

УДК 621.314

МОДЕЛИРОВАНИЕ СХЕМЫ ИСТОЧНИКА ТОКА ДЛЯ ПОДДЕРЖАНИЯ РАЗРЯДА В ЛАМПАХ НАКАЧКИ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ЛАЗЕРОВ

В.В. Тогатов, Е.М. Соложина, Р.А. Сидоров

Предложена схема поддержания разряда в лампах накачки твердотельных лазеров. 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.

Ключевые слова: источник тока, лампа накачки, поддержания разряда, вольт-амперная характеристика, условие максимальной частоты коммутации.

Введение

В работе [Л] 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 величина напряжения, при котором схема «подхватывает» поджиг, может превосходить 1000 В, что превышает напряжение питания силовой схемы. В этих случаях предпочтительнее использование предложенной в данной работе полумостовой резонансной схемы на МОП-транзисторах.

Особенностью схемы поддержания разряда является то, что величина выходного напряжения 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 величиной выходного тока, определяемого режимом работы схемы.

В отличие от используемых полумостовых схем, в предлагаемой схеме накопительные конденсаторы шунтированы обратными диодами, что позволило эффективнее использовать коммутирующие транзисторы и избежать неконтролируемого перезаряда конденсаторов в контурах с высокой добротностью. 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 МОП-транзисторах VT_1 и VT_2 (рис. 1) получает питание от источника постоянного напряжения (на схеме не показан), шунтированного фильтровым конденсатором C_{IN} . Напряжение источника U_{IN} делится между конденсаторами C_1 и C_2 с равными емкостями $C_1 = C_2 = C$, которые шунтированы обратными диодами VD_1 и VD_2 . В диагональ моста включены дроссель L_1 и первичная обмотка трансформатора T_1 с индуктивностями намагничивания L_μ и рассеяния L_s . Вторичная обмотка трансформатора подключена к схеме удвоения напряжения, состоящей из конденсаторов C_3 , C_4 и диодов VD_3 , VD_4 . Высоковольтное напряжение U_{OUT} с выхода удвоителя через дроссель L_2 (на схеме не показан) подключено к электродам лампы.

Управление транзисторами VT_1 и VT_2 осуществляется драйвером IRS21531DS, который задает частоту работы схемы и формирует на выходах LO и HO прямоугольные импульсы напряжения с равной амплитудой и длительностью. При этом начало импульса на одном выходе сдвинуто относительно конца импульса на другом на 0,5 мкс.

Проанализируем работу схемы в режиме холостого хода (до поджига лампы), имея в виду, что транзисторы VT_1 и VT_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.

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 $u_{C1}(0) = U_{IN}$ и $u_{C2}(0) = 0$. Ток через индуктивность L_1 и первичную обмотку трансформатора в начале этапа также равен нулю: $i_L(0) = 0$.

При включенном транзисторе VT_1 происходит резонансный разряд конденсатора C_1 через индуктивность L_1 и первичную обмотку трансформатора. Напряжение на C_1 $u_{C1}(t)$ и ток через индуктивность контура $i_L(t)$ изменяются по закону

$$u_{C1}(t) = U_{IN} \cdot \cos \frac{t}{\sqrt{2LC}}, \quad (1)$$

$$i_L(t) = U_{IN} \sqrt{\frac{2C}{L}} \cdot \sin \frac{t}{\sqrt{2LC}}. \quad (2)$$

В этих выражениях $L = L_1 + L_\mu$ – суммарная индуктивность контура разряда, C – емкость конденсаторов C_1 и C_2 .

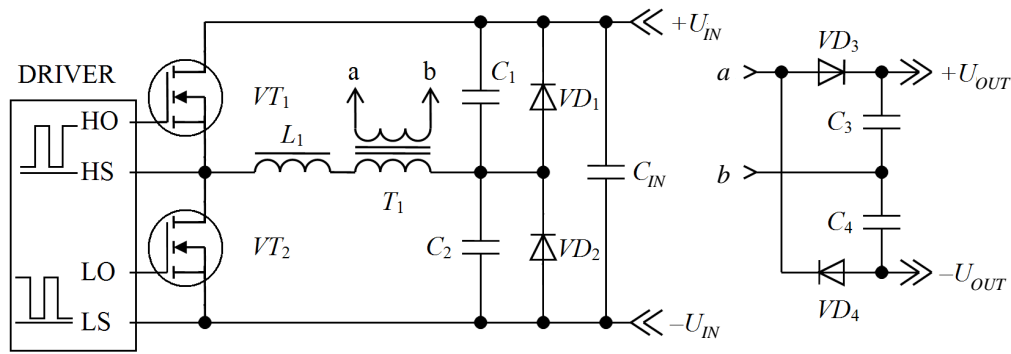


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема

Если при изменении полярности напряжения на C_1 не происходит выключения VT_1 , то диод D_1 смещается в прямом направлении, и ток i_L коммутует из цепи C_1 в цепь VD_1 . В дальнейшем этот ток замыкается в новом контуре вплоть до выключения VT_1 . После выключения VT_1 в момент $t = t_1$ происходит быстрый заряд собственной емкости транзистора VT_1 C_{VT1} до напряжения U_{IN} и разряд емкости транзистора VT_2 C_{VT2} до нуля за время

$$\Delta t = \frac{U_{IN} (C_{VT1} + C_{VT2})}{i_L(t_1)}. \quad (3)$$

В этом выражении $i_L(t_1)$ – ток через индуктивность L в момент выключения VT_1 . Если время выключения транзистора VT_1 в несколько раз меньше величины Δt в (3), то выключение VT_1 происходит при напряжении сток–исток $U_{DS} \ll U_{IN}$ и потери при выключении транзистора незначительны. При необходимости емкость $C_{VT1} + C_{VT2}$ может быть увеличена за счет подключения внешней емкости.

Как только напряжение на VT_1 достигнет величины U_{IN} , ток i_L коммутует в цепь источника питания, замыкаясь через диод VD_1 и внутренний обратный диод транзистора VT_2 . Происходит быстрый спад тока i_L до нуля со скоростью $di_L/dt = U_{IN}/L$. Если включение VT_2 произойдет до того, как i_L спадет до нуля, то этот ток продолжит замыкаться в том же контуре, но не через обратный диод транзистора VT_2 , а по цепи канала этого же транзистора. При этом напряжение на транзисторе VT_2 составит доли вольта, и коммутационные потери при включении транзистора окажутся минимальными. Если же включение VT_2 произойдет с задержкой относительно момента спада тока i_L до нуля, то к моменту включения емкость C_{VT2} успеет зарядиться до напряжения U_{IN} и коммутационные потери при включении резко возрастут.

Если выключение VT_1 происходит раньше разряда конденсатора C_1 до нуля, то первая фаза смещения VD_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 VT_1 $t = t_1$ таким образом, чтобы после его выключения напряжение на C_1 $u_{C1}(t)$ и ток через суммарную индуктивность $i_L(t)$ снизились до нуля одновременно, иными словами, чтобы одновременно выполнялись два равенства:

$$u_{C1}(t_1 + t_2) = 0, \quad i_L(t_1 + t_2) = 0, \quad (4)$$

где t_2 – интервал с момента t_1 до момента обнуления напряжения и тока. Условие (4) определяет максимально допустимую частоту коммутации схемы.

Запишем выражения $u_{C1}(t)$ и $i_L(t)$ после выключения транзистора VT_1 ($t \geq t_1$):

$$u_{C1}(t) = U_{IN} - \left\{ \sqrt{\frac{L}{2C}} i_L(t_1) \cdot \sin \frac{t}{\sqrt{2LC}} + [U_{IN} - u_{C1}(t_1)] \cdot \cos \frac{t}{\sqrt{2LC}} \right\}, \quad (5)$$

$$i_L(t) = i_L(t_1) \cdot \cos \frac{t}{\sqrt{2LC}} - [U_{IN} - u_{C1}(t_1)] \sqrt{\frac{2C}{L}} \cdot \sin \frac{t}{\sqrt{2LC}}. \quad (6)$$

Раскрывая условие (4) с учетом уравнений (1), (2), (5) и (6), найдем значение тока $i_L(t_1)$ и величины временных интервалов t_1 и t_2 , соответствующие максимальной частоте коммутации схемы:

$$i_L(t_1) = U_{IN} \sqrt{\frac{3}{2} \cdot \frac{C}{L}}, \quad (7)$$

$$t_1 = t_2 = 1,482 \sqrt{LC}. \quad (8)$$

Период коммутации, соответствующий максимальной частоте работы схемы, равен

$$T = 2(t_1 + t_2) = 5,928 \sqrt{LC}. \quad (9)$$

С помощью выражений (7)–(9) можно решить обратную задачу: по известным значениям U_{IN} , T и $i_L(t_1)$ определить параметры контура разряда L и C , соответствующие максимальной частоте коммутации:

$$L = \frac{0,207 \cdot T \cdot U_{IN}}{i_L(t_1)}, \quad (10)$$

$$C = \frac{0,138 \cdot T i_L(t_1)}{U_{IN}}. \quad (11)$$

При проектировании схемы величины U_{IN} и T , 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_Q , получим:

$$i_L(t_1) \geq \sqrt{\frac{C_{VT}}{L}} \cdot U_{IN}. \quad (12)$$

Значение тока $i_L(t_1)$, даваемое выражением (12), является минимально необходимым при выключении транзисторов. Вместе с тем, при выборе величины этого тока следует учитывать и время заряда (3) суммарной емкости транзисторов C_{VT} , которое должно быть заведомо меньше задержки включения одного транзистора относительно момента выключения другого Δt_D :

$$i_L(t_1) \geq \frac{U_{IN} \cdot C_{VT}}{\Delta t_D}.$$

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 VT_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:

$$U_{C3} = U_{C4} = \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{L_\mu}{L} \cdot U_{IN}.$$

Здесь w_1 и w_2 – числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора. Выходное напряжение схемы, прикладываемое к электродам лампы, равно их сумме.

Режим работы под нагрузкой

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

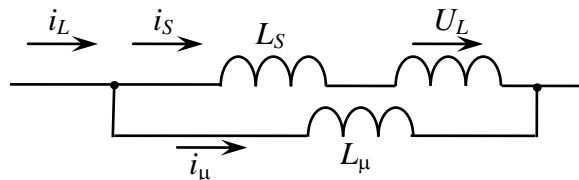


Рис. 2. Схема замещения трансформатора

В этой схеме L_μ и L_S – индуктивности намагничивания и рассеяния; $U_L = \frac{1}{2} \frac{w_1}{w_2} \cdot U_{OUT}$ – приведенное к первичной обмотке значение напряжения на нагрузке. На схеме показаны также токи: через индуктивность L_1 i_L , собственно через обмотку i_S и через индуктивность намагничивания i_μ .

Частота коммутации транзисторов VT_1 и VT_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

$L = L_1 + L_\mu$ при холостом ходе до $\bar{L} = L_1 + \frac{L_S \cdot L_\mu}{L_S + L_\mu}$ при работе под нагрузкой. Во-вторых, в контуре разря-

да 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 . Другими словами, разряд конденсатора C_1 до нуля ($t = t_1$) осуществляется раньше, чем происходит выключение транзистора VT_1 . Это означает, что при работе под нагрузкой всегда присутствует первая фаза смещения диода VD_1 в прямом направлении.

Как при анализе режима холостого хода, будем считать $u_{C1}(0) = U_{IN}$ и $u_{C2}(0) = 0$. Ток через индуктивность L_1 в начале отсчета также равен нулю $i_L(0) = 0$, а через индуктивность L_μ равен величине $i_\mu(0)$,

причем направление этого тока при $t = 0$ встречно принятому на рис. 2. Так как момент включения VT_1 относительно начала процесса не определен, то и значение $i_\mu(0)$ изначально неизвестно. Оно находится из дополнительного условия $i_\mu(0) = -i_\mu(T/2)$.

Временные зависимости $u_{C1}(t)$ и $i_L(t)$ на первом этапе процесса разряда ($0 \leq t \leq t_1$) имеют вид

$$u_{C1}(t) = \overline{U}_L + (U_{IN} - \overline{U}_L) \cdot \cos \frac{t}{\sqrt{2LC}}, \quad (13)$$

$$i_L(t) = \sqrt{\frac{2C}{L}} \cdot (U_{IN} - \overline{U}_L) \cdot \sin \frac{t}{\sqrt{2LC}}. \quad (14)$$

В этих выражениях $\overline{L} = L_1 + \frac{L_S \cdot L_\mu}{L_S + L_\mu}$, $\overline{U}_L = \frac{L_\mu}{L_S + L_\mu} \cdot U_L$.

Непосредственно из уравнений (13) и (14) находятся время снижения $u_{C1}(t)$ до нуля t_1 и значение тока $i_L(t_1)$ через индуктивность L_1 в момент $t = t_1$:

$$t_1 = \sqrt{2LC} \cdot \left(\pi - \arccos \frac{\overline{U}_L}{U_{IN} - \overline{U}_L} \right), \quad (15)$$

$$i_L(t_1) = \sqrt{\frac{2C}{L}} \cdot U_{IN} (U_{IN} - 2\overline{U}_L). \quad (16)$$

Для расчета мощности, передаваемой из первичной цепи трансформатора во вторичную, помимо зависимости $i_L(t)$ необходимо знать временные зависимости тока через обмотку $i_S(t)$ и индуктивность намагничивания $i_\mu(t)$ (рис. 2):

$$i_S(t) = i_\mu(0) + \frac{L_\mu}{L_S + L_\mu} \cdot \sqrt{\frac{2C}{L}} \cdot (U_{IN} - \overline{U}_L) \cdot \sin \frac{t}{\sqrt{2LC}} - \frac{U_L}{L_S + L_\mu} \cdot t, \quad (17)$$

$$i_\mu(t) = -i_\mu(0) + \frac{L_S}{L_S + L_\mu} \sqrt{\frac{2C}{L}} (U_{IN} - \overline{U}_L) \cdot \sin \frac{t}{\sqrt{2LC}} + \frac{U_L}{L_S + L_\mu} \cdot t.$$

На втором этапе процесса разряда $t_1 \leq t \leq t_1 + t_2$ диод VD_1 смещается в прямом направлении, и ток i_L замыкается в контуре разряда через VD_1 в направлении, встречном напряжению U_L на обмотке трансформатора. Как правило, величина U_L не превышает десятков вольт, а индуктивность \overline{L} составляет сотни микрогенри, поэтому темп спада тока на этом этапе сравнительно невелик:

$$i_L(t) = i_L(t_1) - \frac{\overline{U}_L}{L} \cdot t. \quad (18)$$

В этом выражении и во всех других, относящихся к данному этапу, начало отсчета времени производится с момента $t = t_1$.

В отличие от тока $i_L(t)$, ток через индуктивность намагничивания $i_\mu(t)$ на данном этапе растет:

$$i_\mu(t) = i_\mu(t_1) + \frac{L_1}{L} \cdot \frac{U_L}{L_S + L_\mu} \cdot t. \quad (19)$$

Следовательно, ток через обмотку $i_S(t)$, равный разности этих токов, снижается со скоростью, большей, чем $i_L(t)$:

$$i_S(t) = i_S(t_1) - \frac{\overline{U}_L}{L} \left(1 + \frac{L_1}{L_\mu} \right) \cdot t. \quad (20)$$

Значения токов (18)–(20) в конце второго этапа $i_L(t_1 + t_2)$, $i_\mu(t_1 + t_2)$ и $i_S(t_1 + t_2)$ зависят от длительности t_2 этого этапа. Величина t_2 находится из дополнительного условия и приводится ниже.

На последнем (третьем) этапе рассматриваемого процесса $t_1 + t_2 \leq t \leq t_1 + t_2 + t_3$ происходит включение транзистора VT_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:

$$i_L(t) = i_L(t_1 + t_2) - \frac{U_{IN} + U_L}{L} \cdot t. \quad (21)$$

В этом и всех последующих выражениях начало отсчета производится с момента $t = t_1 + t_2$. Начальное значение тока $i_L(t_1 + t_2)$ находится из (18) подстановкой $t = t_2$. Длительность спада тока $i_L(t)$ до нуля t_3 может быть получена из (21) и зависит от длительности интервала t_2 :

$$t_3 = \frac{\overline{L}}{U_{IN} + U_L} \left[i_L(t_1) - \frac{\overline{U}_L}{L} \cdot t_2 \right]. \quad (22)$$

Из очевидного равенства $t_1 + t_2 + t_3 = T/2$ с учетом (16) и (22) найдем длительности обоих интервалов:

$$t_2 = \left(\frac{T}{2} - t_1 \right) \frac{U_{IN} + \overline{U}_L}{U_{IN}} - \sqrt{2C\overline{L} \cdot \left(1 - \frac{2\overline{U}_L}{U_{IN}} \right)},$$

$$t_3 = \frac{\overline{L}}{U_{IN}} i_L(t_1) - \frac{\overline{U}_L}{U_{IN}} \left(\frac{T}{2} - t_1 \right).$$

Значение t_1 определено в (15).

Как уже отмечалось, для расчета мощности, передаваемой в нагрузку, нужно найти токи $i_S(t)$ и $i_\mu(t)$:

$$i_S(t) = i_S(t_1 + t_2) - \frac{1}{L_S + L_\mu} \left[U_L + \frac{L_\mu}{L} (U_{IN} + \overline{U}_L) \right] \cdot t, \quad (23)$$

$$i_\mu(t) = i_\mu(t_1 + t_2) + \frac{U_L}{L_S + L_\mu} \left(1 - \frac{L_S}{L} \frac{U_{IN} + \overline{U}_L}{U_L} \right) \cdot t.$$

Значения $i_S(t_1 + t_2)$ и $i_\mu(t_1 + t_2)$ зависят от величины $i_\mu(0)$, которая может быть определена из условия $i_\mu(0) = i_\mu(T/2)$:

$$i_\mu(0) = \frac{1}{2} \left\{ \frac{U_L}{L_S + L_\mu} \left[t_1 + \frac{L_1}{L} t_2 + \left(1 - \frac{L_S}{L} \frac{U_{IN} + \overline{U}_L}{U_L} \right) \cdot t_3 \right] + \frac{L_S}{L_S + L_\mu} \sqrt{\frac{2C}{L} U_{IN} (U_{IN} - 2\overline{U}_L)} \right\}.$$

Передача энергии в цепь нагрузки осуществляется до тех пор, пока ток $i_S(t)$ не снизится до нуля. Из (23) имеем:

$$\frac{-}{t_3} = \frac{(L_S + L_\mu) \cdot i_S(t_1 + t_2)}{U_L + \frac{L_\mu}{L} (U_{IN} + \overline{U}_L)}.$$

В этот момент диоды VD_3 и VD_4 во вторичной цепи (рис. 1) смещаются в обратном направлении.

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

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

Значения i_S в подынтегральных выражениях соответствуют трем рассмотренным этапам и даются выражениями (17), (20) и (23). После выполнения интегрирования получим

$$W = U_L \left[2CU_{IN} \frac{L_\mu}{L_S + L_\mu} - \frac{U_L}{L_S + L_\mu} \cdot \frac{t_1^2}{2} + i_\mu(0)t_1 + \frac{i_S(t_1) + i_S(t_1 + t_2)}{2} \cdot t_2 + \frac{i_S(t_1 + t_2)}{2} \cdot t_3 \right]. \quad (24)$$

Выражение в квадратных скобках, будучи деленным на $T/2$, дает средний за период ток в первичной обмотке трансформатора I_{A1} .

Запишем выражения мощности и тока в нагрузке:

$$P = 2Wf, \quad I_{OUT} = \frac{P}{U_{OUT}}.$$

Множитель 2 в выражении мощности указывает на то, что передача энергии осуществляется в оба полупериода.

При проектировании схемы значения суммарной индуктивности контура L (10) и емкости C (11) конденсаторов C_1 и C_2 определяются при анализе работы схемы в режиме холостого хода. Однако величина индуктивности 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 $2 \cdot w_2 / w_1$ раз меньше среднего тока в первичной обмотке трансформатора I_{A1} , определенного в (24), $I_{A1} = \frac{2w_2}{w_1} I_{SC}$. Раскрывая выражение I_{A1}

с учетом того, что в режиме короткого замыкания $U_L = 0$, получим:

$$\overline{L} = \frac{T^2}{8C} \left(\frac{L_S + L_\mu}{L_\mu} \cdot \frac{I_{SC} T}{CU_{IN}} + \frac{\pi - 1}{2} \right)^{-2}.$$

По результатам анализа может быть построена вольт-амперная характеристика источника и определен на ней рабочий участок, в пределах которого схема ведет себя как источник тока.

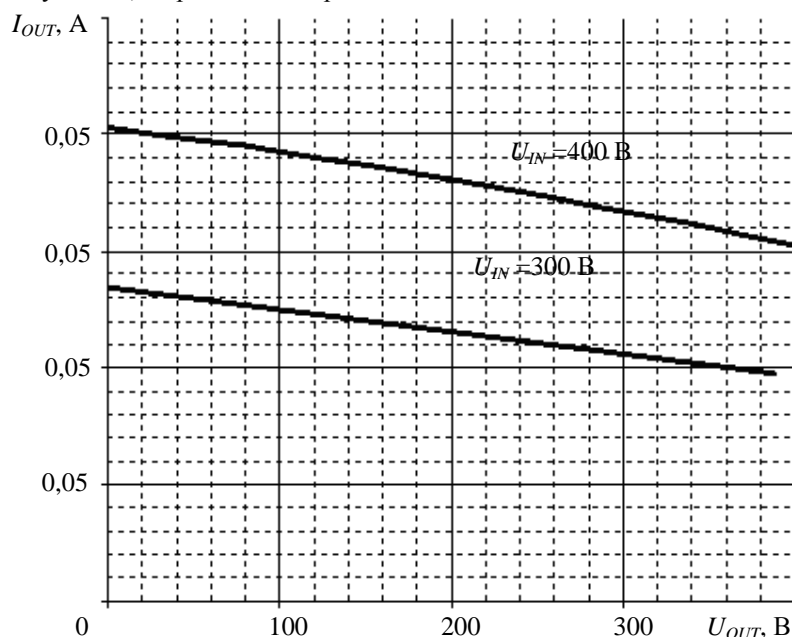


Рис. 3. Вольт-амперные характеристики источника

На рис. 3 приведены выходные вольт-амперные характеристики источника, рассчитанные в рамках предложенной модели, при двух значениях напряжения источника U_{IN} : 300 В и 400 В. Остальные параметры схемы и режима приняты следующими: $C_1 = C_2 = C = 2,2 \cdot 10^{-9}$ Ф; $L = 1,3 \cdot 10^{-3}$ Гн; $w_2/w_1 = 2$, $f = 100$ кГц, $L_S = 0,06 \cdot 10^{-3}$ Гн. Индуктивности намагничивания трансформатора L_{μ} и дросселя L_1 при $U = 300$ В составили $L_{\mu} = 0,7 \cdot 10^{-3}$ Гн; $L_1 = 0,6 \cdot 10^{-3}$ Гн, а при $U = 400$ В $L_{\mu} = 0,9 \cdot 10^{-3}$ Гн; $L_1 = 0,4 \cdot 10^{-3}$ Гн.

Как следует из рисунка, во всем диапазоне изменения выходного напряжения 0–400 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.

Заключение

1. Предложена схема поддержания разряда в лампах накачки твердотельных лазеров, обеспечивающая 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. Предложена 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. По результатам моделирования построена вольт-амперная характеристика источника. Показано, что она близка к характеристике источника тока.

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

Литература

Л. Тогатов В.В., Гнатюк П.А. Высоочастотный разрядный модуль для питания ламп накачки твердотельных лазеров // Приборы и техника эксперимента. – 2003. – № 5. – С. 89–95.

- Тогатов Вячеслав Вячеславович** – Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, доктор технических наук, профессор, v.togatov@mail.ru
- Соложина Елена Михайловна** – Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, студент, elena.solojina@yandex.ru
- Сидоров Ростислав Алексеевич** – Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, студент, girmpo@yandex.ru