

Расчет с помощью SPICE демпфирующих цепочек

для транзисторных ключей преобразователей напряжения

Сложность коммутационных процессов в силовых транзисторных ключах преобразователей напряжения не позволяет рассчитывать аналитически демпфирующие цепи для этих ключей. В статье рассмотрены примеры расчета номиналов компонентов демпфирующих цепей с применением пакета Pspice.

**Борис Глебов,
к. т. н.
Алексей Лебедев**

alexexi@netmap.ru

**Игорь Недолужко,
к. т. н.**

NedoluzhkoG@mpei.ru

Демпфирующие цепи (ДЦ) или, как их еще называют, цепи формирования траектории рабочей точки (ЦФТРТ) служат для формирования траектории рабочей точки силового транзистора внутри его области безопасной работы (ОБР) и для уменьшения коммутационных потерь в транзисторах. Различные конфигурации этих цепочек и их работа описаны в литературе [1, 2, 3]. При этом или ничего не говорится о расчете номиналов компонентов цепочек (параметрическом синтезе), или даются формулы, полученные при предположении, что времена нарастания и спада тока транзистора постоянны [1], однако для МДП-транзисторов это не соответствует действительности (см. дальше). Сложность коммутационных процессов в транзисторных ключах преобразователей напряжения (ПН) и влияние на них паразитных параметров не позволяют рассчитать параметры ДЦ аналитически. В Pspice имеется возможность проведения многовариантного анализа (моделирования) при изменении параметров схемы.

Перед расчетом ДЦ кратко рассмотрим коммутационные процессы в ПН. Во всех основных типах ПН (понижающем ПН1, повышающем ПН2, инвертирующем ПН3 и соответствующих типах с трансформаторами) происходит коммутация тока дросселя из диода в транзистор и обратно, при этом коммутационные процессы идут практически одинаково. Поэтому ограничимся рассмотрением процессов в ПН повышающего типа (рис. 1), как это

сделано в [1–3]. Будем считать, что ПН работает в режиме непрерывного тока (РНТ) дросселя, а напряжение на выходе стабилизировано схемой управления. В установившемся режиме ток дросселя на периоде коммутации изменяется практически линейно от минимального значения до максимального и обратно. При анализе и моделировании схемы это легко можно учесть, однако будем считать ток дросселя постоянным, чему соответствует включение транзистора на максимальный ток. При таких допущениях для анализа коммутационных процессов нагрузку можно представить источником постоянного напряжения V_0 , а дроссель — источником постоянного тока I_{dr} . Напомним, что в установившемся режиме для ПН2 справедливы соотношения $U_0 = V_s/(1-D)$; $U_0/R_n = I_{dr} \times (1-D)$, где $D = T_i/T$ — относительное время включенного состояния транзистора. Методика определения параметров ДЦ, которая будет рассмотрена далее, применима для любых типов диодов: Шоттки (ШД), биполярных (БД) — и транзисторов: биполярных (БТ), полевых (МДПТ), биполярных с индуцированным затвором (БТИЗ), хотя коммутационные процессы у них могут существенно различаться. Для определенности и простоты далее будут рассматриваться схемы на БД типа MR826 и МДПТ типа IRFP460 с использованием их встроенных в Pspice библиотечных моделей, хотя для более точного моделирования нужно применять модифицированные Pspice-модели [5] или взятые с сайтов фирм-изготовителей. Схема ПН2 с двумя ДЦ для моделирования на Pspice приведена на рис. 1 (источник нулевой э. д. с. V_t используется как датчик тока). Эти ДЦ подробно описаны в литературе [1 и 2] и будут учтены позже. Параметры схемы $T = 10$ мкс, $D = 0,5$, $I_{dr} = 5$ А, $V_0 = 400$ В, $V_g = 10$ В, $R_g = 20$ Ом, $T_{rg} = T_{fg} = 10$ нс (времена нарастания и спада V_g).

Рассмотрим сначала процесс переключения транзистора без ДЦ (ДЦ L, R1 на рис. 2 закорочена, а ДЦ C, Rс отсоединена) и без учета паразитных индуктивностей выводов. После поступления на вход управляющего импульса начинается этап задержки включения, во время которого транзистор находится

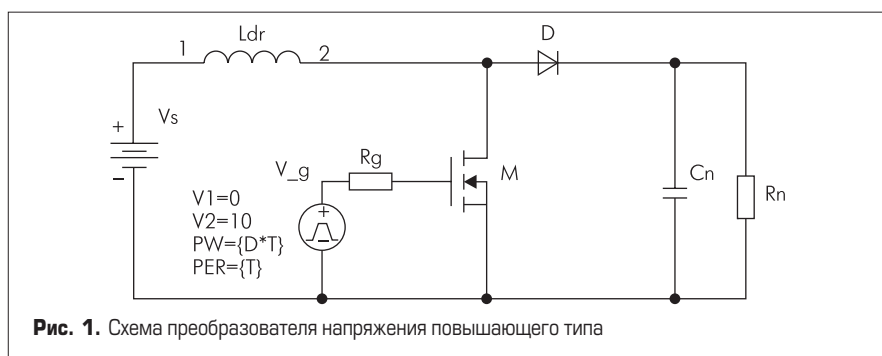


Рис. 1. Схема преобразователя напряжения повышающего типа

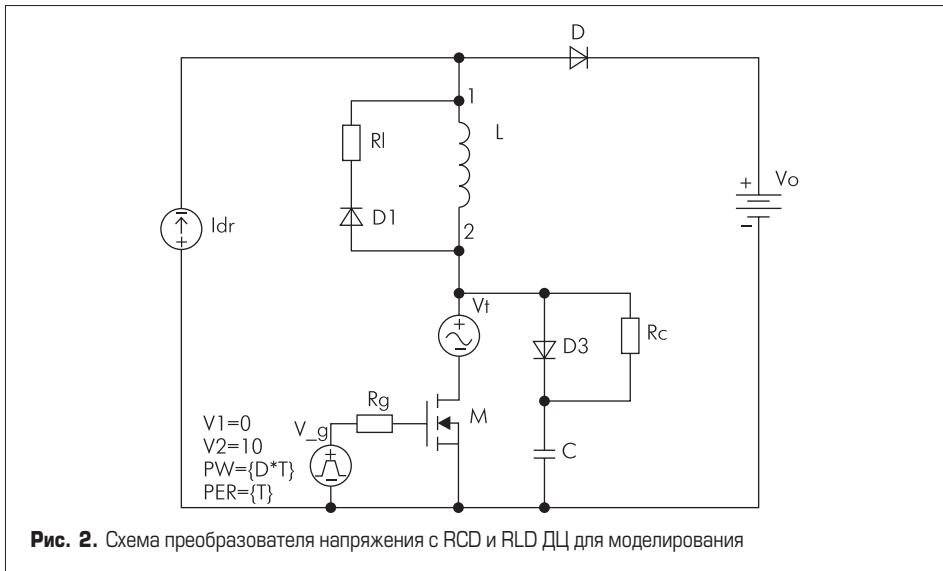


Рис. 2. Схема преобразователя напряжения с RCD и RLD ДЦ для моделирования

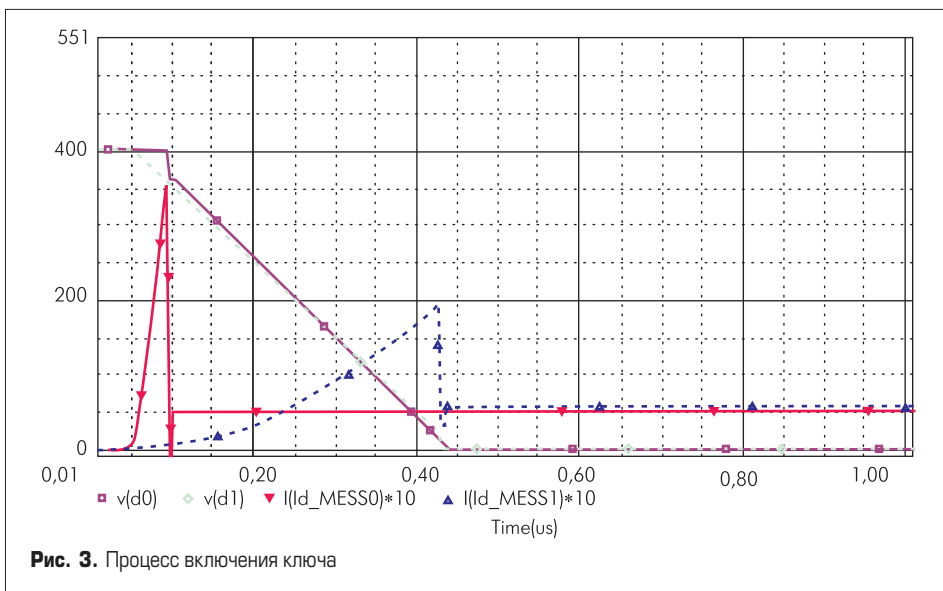


Рис. 3. Процесс включения ключа

в отсечке, а его входная емкость заряжается до напряжения порога (параметр МДПТ), ток стока практически равен нулю (рис. 3). Далее транзистор переходит в активную нормальную область и начинается этап нарастания тока стока. Ток диода уменьшается и становится отрицательным, ток стока при этом превышает I_{dr} . На этом этапе включения в транзисторе выделяется максимальная мощность. Этап заканчивается, когда диод переходит в область отсечки. На следующем третьем этапе (спада напряжения стока) ток диода падает до нуля, ток стока до I_{dr} , напряжение стока практически до нуля. Этап заканчивается, когда транзистор попадает в насыщение. На последнем (четвертом) этапе включения входная емкость заряжается до V_g , транзистор находится в насыщении.

При выключении после окончания входного импульса начинается этап задержки выключения, на котором транзистор находится в насыщении, напряжение на затворе падает до напряжения удержания, ток стока не изменяется (рис. 4). Этап заканчивается, когда транзистор переходит в активную область. На втором этапе выключения транзистор находится в активной области, напряжение стока растет, ток стока уменьшается. На этом этапе в транзисторе рассеивается максимальная

мощность. Этап заканчивается, когда напряжение стока достигает напряжения нагрузки и транзистор переходит в область отсечки.

Длительность каждого этапа и коммутационные потери определяются параметрами транзистора и схемы, а длительность второго этапа включения и амплитуда выброса тока стока — еще и параметрами диода. Коммутационные

потери характеризуются энергией включения E_{on} , энергией выключения E_{off} и общей энергией переключения $E_{ts} = E_{on} + E_{off}$ (их значения приводятся в справочных данных на транзисторы для определенных условий переключения). При моделировании на Pspice они вычисляются в программе Probe путем интегрирования $s(I(Vt) \times V(2))$ на этапе от нуля до $D \times T$ для E_{on} и от нуля до T для E_{ts} (см. верхние траектории на рис. 5 и 6). Для данной схемы E_{on} увеличивается от 0,63 до 1,4 мДж, а E_{ts} — от 0,676 до 2,5 мДж при изменении R_g от 1 до 40 Ом. Отсюда для получения малых значений энергии переключения (особенно E_{off}), если позволяет ток драйвера, следует брать малые значения R_g (далее всюду $R_g = 20$ Ом).

Рассмотрим теперь влияние ДЦ на процессы коммутации. Заметим, что любая ДЦ, уменьшающая потери в транзисторе, искажает форму тока ключа и напряжение на нем, а также его регулировочную характеристику. ДЦ типа LRD (рис. 2) применяется для уменьшения потерь при включении транзистора. Диаграммы тока и напряжения стока показаны на рис. 3 пунктиром ($L = 2$ мкГн, $R_l = 10$ Ом). С увеличением индуктивности уменьшаются скорость нарастания тока, амплитуда выброса тока и энергия включения. Сопротивление R_l необходимо для вывода энергии из L за время минимальной паузы $T \times (1 - D_{max})$.

Максимальная амплитуда выброса напряжения на стоке $I_{dr} \times R_l$ после окончания импульса может быть важна для низковольтных схем. Ввиду сложности процесса коммутации аналитический расчет параметров ДЦ невозможен. Поэтому предлагается следующая методика. В программе Pspice вводятся как параметры значения T , D , L и

$$.Param Rl = \{5 \times L / (T \times (1 - D))\}.$$

Для выбора оптимального значения индуктивности задается диапазон изменения параметра L от минимального значения 0,1 мкГн до максимального 5,1 мкГн с шагом 1 мкГн:

.step Param L 0.1u 5.1u 1u.

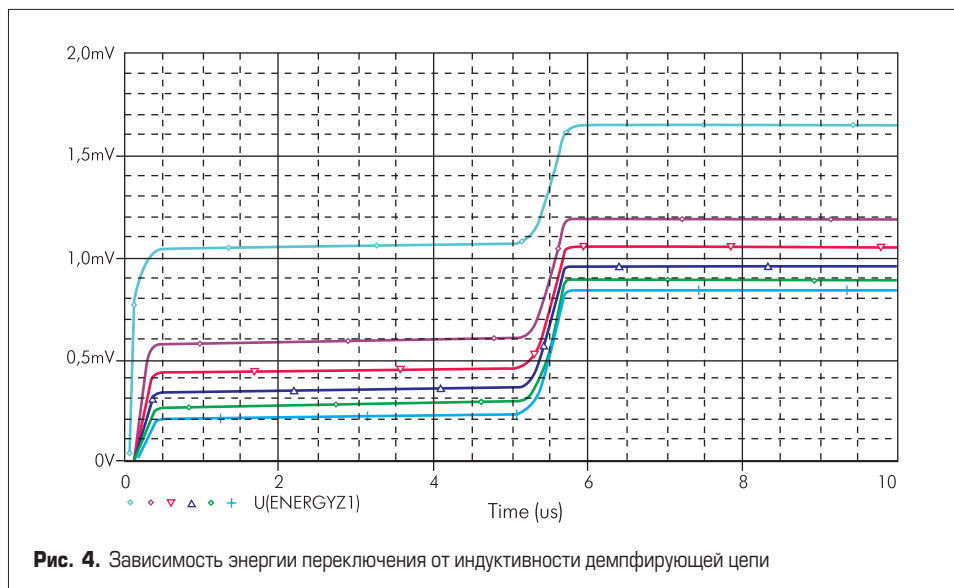
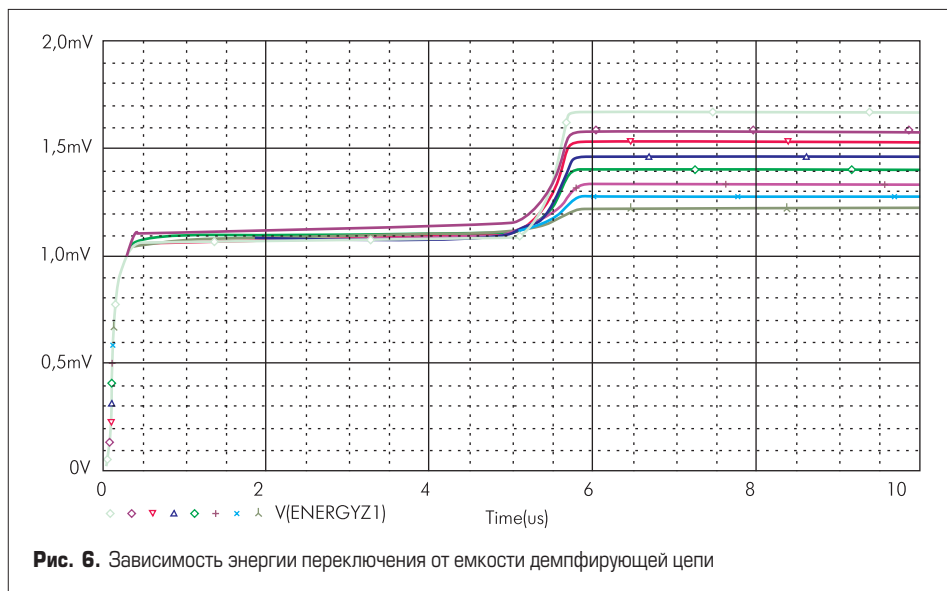
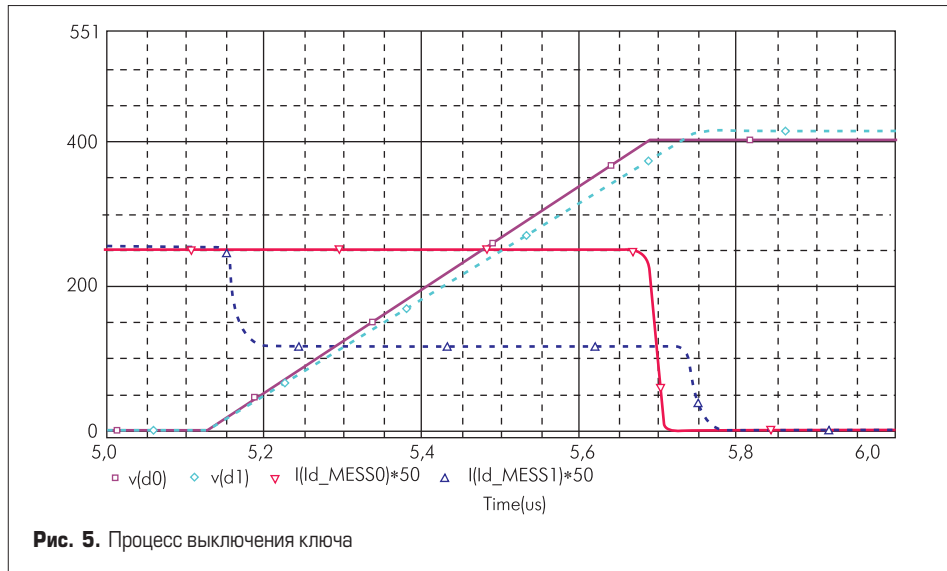


Рис. 4. Зависимость энергии переключения от индуктивности демпфирующей цепи



После этого проводится многовариантный анализ переходного процесса на периоде T . Результаты выводятся в Probe в виде макроса $E = s(I(Vt) \times V(2))$ (см. рис. 4). Значения E_{on} считываются в момент $D \times T = 5$ мкс. Видно, что по мере увеличения L энергия E_{on} сначала существенно уменьшается, но при $L = (4-5)$ мкГн спад E_{on} практически прекращается. Это и есть оптимальное значение L . При желании результаты можно распечатать в выходном файле и построить зависимость $E_{on}(L)$. Аналогично можно вычислить энергию потерь в ДЦ и во всем ключе $E_{tot} = s(I_{dr} \times v(1) - I(d) \times V_o)$. Такая цепочка снижает E_{on} и при использовании диода Шоттки ($T_t = 0$) в качестве силового: при изменении L в том же диапазоне E_{on} уменьшается с 0,23 до 0,08 мДж.

ДЦ типа CRD (рис. 2, цепочка LRD закорочена) применяется для уменьшения потерь при выключении транзистора. Диаграммы тока и напряжения стока показаны на рис. 5 пунктиром ($C = 2$ нФ, $R_c = 500$ Ом). Уменьшение потерь происходит в основном за счет снижения тока стока на втором этапе выключения. Так как аналитический расчет параметров ДЦ затруднителен, то предлагается следующая методика. В программе Pspice вводятся как параметры значения T , D , L

и $R_c = \{T \times D_{min} / (5 \times C)\}$ (из условия разряда емкости на этапе импульса). Далее проводится многовариантный расчет переходного процесса при изменении емкости с минимального значения 0,1 нФ до максимального 5,1 нФ с шагом 1 нФ. Результаты выводятся в Probe в виде макроса $E = s(I(Vt) \times V(2))$ (рис. 6). Значения E_{on} считываются в момент $D \times T = 5$ мкс, а значения E_{ts} — в момент T . При этом $E_{off} = E_{ts} - E_{on}$. Видно, что по мере увеличения C энергия E_{off} существенно

уменьшается, уменьшается также E_{ts} , а E_{on} немного растет. Растет также E_{tot} (здесь не показано) с 1,69 до 1,74 мДж при $C = 5$ нФ. Оптимальным является значение емкости около 5 нФ.

Параметры ДЦ для схемы с двумя цепочками (рис. 2) выбираются аналогично. При тех же значениях емкости и индуктивности получено $E_{on} = 0,276$ мДж, $E_{ts} = 0,5$ мДж, $E_{tot} = 1,3$ мДж.

Недостатком цепей с выводом энергии в резисторы являются сравнительно большие потери в этих резисторах. Для уменьшения потерь применяются ДЦ без резистивных элементов с выводом энергии в транзистор или в нагрузку.

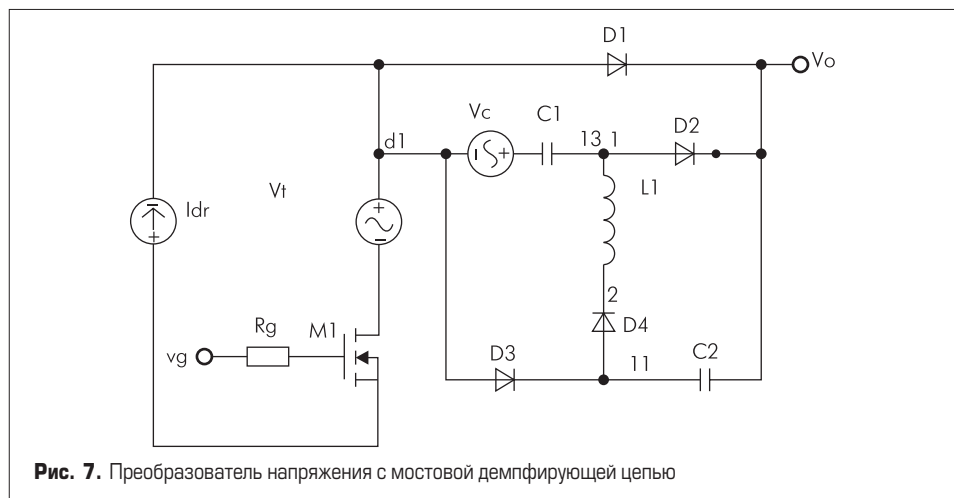
Демпфирующая цепь, уменьшающая потери при включении, рассмотрена в работе В. И. Мелешина [3]. Здесь рассмотрим более подробно мостовую ДЦ, представленную на рис. 7 [6]. Когда транзистор закрыт, оба конденсатора ($C1 = C2$) разряжены (напряжение на транзисторе V_o). После отпирания транзистора открывается диод $D4$ и создается последовательный колебательный контур $C2-D4-L1-C1$.

Конденсаторы заряжаются по синусоидальному закону, каждый до напряжения V_o , амплитуда и длительность тока заряда составляют соответственно:

$$I_{cmax} = \frac{V_o}{\sqrt{2 \times \frac{L1}{C1}}} \quad T_{ct} = p \times \sqrt{\frac{L1 \times C1}{2}}$$

После этого диод $D4$ запирается, и напряжение на емкостях сохраняется до конца включенного состояния транзистора. После окончания управляющего импульса транзистор начинает закрываться при постоянном токе I_{dr} ($D1$ — закрыт). Часть тока дросселя ответвляется в $C1$ и $C2$, уменьшая ток стока транзистора и скорость нарастания напряжения на стоке, тем самым сокращая потери при выключении. За время паузы конденсаторы $C1$ и $C2$ должны полностью разрядиться, то есть напряжение на стоке транзистора должно дорасти до V_o .

Для нормальной работы цепи необходимо, чтобы $T_{ct} < D_{min} \times T$. Рассчитать аналитически значения параметров цепи ввиду



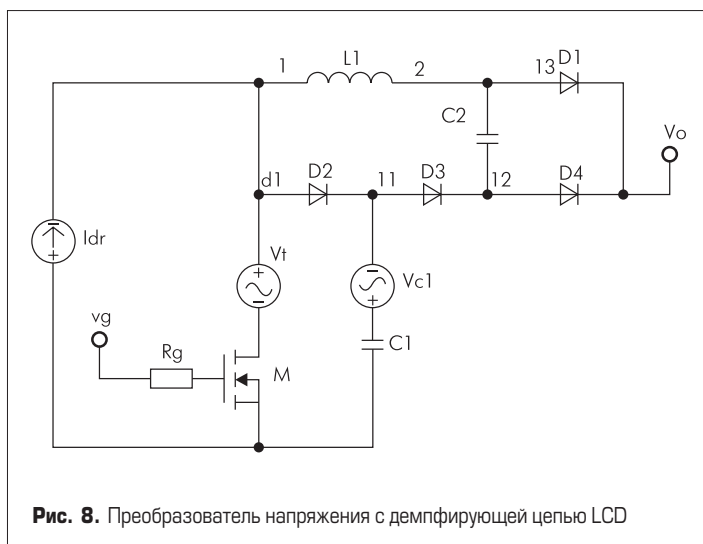


Рис. 8. Преобразователь напряжения с демпфирующей цепью LCD

сложности коммутационных процессов затруднительно. Поэтому для их определения предлагается следующая методика. В программе Pspice вводятся как параметры значения T , D , $C1$ и с двойным запасом по времени $L = \{(D_{\min} \times T) \times 2 / (3,14 \times 3,14 \times C1)\}$ (из условия заряда емкости на этапе импульса). Далее проводится многовариантный расчет переходного процесса при изменении емкости с минимального значения 2 нФ до максимального 10 нФ с шагом 2 нФ. Результаты выводятся в Probe в виде макроса $E = s(I(Vt) \times V(d1))$ (см. рис. 4). Видно, что по мере увеличения $C1$ энергия E_{off} сначала существенно уменьшается, но при $C1 = (8-10)$ нФ спад E_{off} практически прекращается. Это и есть оптимальное значение $C1$, при этом $L = 250$ мДж, E_{off} уменьшается с 1,11 до 0,096 мДж.

Заметим, что здесь $D_{\min} = 0,5$, при этом $I_{\text{стах}} = 1,73$ А и увеличение $E_{\text{оп}}$ сравнительно мало. При меньших значениях D_{\min} соответственно уменьшается L , растет $I_{\text{стах}}$ и существенно растет $E_{\text{оп}}$.

Такую цепь целесообразно применять при использовании диодов Шоттки, при которых $E_{\text{оп}}$ мало.

На рис. 8 изображена цепочка с отдачей энергии в нагрузку, которая позволяет уменьшать энергию включения и энергию выключения. Подробно работа цепи описана в работе [2]. Если выбрать $C1 = C2$, то даже если связь между L и C неизвестна, возможен расчет с помощью последовательного многовариантного анализа. Значение емкости $C1 = C2$ берем равным значению емкости для схемы с RC-цепью (5 нФ), проводим многовариантный анализ при изменении $L1$ от 2 до 10 мкГн с шагом 2 мкГн. При $L1 = 8$ мкГн получаем $E_{\text{ts}} = 0,25$ мДж, $E_{\text{tot}} = 0,4$ мДж.

Следует отметить, что в этой цепи наблюдаются нежелательные колебательные процессы и для их уменьшения приходится шунтировать индуктивность высокоомным сопротивлением (1 кОм). Потери в сопротивлении сравнимы с потерями в транзисторе, несмотря на это, общие потери E_{tot} в этой схеме значительно меньше, чем в ДЦ RCD.

Предложенная методика расчетов номиналов компонентов ДЦ имеет общий характер и применима для схем разного типа ПН с ключами на БТ, МДПТ и БТИЗ.

Литература

1. Уильямс Б. Силовая электроника. Приборы, применение, управление. Справочное пособие / Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1993.
2. Транзисторные преобразователи электрической энергии / Под ред. А. В. Лукина и Г. М. Малышкова. М.: Изд-во МАИ. 2001.
3. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005.
4. Разевиг В. Д. Система проектирования OrCAD 9.2. М.: Солон-Р, 2001.
5. Лебедев А. Г., Недолужко И. Г. Усовершенствованные Pspice модели мощных диодов и МДП-транзисторов и определение их параметров // Практическая силовая электроника. Вып. 11. 2003. МПП-Ирбис.
6. Глебов Б. А. Бесконтактное коммутационное устройство. А. с. СССР № 1122562, кл. Н 03 К 17/64. 1984. Бюл. № 33.