх}) + \\ + [K_{\Phi 2} \hat{I}_{go} - \hat{U}_a(\hat{t}_5) \hat{S}] \hat{C}_{пр}, \end{aligned} \quad (41)$$

$$a_6 = \frac{[\hat{I}_o(m) + \hat{I}_{c\Phi} + \hat{S} \hat{E}_{go}]}{\hat{R}_{ug}} - K_{\Phi 2} \hat{I}_{go} \hat{S}, \quad (42)$$

$$b_1 = \hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пр} + \hat{C}_{вх} \hat{C}_{пр}, \quad (43)$$

$$b_2 = \frac{1 + \hat{C}_{пр}}{\hat{R}_{ug}} + \frac{(\hat{C}_{вх} + \hat{C}_{пр})}{\hat{R}_3} + \hat{C}_{пр} \hat{S}, \quad (44)$$

$$b_3 = \frac{1}{\hat{R}_{ug} \hat{R}_3}. \quad (45)$$

Уравнение для анодного тока $\hat{i}_a(\hat{t})$ на интервале $[t_5, t_6]$ подобно уравнению (21) с учетом подстановки соотношений (19, 20) с коэффициентами (37–45) в (2, 3).

Условием запираания диода, представленного элементами S_2 , R_D и C_D , является равенство анодного напряжения $\hat{U}_a(\hat{t}_6)$ и напряжений $\hat{U}_{c\Phi} = \hat{U}_н$ на емкости $C_{\Phi 1}$:

$$\hat{U}_a(\hat{t}_6) = \hat{U}_{c\Phi}(\hat{\tau}_{и}) = \hat{U}_н(\hat{\tau}_{и}), \quad (46)$$

или, учитывая принятое допущение о том, что $\hat{U}_{c\Phi}(\hat{\tau}_{и}) = \hat{U}_н(\hat{\tau}_{и})$ на интервале $[t_3, t_6]$ неизменно, то получим:

$$\begin{aligned} \hat{U}_н(\hat{\tau}_{и}) = \hat{U}_{c\Phi}(\hat{\tau}_{и}) = \hat{E}_o + \hat{E}_1 \exp\left(-\frac{\Delta \hat{\tau}_{5 \div 6}}{\hat{\tau}_1}\right) + \\ \hat{E}_2 \exp\left(-\frac{\Delta \hat{\tau}_{5 \div 6}}{\hat{\tau}_2}\right), \end{aligned} \quad (47)$$

откуда, определив $\hat{U}_н(\hat{\tau}_{и})$, найдем время t_6 и временной интервал $[t_5, t_6]$.

Изменение напряжения на диоде VD в интервале времени $[t_5, t_6]$ найдем по разности между анодным напряжением $U_a(t)$, определяемым по уравнениям (20), (37–45) и напряжением $\hat{U}_{c\Phi}(\hat{\tau}_{и})$ на емкости $C_{\Phi 1}$ фильтра нижних частот, которое принято неизменным за период тактовой частоты:

$$\hat{U}_D(\hat{t}) = \hat{U}_a(\hat{t}) - \hat{U}_{c\Phi}(\hat{\tau}_{и}). \quad (48)$$

Момент времени t_6 соответствует запираанию диода, при этом в эквивалентной схеме (см. рисунок 3с слева) отключается сопротивление R_D , источник $U_{c\Phi}$. Начальные условия для следующего этапа $U_a(t_6)$, $U_g(t_6)$, $i_a(t_6)$, $U_{c,пр}(t_6) = U_a(t_6) + U_g(t_6)$ определяются из уравнений (19, 20) при $t = t_6$. Узловые уравнения в операторной форме, описывающие поведение модулятора в интервале времени $[t_6, t_7]$ имеют вид:

$$\begin{aligned} \hat{U}_g(\hat{p}) \left[\hat{p}(\hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}}) + \frac{1}{\hat{R}_{ug}} \right] - \hat{U}_a(\hat{p})\hat{p}\hat{C}_{\text{пр}} = \\ = \frac{K_{\Phi 2}\hat{I}_{go}}{\hat{p}} - \hat{U}_g(\hat{t}_6)\hat{C}_{\text{вх}}[\hat{U}_a(\hat{t}_6) - \hat{U}_g(\hat{t}_6)]\hat{C}_{\text{пр}}, \end{aligned} \quad (49)$$

$$\begin{aligned} -\hat{U}_g(\hat{p})[\hat{p}\hat{C}_{\text{пр}} - \hat{S}] + \hat{U}_a(\hat{p}) \left[\hat{p}(1 + \hat{C}_{\text{пр}}) + \frac{1}{\hat{R}_i} \right] = \\ \frac{[\hat{I}_o(m) + \hat{E}_{go}\hat{S}]}{\hat{p}} + \hat{U}_a(\hat{t}_6) + [\hat{U}_a(\hat{t}_6) + \hat{U}_g(\hat{t}_6)]\hat{C}_{\text{пр}} \end{aligned} \quad (50)$$

Решение этих уравнений аналогично полученному в (19, 20) и отличается только коэффициентами (37–45), у которых изменены величина сопротивления (R_3 на R_i), начальные условия $U_a(t_5)$ на $U_a(t_6)$, E_c на $U_g(t_6)$ и принято $U_{cф} = 0$. Анодный ток $i_a(t)$ на этом промежутке времени определяется уравнением (20), в которое подставляются коэффициенты, с учетом измененных параметров и начальных условий. Решение уравнений (49, 50) справедливо до момента времени $t = t_7$, когда лампа входит в режим насыщения, после чего представляет из себя омическое сопротивление $R_{\text{нас}}$, величина которого обратно пропорциональна граничной крутизне $S_{\text{гр}}$ статических характеристик ($R_{\text{нас}} = 1/S_{\text{гр}}$). Момент времени t_7 для триодов соответствует условию:

$$\frac{\hat{U}_a(\hat{t}_7)}{\hat{i}_a(\hat{t}_7)} = \hat{R}_{\text{нас}}, \quad (51)$$

и определяется путем подстановки в (51) решения уравнений (49, 50), соотношения для тока $i_a(t)$ и регистрации момента выполнения этого условия. Для тетродов момент времени t_7 определяется при выполнении условия (5). Эквивалентная схема модулятора на интервале времени $[t_7, t_8]$ с начальными условиями, определяемыми при $t = t_7$, приведена слева на рисунке 3д.

Соответствующая операторная схема (см. рисунок 3д: справа) описывается узловыми уравнениями:

$$\begin{aligned} \hat{U}_g(\hat{p}) \left[\hat{p}(\hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}}) + \frac{1}{\hat{R}_{ug}} \right] - \hat{U}_a(\hat{p})\hat{p}\hat{C}_{\text{пр}} = \\ = \frac{K_{\Phi 2}\hat{I}_{go}}{\hat{p}} + \hat{U}_g(\hat{t}_7)\hat{C}_{\text{вх}} - [\hat{U}_a(\hat{t}_7) - \hat{U}_g(\hat{t}_7)]\hat{C}_{\text{пр}}, \end{aligned} \quad (52)$$

$$\begin{aligned} -\hat{U}_g(\hat{p})\hat{p}\hat{C}_{\text{пр}} + \hat{U}_a(\hat{p}) \left[\hat{p}(1 + \hat{C}_{\text{пр}}) + \frac{1}{\hat{R}_{\text{нас}}} \right] = \\ = \frac{\hat{I}_o(m)}{\hat{p}} + \hat{U}_a(\hat{t}_7) + [\hat{U}_a(\hat{t}_7) - \hat{U}_g(\hat{t}_7)]\hat{C}_{\text{пр}}, \end{aligned} \quad (53)$$

откуда получаем изображения для напряжений $U_g(p)$ и $U_a(p)$ в виде (17, 18) где коэффициенты $a_1 \div a_6$ и $b_1 \div b_3$ имеют вид:

$$a_1 = \hat{U}_g(\hat{t}_7)(\hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}} + \hat{C}_{\text{вх}}\hat{C}_{\text{пр}}), \quad (54)$$

$$a_2 = \frac{[\hat{U}_g(\hat{t}_7)(\hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}}) - \hat{U}_a(\hat{t}_7)\hat{C}_{\text{пр}}]}{\hat{R}_{\text{нас}}} + \hat{I}_o(m)\hat{C}_{\text{пр}} \quad (55)$$

$$+ K_{\Phi 2}\hat{I}_{go}(1 + \hat{C}_{\text{пр}}), \quad a_3 = \frac{K_{\Phi 2}\hat{I}_{go}}{\hat{R}_{\text{нас}}}, \quad (56)$$

$$a_4 = \hat{U}_a(\hat{t}_7)(\hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}} + \hat{C}_{\text{вх}}\hat{C}_{\text{пр}}), \quad (57)$$

$$a_5 = \frac{[\hat{U}_a(\hat{t}_7)(1 + \hat{C}_{\text{пр}}) - \hat{U}_g(\hat{t}_7)\hat{C}_{\text{пр}}]}{\hat{R}_{ug}} + \quad (58)$$

$$+ \hat{I}_o(m)(\hat{C}_{\text{пр}} + \hat{C}_{\text{вх}}) + K_{\Phi 2}\hat{I}_{go}\hat{C}_{\text{пр}}, \quad a_6 = \frac{\hat{I}_o(m)}{\hat{R}_{ug}}, \quad (59)$$

$$b_1 = \hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}} + \hat{C}_{\text{вх}}\hat{C}_{\text{пр}}, \quad (60)$$

$$b_2 = \frac{1 + \hat{C}_{\text{пр}}}{\hat{R}_{ug}} + \frac{(\hat{C}_{\text{вх}} + \hat{C}_{\text{пр}})}{\hat{R}_{\text{нас}}} + \hat{C}_{\text{пр}}\hat{S}, \quad (61)$$

$$b_3 = \frac{1}{\hat{R}_{ug}\hat{R}_{\text{нас}}}. \quad (62)$$

После обратного преобразования Лапласа получаем решение уравнений (52, 53) в виде (19, 20) с коэффициентами (54–62).

Анодный ток в интервале времени $[t_7, t_8]$ имеет вид:

$$\hat{i}_a(\hat{t}) = \frac{\hat{U}_a(\hat{t})}{\hat{R}_{\text{нас}}}. \quad (63)$$

В момент времени t_8 в цепи (рисунок 3д: слева) наступает установившийся режим, при котором:

$$\begin{aligned} \hat{i}_a(\hat{t}_8) = \hat{I}_o(m); \hat{U}_a(\hat{t}_8) = \hat{U}_{\text{нас}}(m) = \hat{I}_o(m)\hat{R}_{\text{нас}}; \\ \hat{U}_g(\hat{t}_8) = \hat{U}_{go}; \hat{U}_{\text{с.пр}}(\hat{t}_8) = \hat{U}_{\text{нас}}(m) - \hat{U}_{go}. \end{aligned}$$

Данные конечные значения при $t = t_8$ соответствуют начальным условиям в момент времени t_1 .

Установив законы изменения напряжения и тока через электронные приборы за период тактовой частоты, определим мощность, рассеиваемую на их анодах с помощью:

$$\hat{P}_{\text{а.ср}}(\hat{t}) = \frac{1}{\hat{T}_T} \int_0^{\hat{T}_T} \hat{U}_g(\hat{t}) \hat{i}_a(\hat{t}) d\hat{t}. \quad (64)$$

Коэффициенты $a_1 \div a_6$ и $b_1 \div b_3$ уравнений, описывающих процессы переключения электронных приборов, содержат три вида параметров: параметры модулятора E_a , $I_o(m)$, R_n , выбираемые, исходя из режима его работы, необходимой мощности в нагрузке и максимально допустимых величин токов и напряжений электронных приборов, параметры самих электронных приборов, определяемые по их паспортным данным, а также параметры блока возбуждения.

Поскольку первые два вида параметров следует считать известными из расчета по заданной нагрузке и мощности модулятора, влиять на про-

должительность и характер процессов переключения электронных приборов можно только путем выбора требуемых величин внутренних сопротивлений R_{ug} и R_{EC} источников возбуждения и смещения, а также величин коэффициентов форсирова-

ния $K_{\phi 1}$ и $K_{\phi 2}$. При этом необходимым условием является выполнение соотношений, определяющих необходимую величину напряжений возбуждения U_{go} и смещения E_c .

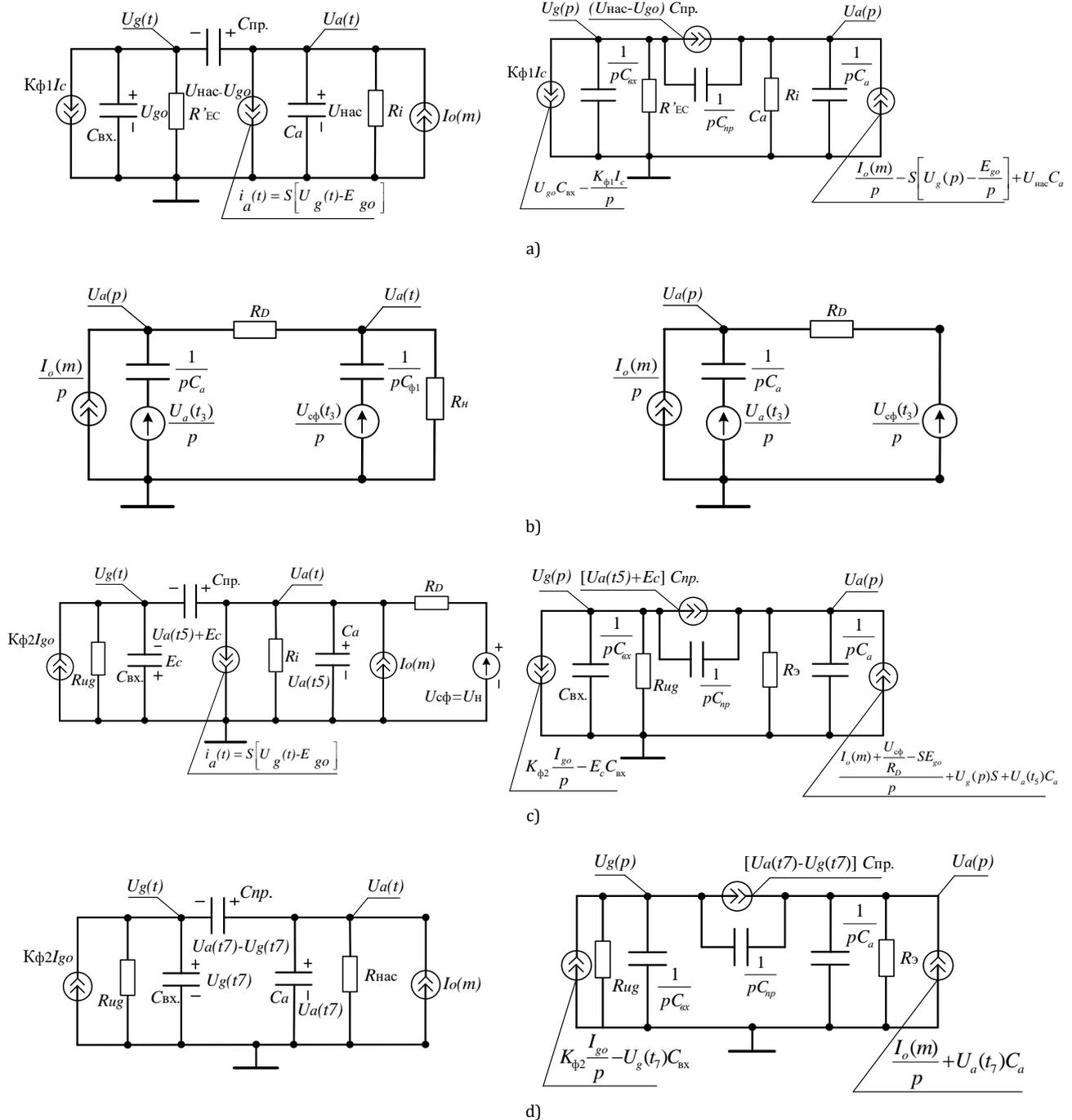


Рис. 3. Эквивалентная схема, характеризующая работу модулятора на интервале времени (слева): $[t_1, t_2]$ (а); $[t_3, t_3]$ (б); $[t_5, t_7]$ (с); $[t_7, t_8]$ (д) и соответствующая ей операторная (справа)

Fig. 3. Equivalent Circuit Characterizing the Operation of the Modulator on the Time Interval (left): $[t_1, t_2]$ (a); $[t_3, t_3]$ (b); $[t_5, t_7]$ (c); $[t_7, t_8]$ (d), Operator Circuit (right)

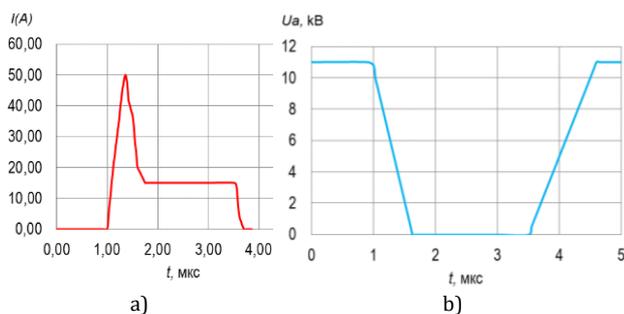


Рис. 4. Теоретические зависимости анодного тока (а) и напряжения активного прибора модулятора класса D (б)

Fig. 4. Theoretical Dependences of the Anode Current (a) and Voltage of the Active Device of the Class D Modulator (b)

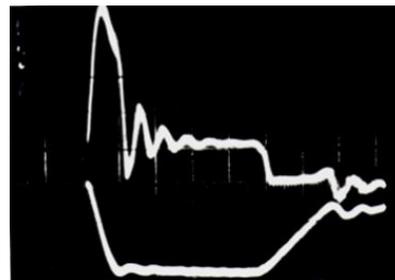


Рис. 5. Осциллограмма экспериментальных зависимостей тока и напряжения на тетроде ГУ-94А на передатчике мощностью 150 кВт

Fig. 5. Oscillogram of the Experimental Dependences of the Current and Voltage on the GU-94A Tetrode on a 150 kW Transmitter

Заключение

Для подтверждения корректности представленных в статье эквивалентных физическим процессам схем замещения на каждом рассматриваемом временном интервале построим теоретические зависимости тока и напряжения на активном приборе (рисунок 4) для модулятора класса D.

На осциллограмме (рисунок 5) приведены экспериментальные зависимости тока и напряжения

на активном приборе (тетроде ГУ-94А) на действующем передатчике мощностью 150 кВт [3].

Из сравнительного анализа этих зависимостей (см. рисунки 4, 5) можно сделать вывод о точном и корректном построении эквивалентной схемы модулятора, учитывающей основные и паразитные параметры устройства.

Список используемых источников

1. Терентьев Б.П. Радиопередающие устройства. М.: Связь, 1972. 456 с.
2. Зейтленок Г.А. Радиопередающие устройства. М.: Связь, 1969. 542 с.
3. Николаев В.В., Рылов Е.А., Девяткин Д.В., Николаев Р.В. Качественный анализ процессов переключения в модуляторах класса D // Вестник связи. 2020. № 3. С. 30–33.
4. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания. М.: Горячая линия – Телеком, 2018. 540 с.
5. Дмитриков В.Ф., Тонкаль В.Е., Островский М.Я. Теория ключевых формирователей. Киев: Наукова думка, 1993. 312 с.
6. Козырев В.Б., Лаврушенков В.Г., Леонов В.П. и др. Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме. М.: Радио и связь, 1985. 192 с.
7. Алексанян А.А., Бальян Р.Х., Сиверс М.А. и др. Мощные транзисторные устройства повышенной частоты. Л.: Энергоатомиздат, 1989. 176 с.
8. Артым А.Д. Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. М.: Связь, 1980. 209 с.
9. Николаев В.В., Плотников М.Ю., Толстоусов А.А. Теоретическое исследование работы дроссельного модулятора класса D с нагрузкой в цепи диода // Вестник связи. 2017. № 2. С. 36–41.
10. Ларионов А.Д. Электровакуумные электронные и ионные приборы. М.: Энергия, 1976. 920 с.

* * *

Numerical Analysis of Switching Processes in Class D Modulators

V. Nikolaev¹, E. Rylov², D. Devyatkin^{1, 2*}, R. Nikolaev²

¹Peter the Great Saint-Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, 194021, Russian Federation

²"RIO" Design Bureau, JSC, St. Petersburg, 199155, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-71-80

Received 27th January 2021

Accepted 15th February 2021

For citation: Nikolaev V., Rylov E., Devyatkin D., Nikolaev R. Numerical Analysis of Switching Processes in Class D Modulators. *Proc. of Telecom. Universities*. 2021;7(1):71–80. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-71-80

Abstract: *The article investigates the switching processes in class D modulators for optimal control of active devices (transistors, triodes, tetrodes, etc.) in real conditions, to reduce power losses in them and non-linear distortions of the modulator output voltage, as well as more accurate determination of the devices efficiency. The presented mathematical model takes into account the inertia of the switching processes, the duration of the rise and fall fronts of voltage and current pulses, as well as losses in switching elements.*

Keywords: *throttle modulator, amplifier, class D, active element, tetrod.*

References

1. Terentyev B.P. *Radio Transmitting Devices*. Moscow: Svyaz Publ.; 1972. 456 p. (in Russ.)
2. Zeytlenok G.A. *Radio Transmitting Devices*. Moscow: Svyaz Publ.; 1969. 542 p. (in Russ.)
3. Nikolaev V.V., Rylov E.A., Devyatkin D.V., Nikolaev R.V. Qualitative analysis of switching processes in class D modulators // *Vestnik svyazi*. 2020;3:30–33. (in Russ.)
4. Dmitrikov V.F., Shushpanov D.V. *Stability and Electromagnetic Compatibility of Devices and Power Supply Systems*. Moscow: Goryachaya linya – Telekom Publ.; 2018. 540 p. (in Russ.)
5. Dmitrikov V.F., Tonkal V.E., Ostrovsky M.Y. *Theory of Key Shapers*. Kiev: Naukova Dumka; 1993. 312 p. (in Russ.)
6. Kozyrev V.B., Lavrushenkov V.G., Leonov V.P. et al. *Transistor Generators of Harmonic Oscillations in the Key Mode*. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1985. 192 p. (in Russ.)
7. Aleksanyan A.A., Balyan R.Kh., Sivers M.A. et al. *Powerful Transistor Devices of Increased Frequency*. Leningrad: Energoatomizdat Publ.; 1989. 176 p. (in Russ.)
8. Artym A.D. *Class D Amplifiers and Key Generators in Radio Communication and Broadcasting*. Moscow: Svyaz Publ.; 1980. 209 p. (in Russ.)
9. Nikolaev V.V., Plotnikov M.Y., Tolstousov A.A. Theoretical study of operation modes throttle modulator class D with a load in the diode circuit // *Vestnik svyazi*. 2017;2:36–41. (in Russ.)
10. Larionov A.D. *Electrovacuum Electronic and Ionic Devices*. Moscow: Energia Publ.; 1976. 920 p. (in Russ.)

Сведения об авторах:

НИКОЛАЕВ
Валерий Викторович

кандидат технических наук, профессор, заведующий базовой кафедрой «Радиоэлектронные комплексы» Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого, nvvv3@bk.ru

РЫЛОВ
Евгений Александрович

генеральный директор АО «ПКБ «РИО», rio@pkb-rio.com

ДЕВЯТКИН
Денис Викторович

аспирант Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого, ведущий инженер АО «ПКБ «РИО», denisdevyatkin9@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0003-2665-1090>

НИКОЛАЕВ
Роман Валерьевич

инженер АО «ПКБ «РИО», rvn_v@mail.ru