

ИСТОЧНИК ТОКА ДЛЯ ПОДДЕРЖАНИЯ РАЗРЯДА
В ЛАМПАХ НАКАЧКИ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ЛАЗЕРОВ

© 2012 г. В. В. Тогатов, Р. А. Сидоров, Е. М. Соложина

Санкт-Петербургский государственный университет информационных
технологий, механики и оптики

Россия, 197101, С.-Петербург, ул. Саблинская, 14

Поступила в редакцию 08.07.2011 г.

Представлена схема поддержания разряда в лампах накачки твердотельных лазеров с гальванической развязкой. Разработана математическая модель процессов в схеме, по результатам анализа которой дана методика расчета параметров схемы и построена ее вольт-амперная характеристика. Сформулировано условие получения максимальной частоты коммутации в схеме. Проведена экспериментальная проверка результатов моделирования.

ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] приведена простая схема поддержания разряда в лампах накачки твердотельных лазеров. Относительно лампы накачки и накопительного конденсатора эта схема симметрична силовой схеме, причем обе схемы имеют общую шину. Это позволило для питания обеих схем использовать один высоковольтный источник.

Однако в ряде применений цепь лампы в схеме поддержания разряда должна быть гальванически развязана. Кроме того, у ламп с большой длиной разрядного промежутка уровень напряжения, при котором схема “подхватывает” поджиг, может превосходить 1000 В, что превышает напряжение питания силовой схемы. В этих случаях предпочтительнее использование описанной в данной статье полумостовой квазирезонансной схемы на м.о.п.-транзисторах. Особенностью схемы поддержания разряда является то, что выходное напряжение схемы при переходе от режима холостого хода к режиму работы под нагрузкой может измениться на порядок. До поджига лампы схема поддерживает на выходе заданное высокое напряжение (1000 В и выше). После поджига это напряжение резко падает и устанавливается в соответствии с вольт-амперной характеристикой лампы и выходным током, определяемым режимом работы схемы.

При проектировании схемы анализировалась ее работа в двух режимах: холостого хода (при выключенной лампе) и под нагрузкой (после поджига лампы).

РЕЖИМ ХОЛОСТОГО ХОДА

Схема поддержания разряда на м.о.п.-транзисторах T_1 и T_2 (рис. 1) получает питание с выхода корректора коэффициента мощности (на схеме

не показан), шунтированного фильтровым конденсатором C_{IN} . Напряжение источника U_{IN} делится между конденсаторами C_1 и C_2 с равными емкостями C , которые шунтированы обратными диодами D_1 и D_2 . Обратные диоды позволяют эффективнее использовать коммутирующие транзисторы и избежать неконтролируемого перезаряда конденсаторов в контурах с высокой добротностью.

В диагональ моста включены дроссель L_1 и первичная обмотка трансформатора Tr с индуктивностями намагничивания L_m и рассеяния L_s . Вторичная обмотка трансформатора подключена к схеме удвоения напряжения, состоящей из конденсаторов C_9-C_{12} и диодов D_9-D_{12} . Высокое напряжение U_{OUT} с выхода удвоителя через дроссель L_2 подключено к электродам лампы. Для предотвращения превышения заданного значения выходного напряжения U_{OUT} в режиме холостого хода используются два трансилы D_5 и D_6 с напряжением пробоя 550 В каждый.

Управление транзисторами T_1 и T_2 осуществляется драйвером M_3 , который задает частоту работы схемы и формирует на выходах LO и HO прямоугольные импульсы напряжения с равными амплитудой и длительностью. При этом начало импульса на одном выходе сдвинуто по времени относительно конца импульса на другом на 0.5 мкс. При запуске схемы питание драйвера осуществляется от источника U_{IN} через резистор R_3 . В дальнейшем необходимое напряжение V_{cc} поддерживается по стандартной схеме вольтдобавки, куда входят конденсатор C_6 и диоды D_3, D_4 .

Для индикации режима поддержания разряда последовательно с лампой включен стабилитрон D_8 . Напряжение с D_8 через резистор R_8 и светодиод D_7 подается на вход оптрона M_2 . Регистрация

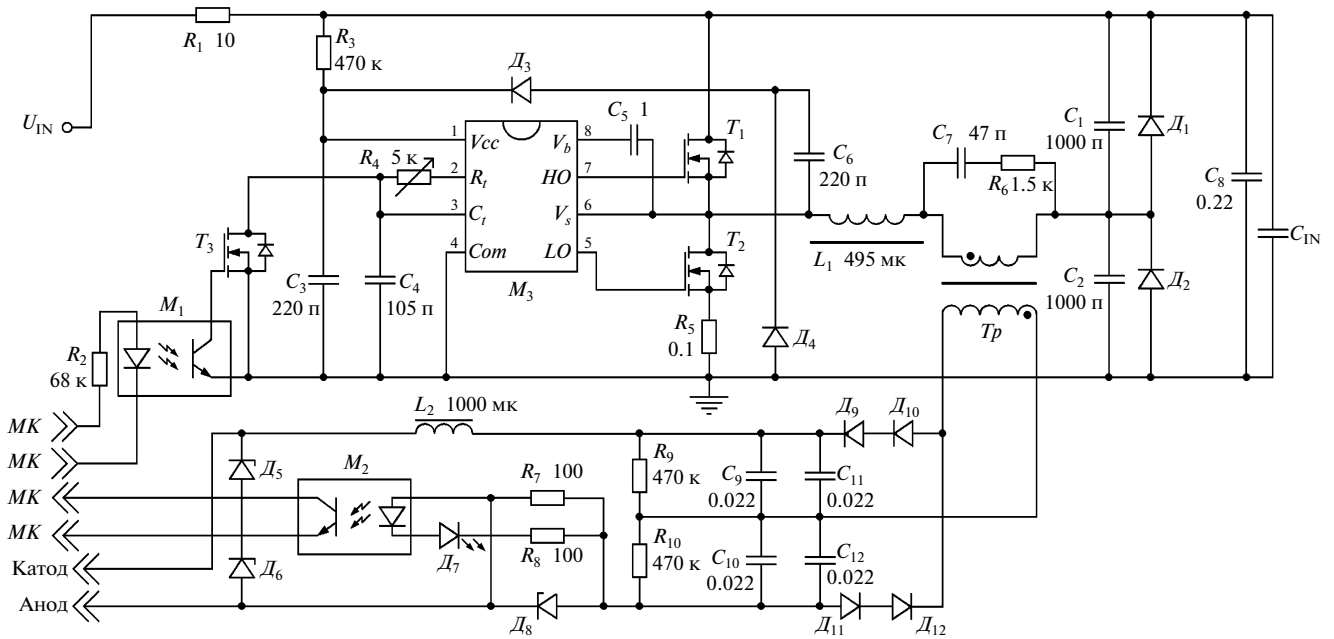


Рис. 1. Принципиальная схема поддержания разряда в лампах накачки твердотельных лазеров. M_1, M_2 – PC81711NIP, M_3 – IRS2153D31DSOIC8; T_1, T_2 – STB12NM50FD, T_3 – 2N7002; D_1 – D_4, D_9 – D_{12} – MURS260, D_5, D_6 – P65MBJ550A, D_7 – KM2520SRD03, D_8 – 1SMБ5913BT3G; L_1, T_p – RM8 (B65911): T_p – первичная обмотка 20 витков проводом $\varnothing 0.5$ мм, вторичная – 40 витков проводом $\varnothing 0.1$ мм; L_1 – 40 витков проводом $\varnothing 0.5$ мм, зазор 2×0.35 мм; C_1, C_2 – EPCOS B32620J102J.

режима поддержания разряда непосредственно на печатной плате осуществляется с помощью светодиода D_7 , а в цепи микроконтроллера МК (на схеме не показан) – посредством состояния выходного транзистора оптрона. Разрешение на запуск схемы дается при подаче напряжения на вход оптрона M_1 . Включающийся при этом выходной транзистор оптрона шунтирует цепь затвор–исток транзистора T_3 , который остается выключенным и не блокирует работу драйвера.

Проанализируем работу схемы в режиме холостого хода (до поджига лампы), имея в виду, что транзисторы T_1 и T_2 поочередно переключаются через равные промежутки времени. При этом каждый из конденсаторов C_1 и C_2 поочередно разряжается с напряжения U_{IN} до нуля в течение одного полупериода и вновь заряжается до напряжения U_{IN} в течение следующего полупериода.

Ниже приводятся основные результаты математического моделирования работы схемы. Для определенности будем считать, что в начале рассматриваемого этапа ($t = 0$) напряжение на конденсаторе C_1 равно U_{IN} , а на C_2 – нулю. Иными словами $u_{C_1}(0) = U_{IN}$ и $u_{C_2}(0) = 0$. Ток через индуктивность L_1 и первичную обмотку трансформатора в начале этапа также равен нулю: $i_L(0) = 0$.

При включенном транзисторе T_1 происходит резонансный разряд конденсатора C_1 через суммарную индуктивность контура $L = L_1 + L_m$. Если

при изменении полярности напряжения на C_1 не происходит выключения T_1 , то диод D_1 смещается в прямом направлении и ток i_L коммутует из цепи C_1 в цепь D_1 . В дальнейшем этот ток замыкается в новом контуре вплоть до выключения T_1 . После выключения T_1 в момент $t = t_1$ происходит быстрый заряд собственной емкости C_{T_1} транзистора T_1 до напряжения U_{IN} и разряд емкости C_{T_2} транзистора T_2 до нуля за время

$$\Delta t = \frac{U_{IN}(C_{T_1} + C_{T_2})}{i_L(t_1)}, \quad (1)$$

где $i_L(t_1)$ – ток через индуктивность L в момент выключения T_1 .

Если время выключения транзистора T_1 в несколько раз меньше величины Δt в (1), то выключение T_1 происходит при напряжении сток–исток $U_{ds} \ll U_{IN}$ и потери при выключении транзистора незначительны. При необходимости емкость $C_{T_1} + C_{T_2}$ может быть увеличена за счет подключения внешней емкости.

Как только напряжение на T_1 достигнет величины U_{IN} , ток i_L коммутует в цепь источника питания, замыкаясь через диод D_1 и внутренний обратный диод транзистора T_2 . Происходит быстрый спад тока i_L до нуля со скоростью $di_L/dt = U_{IN}/L$. Если включение T_2 произойдет до того,

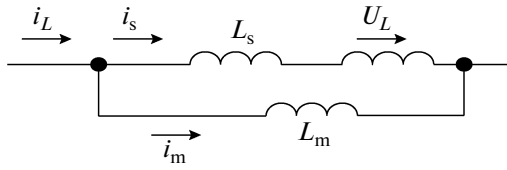


Рис. 2. Схема замещения трансформатора. L_m и L_s – индуктивности намагничивания и рассеяния;

$U_L = \frac{1}{2} \frac{w_1}{w_2} U_{OUT}$ – приведенное к первичной обмотке значение напряжения на нагрузке; i_L , i_s и i_m – токи через соответственно индуктивность L_1 , собственно обмотку и индуктивность намагничивания.

как i_L спадет до нуля, то этот ток продолжит замыкаться в том же контуре, но не через обратный диод транзистора T_2 , а по цепи канала этого же транзистора. При этом напряжение на транзисторе T_2 составит доли вольта и коммутационные потери при включении транзистора окажутся минимальными. Если же включение T_2 произойдет с задержкой относительно момента спада тока i_L до нуля, то к моменту включения емкость C_{T_2} успеет зарядиться до напряжения U_{IN} и коммутационные потери при включении резко возрастут.

Если выключение T_1 происходит раньше разряда конденсатора C_1 до нуля, то первая фаза смещения \mathcal{D}_1 в прямом направлении отсутствует и сразу осуществляется спад тока i_L , замыкающегося через источник. Такая ситуация реализуется при работе схемы в режиме холостого хода с максимальной частотой коммутации.

Так как время разряда конденсаторов C_1 и C_2 в режиме холостого хода заведомо больше, чем под нагрузкой, то максимально допустимая частота коммутации схемы ограничена параметрами режима холостого хода. Выберем момент выключения транзистора T_1 $t = t_1$ таким образом, чтобы после его выключения напряжение $u_{C_1}(t)$ на C_1 и ток через суммарную индуктивность $i_L(t)$ снизились до нуля одновременно. Иными словами, чтобы одновременно выполнялись два равенства:

$$u_{C_1}(t_1 + t_2) = 0, \quad i_L(t_1 + t_2) = 0, \quad (2)$$

где t_2 – интервал с момента t_1 до момента равенства нулю напряжения и тока. Условие (2) определяет максимально допустимую частоту коммутации схемы.

Раскрывая условие (2), определим параметры контура разряда $L = L_1 + L_m$ и C , соответствующие максимальной частоте коммутации:

$$L = \frac{0.207 T_k U_{IN}}{i_L(t_1)}, \quad (3)$$

$$C = \frac{0.138 T_k i_L(t_1)}{U_{IN}}, \quad (4)$$

где T_k – минимальный период.

При проектировании схемы величины U_{IN} и T_k , как правило, известны, а значение $i_L(t_1)$ должно быть достаточным, чтобы перезарядить емкости обоих транзисторов при выключении, а также дополнительную внешнюю емкость (если она подключена). Приравнявая энергию магнитного поля, запасенную в индуктивности контура L , энергии электрического поля в суммарной емкости транзисторов C_T , получим

$$i_L(t_1) \geq \sqrt{\frac{C_T}{L}} U_{IN}. \quad (5)$$

Значение тока $i_L(t_1)$, даваемое выражением (5), является минимально необходимым при выключении транзисторов. Вместе с тем, при выборе этого тока следует учитывать и время заряда (1) суммарной емкости транзисторов C_T , которое должно быть заведомо меньше задержки включения одного транзистора относительно момента выключения другого Δt_d :

$$i_L(t_1) \geq \frac{U_{IN} C_T}{\Delta t_d}. \quad (6)$$

Очевидно, что при проектировании следует брать большее из этих двух значений.

Процесс разряда конденсатора C_2 через суммарную индуктивность контура L и поведение тока i_L при включении и выключении транзистора T_2 ничем не отличаются от рассмотренных выше.

Так как в режиме холостого хода цепь вторичной обмотки трансформатора не потребляет тока, то конденсаторы C_3 и C_4 заряжаются до максимального напряжения:

$$U_{C_3} = U_{C_4} = \frac{w_2 L_m}{w_1 L} U_{IN}, \quad (7)$$

где w_1 и w_2 – числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора. Выходное напряжение схемы, прикладываемое к электродам лампы, равно сумме этих напряжений:

$$U_{IN} = U_{C_3} + U_{C_4}.$$

РЕЖИМ РАБОТЫ ПОД НАГРУЗКОЙ

При анализе работы схемы под нагрузкой будем использовать схему замещения трансформатора, приведенную на рис. 2.

Частота коммутации транзисторов T_1 и T_2 , а также последовательность их переключения те же, что и в режиме холостого хода. Параметры контура разряда конденсаторов C_1 и C_2 при работе под нагрузкой существенно изменяются. Во-первых, суммарная индуктивность контура снижается с $L = L_1 + L_m$ при холостом ходе до $\bar{L} = L_1 + \frac{L_s L_m}{L_s + L_m}$ при работе под нагрузкой, во-вто-

рых, в контуре разряда появляется напряжение U_L , направленное встречно напряжению на емкости.

Процесс разряда конденсатора C_1 до нуля при работе под нагрузкой осуществляется быстрее, чем в режиме холостого хода по двум причинам. Во-первых, за счет отмеченного выше снижения эквивалентной индуктивности контура разряда, во-вторых, за счет уменьшения напряжения в контуре разряда на величину U_L . Поэтому разряд конденсатора C_1 до нуля ($t = t_1$) осуществляется раньше, чем происходит выключение транзистора T_1 . Это означает, что при работе под нагрузкой всегда присутствует первая фаза смещения диода D_1 в прямом направлении.

Как и при анализе режима холостого хода, будем считать $u_{C_1}(0) = U_{IN}$ и $u_{C_2}(0) = 0$. Ток через индуктивность L_1 в начале отсчета времени также равен нулю $i_L(0) = 0$, а через индуктивность L_m равен величине $i_m(0)$, причем направление этого тока при $t = 0$ встречно принятому на рис. 2. Так как момент включения T_1 относительно начала процесса не определен, то и значение $i_m(0)$ изначально неизвестно. Оно находится из дополнительного условия $i_m(0) = -i_m(T_k/2)$, где T_k – период коммутации.

В результате анализа электрических процессов на первом этапе разряда $0 \leq t \leq t_1$ были получены выражения для токов $i_L(t)$, $i_s(t)$ и $i_m(t)$, а также длительности этапа t_1 , равной времени спада $u_{C_1}(t)$ до нуля. Из трех указанных токов приведем выражение тока через обмотку трансформатора i_s , который передается в цепь нагрузки:

$$i_s(t) = i_m(0) + \frac{L_m}{L_s + L_m} \sqrt{\frac{2C}{L}} (U_{IN} - \bar{U}_L) \sin\left(\frac{t}{\sqrt{2LC}}\right) - \frac{U_L}{L_s + L_m}, \quad (8)$$

$$t_1 = \sqrt{2LC} \left(\pi - \arccos \frac{\bar{U}_L}{U_{IN} - U_L} \right), \quad (9)$$

где $\bar{L} = L_1 + \frac{L_s L_m}{L_s + L_m}$, $\bar{U}_L = \frac{L_m}{L_s + L_m} U_L$.

На втором этапе процесса разряда $t_1 \leq t \leq t_1 + t_2$ диод D_1 смещается в прямом направлении, и ток i_L замыкается в контуре разряда через него в направлении, встречном напряжению U_L на обмотке трансформатора. Как правило, величина U_L не превышает десятков вольт, а индуктивность \bar{L} составляет сотни микрогенри, поэтому темп спада тока на этом этапе сравнительно невелик:

$$i_s(t) = i_s(t_1) - \frac{\bar{U}_L}{\bar{L}} \left(1 + \frac{L_1}{L_m} \right) t. \quad (10)$$

В выражении (10) отсчет времени начинается с момента времени $t = t_1$. Значение тока $i_s(t_1 + t_2)$ зависит от длительности t_2 этого этапа. Величина t_2 находится из условия, согласно которому сумма

длительностей всех трех интервалов разряда равна половине периода $T_k/2$:

$$t_2 = \left(\frac{T_k}{2} - t_1 \right) \frac{U_{IN} + \bar{U}_L}{U_{IN}} - \sqrt{2C\bar{L}} \left(1 - \frac{2\bar{U}_L}{U_{IN}} \right). \quad (11)$$

На последнем (третьем) этапе рассматриваемого процесса $t_1 + t_2 \leq t \leq t_1 + t_2 + t_3$ происходит выключение транзистора T_1 и ток $i_L(t)$ из контура разряда коммутирует в цепь источника питания. Так как в новом контуре тока действует высокое напряжение $U_{IN} + U_L$, направленное встречно току $i_L(t)$, то происходит быстрый спад тока до нуля:

$$i_s(t) = i_s(t_1 + t_2) - \frac{1}{L_s + L_m} \left[U_L + \frac{L_m}{L} (U_{IN} + \bar{U}_L) \right] t. \quad (12)$$

В этом выражении отсчет времени начинается с момента $t = t_1 + t_2$.

Передача энергии в цепь нагрузки осуществляется до тех пор, пока ток $i_s(t)$ не станет равным нулю. В этот момент диоды D_9 , D_{10} и D_{11} , D_{12} во вторичной цепи (рис. 1) смещаются в обратном направлении. Время спада тока $i_s(t)$ до нуля находится непосредственно из (12):

$$t_3 = \frac{(L_s + L_m) i_s(t_1 + t_2)}{U_L + \frac{L_m}{L} (U_{IN} + \bar{U}_L)}. \quad (13)$$

В выражения $i_s(t)$ и $i_m(t)$ входит начальный ток намагничивания $i_m(0)$, который находится из условия $i_m(0) = -i_m(T_k/2)$:

$$i_m(0) = \frac{1}{2} \left\{ \frac{U_L}{L_s + L_m} \left[t_1 + \frac{L_1}{L} t_2 + \left(1 - \frac{L_s U_{IN} + \bar{U}_L}{U_L} \right) t_3 \right] + \frac{L_s}{L_s + L_m} \sqrt{\frac{2C}{L}} U_{IN} - 2\bar{U}_L \right\}. \quad (14)$$

На рис. 3 приведены результаты экспериментальной проверки моделирования работы схемы под нагрузкой. Сравниваются зависимости $u_{C_1}(t)$ и $i_L(t)$, рассчитанные в рамках предложенной модели, с осциллограммами тех же величин, снятыми экспериментально. В обоих случаях параметры схемы и режима приняты следующими: $U_{IN} = 400$ В, $L_s = 20$ мкГн, $L_1 = 215$ мкГн, $L_m = 495$ мкГн, $C_1 = C_2 = 1$ нФ, $C_T = 400$ пФ, $w_2/w_1 = 2$, $T_k = 5$ мкс, $\Delta t_d = 0.25$ мкс, $I_{sc} = 200$ мА. Используемая в расчете величина I_{sc} , представляет собой выходной ток при коротком замыкании нагрузки.

Как видно из графиков, расчетные и экспериментальные кривые оказались близкими, что свидетельствует об адекватности разработанной математической модели исследуемых процессов.

Рассчитаем величину мощности P , передаваемой в нагрузку. Энергия, поступающая из первичной цепи во вторичную за полупериод, складывается из трех компонентов:

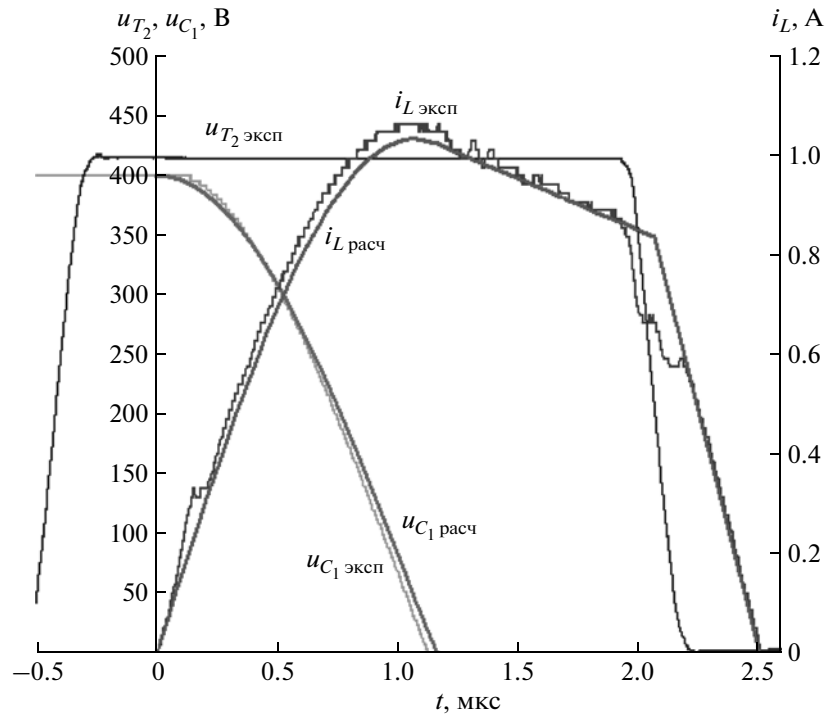


Рис. 3. Сравнение расчетных и экспериментальных характеристик.

$$W = U_L \left[\int_0^{t_1} i_s(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} i_s(t-t_1) dt + \int_{t_2}^{t_3} i_s(t-t_2) dt \right]. \quad (15)$$

Значения i_s в подынтегральных выражениях соответствуют трем рассмотренным этапам и выражениям (8), (10) и (12). После интегрирования получим

$$W = U_L \left[2CU_{IN} \frac{L_m}{L_s + L_m} - \frac{U_L}{L_s + L_m} \frac{t_1^2}{2} + i_m(0)t_1 + \frac{i_s(t_1) + i_s(t_1 + t_2)}{2} t_2 + \frac{i_s(t_1 + t_2)}{2} t_3 \right], \quad (16)$$

а после деления выражения в квадратных скобках на $T_k/2$ – средний за период ток в первичной обмотке трансформатора I_{w_1} .

Запишем выражения мощности и тока в нагрузке:

$$P = 2Wf, \quad I_{OUT} = \frac{P}{U_{OUT}}, \quad (17)$$

где множитель 2 в выражении для мощности указывает на то, что передача энергии в нагрузку осуществляется в течение обоих полупериодов.

При проектировании схемы значения суммарной индуктивности контура L и емкости C определяются при анализе работы схемы в режиме холостого хода по формулам соответственно (3) и (4). Однако индуктивность дросселя L_1 может быть определена только в результате анализа режима

работы под нагрузкой. Выходной ток исследуемой схемы мало изменяется в рабочем диапазоне выходных напряжений. Поэтому при нахождении величины L_1 будем считать заданным выходной ток при коротком замыкании нагрузки, который является максимальным I_{sc} . Этот ток в $2w_2/w_1$ раз меньше среднего тока в первичной обмотке трансформатора I_{w_1} , т.е. $I_{w_1} = \frac{2w_2}{w_1} I_{sc}$. Раскрывая выражение I_{w_1} с учетом того, что в режиме короткого замыкания $U_L = 0$, получим

$$\bar{L} = \frac{T^2}{8C} \left(\frac{L_s + L_m}{L_m} \frac{I_{sc} T}{CU_{IN}} + \frac{\pi - 1}{2} \right)^{-2}. \quad (18)$$

Так как согласно принятым обозначениям $L = L_1 + L_m$ и $\bar{L} = L_1 + \frac{L_s L_m}{L_s + L_m}$, то из (18) могут быть найдены величины L_1 и L_m .

По результатам анализа, приведенным в данной статье, может быть построена вольт-амперная характеристика источника и определен на ней рабочий участок, в пределах которого схема ведет себя как источник тока. На рис. 4 приведены расчетные и экспериментально снятые вольт-амперные характеристики источника при $U_{IN} = 300$ и 400 В. Параметры схемы и режима при выполнении расчета и проведении эксперимента приняты такими же, как на рис. 3.

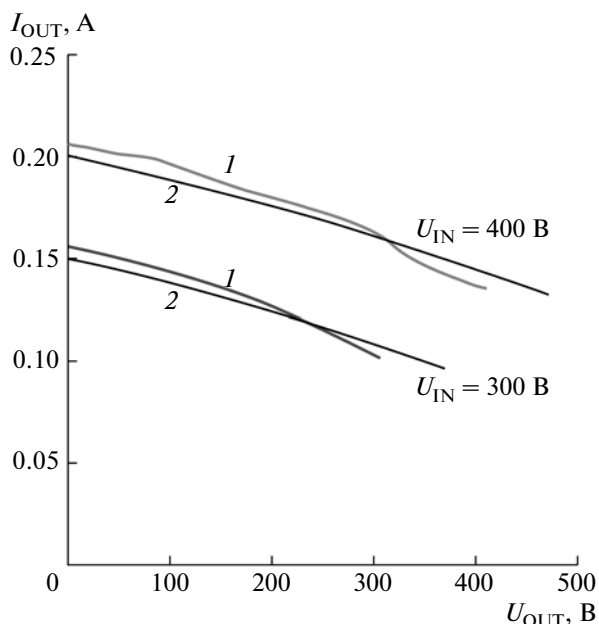


Рис. 4. Вольт-амперные характеристики источника: 1 – экспериментальные, 2 – расчетные.

Как следует из рис. 4, в диапазоне изменения выходного напряжения 0–300 В ток через лампу накачки изменился всего на 25%. Иными словами, выходная вольт-амперная характеристика источника близка к характеристике источника тока. Это позволяет использовать предложенную схему практически для всех типов ламп накачки.

На рис. 5 приведена экспериментально снятая зависимость к.п.д. источника от выходного напряжения $\eta(U_{OUT})$. При снятии зависимости использовались те же параметры схемы, что и при снятии вольт-амперной характеристики. Из рис. 5 следует, что в рабочем диапазоне напряжений, характерном для импульсных ламп в режиме поддержания разряда, к.п.д. источника составляет 80–90%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработана схема поддержания разряда в лампах накачки твердотельных лазеров, обеспе-

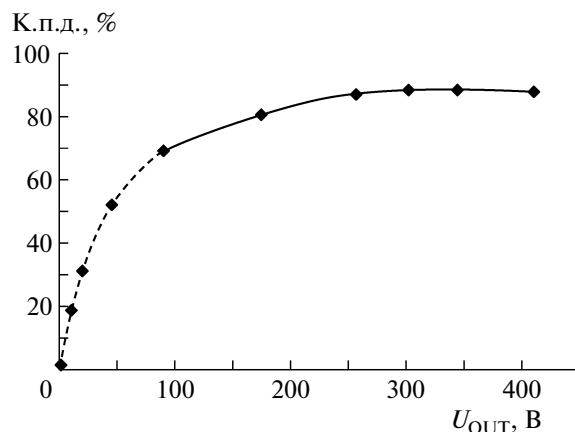


Рис. 5. Зависимость к.п.д. источника от выходного напряжения.

чивающая режим источника тока при работе под нагрузкой и высокое выходное напряжение (более 1000 В) на холостом ходу.

2. Проведен анализ электрических процессов в режимах холостого хода и под нагрузкой. Разработана математическая модель процесса и дана методика расчета параметров схемы.

3. Сформулировано условие получения максимальной частоты коммутации схемы и определены соответствующие этому условию параметры схемы.

4. Теоретически и экспериментально установлено, что выходные вольт-амперные характеристики источника близки к характеристикам источника тока.

5. Экспериментально показано, что в рабочем диапазоне режимов к.п.д. источника составляет 80–90%.

Авторы благодарят П.А. Гнатьюка за интерес к работе и полезные замечания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тогатов В.В., Гнатьюк П.А. // ПТЭ. 2003. № 5. С. 89.