

Рассмотрение лавинных процессов в транзисторах серии CoolMOS™

при их использовании в импульсных источниках электропитания. Часть 2

Перевод:
Наджим Хамзин

penta7@rambler.ru

Устойчивость транзистора CoolMOS™ к лавинному процессу

Как и обычные MOSFET, транзисторы CoolMOS™ устойчивы к лавинному процессу. Но по некоторым характеристикам они отличаются от обычных транзисторов MOSFET благодаря необычной структуре дрейфовой области, которая обеспечивает пятикратное уменьшение сопротивления кристалла в открытом состоянии для транзисторов на 600 В. На рис. 12 показано типичное напряжение лавинного пробоя в зависимости от температуры и плотности тока для CoolMOS™ транзисторов на 600 В. Здесь температурный коэффициент напряжения лавинного пробоя более явно выражен, а динамическое выходное сопротивление выше, в результате чего напряжение лавинного пробоя растет с увеличением температуры и увеличением тока. Это может быть выгодным с точки зрения практической реализации, так как приводит к более быстрому восстановлению дросселя, участвующего в формировании лавинного процесса. На рис. 13 показана наиболее неблагоприятная характеристика напряжения пробоя транзистора $V_{(BR)DSS}$ в зависимости от температуры перехода. При 100 °С минимальное напряжение лавинного пробоя превышает значение 640 В, а при 150 °С — превышает 670 В.

CoolMOS™ транзисторы включают в себя ряд технологий, позволяющих обеспечить высокий уровень устойчивости при лавинных пробоях. Критический ток при пробоях повышается до очень высоких зна-

чений благодаря конструкции канала, как в транзисторах NPT IGBT и SFET. Данная конструкция минимизирует длину канала, что приводит к очень низкому эффективному сопротивлению базы для паразитной структуры биполярного транзистора — тем самым практически устраняется возможность возникновения электрического потенциала V_{BE} , достаточного для включения паразитного транзистора. Такой подход оптимизирует и устойчивость к лавинным пробоям и броскам тока di/dt в момент коммутации. Характеристика CoolMOS™ транзисторов дополнительно улучшена технологией производства тонкой подложки, разработанной фирмой Infineon для IGBT. Эта технология позволяет производить кристаллы для транзисторов CoolMOS™ толщиной всего 220 мкм, что в 3 раза меньше толщины обычных мощных силовых MOSFET-транзисторов. Уменьшение толщины существенно улучшает тепловое сопротивление между эпитаксиальным слоем, выделяющим тепло, и корпусом.

Как же будет выглядеть сравнительная картина транзисторов CoolMOS™ и обычных транзисторов MOSFET, устойчивых к лавинным пробоям? В таблице 2 сравниваются некоторые характеристики стандартных промышленных образцов (с наибольшим кристаллом, используемым в корпусе TO-247) с SPP20N60 в корпусе TO-220 — CoolMOS™ транзистором с тем же номинальным током в меньшем корпусе. В данном CoolMOS™ транзисторе используется

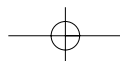
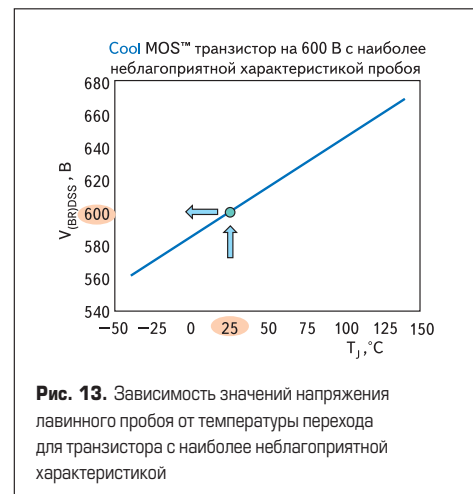
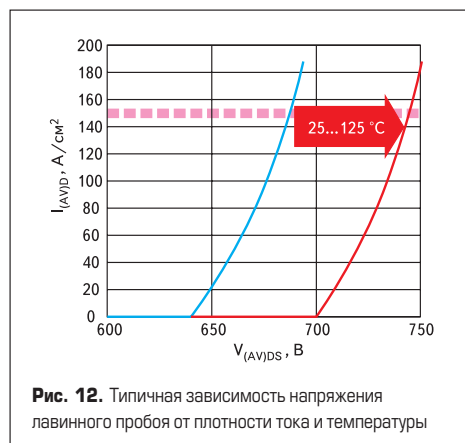


Таблица 2. Сравнение характеристик промышленных образцов стандарта Nex 5 TO-247 и CoolMOS™ SPP20N60

| Параметры | IRFP460LC | IRFPC60LC | SPP20N60 |
|----------------------------------|-----------|-----------|----------|
| V_{DSS} , В | 500 | 600 | 600 |
| $R_{DS(on)}$, Ом | 0,27 | 0,4 | 0,19 |
| I_D | 20 | 16 | 20 |
| $S_{кристалл}$, мм ² | 59 | 59 | 25,7 |
| R_{thJC} , К/Вт | 0,45 | 0,45 | 0,6 |
| I_{AR} , А | 20 | 16 | 20 |

кремниевый кристалл величиной немногим более половины кристалла в корпусе TO-247. Самые лучшие характеристики выделены светло-зеленым фоном. Почему здесь для сравнения с CoolMOS™ приведены два стандартных промышленных компонента вместо одного? Эти сравнительные характеристики означают, что SPP20N60 предлагает допустимую нагрузку по току, сопоставимую с 500-вольтовыми транзисторами (IRFP460LC). При этом в SPP20N60 достигнуто более низкое значение мощности рассеяния благодаря снижению значению $R_{DS(on)}$. При этом сохраняется уровень напряжения пробоя 600 В, а импульсное значение тока лавинного пробоя равно току транзистора на 500 В, и выше, чем у конкурирующих транзисторов на 600 В (IRFPC60LC).

Из рассмотренных топологий источников электропитания наиболее напряженным лавинным режимом обладает прерывистый режим обратного преобразователя с треугольной формой сигнала тока, имеющий почти в 2 раза большее соотношение импульсного и среднеквадратического значений, чем у прямоходного преобразователя в непрерывном режиме с импульсами тока при отключении транзисторов. Требования к импульсному значению тока для различных уровней выходной мощности можно увидеть во 2-й строке таблицы 3, наряду с расчетными конструктивными характеристиками трансформаторов для рабочих частот от 60 до 200 кГц, включая индуктивность первичной обмотки и расчетную индуктивность рассеяния для типовых недорогих схемотехнических решений. При совместном рассмотрении информации по конструкции трансформатора и характеристик лавинного процесса транзисторов можно увидеть проблему, требующую первоочередного решения.

В таблице 4 показаны параметры лавинного процесса для SPP20N60 из справочных данных. Для большинства транзисторов MOSFET максимальный допустимый повторяющийся ток стока во время лавинного процесса равен номинальному току MOSFET. Коэффициент формы тока обратного преобразователя требует соотнесения максимального импульсного тока при отключении со среднеквадратическим значением тока. Таким образом, в принципе желательно знать максимально возможные значения E_{AR} и I_{AR} . На практике учет тепловых соотношений может ограничить реальную значимость максимальных характеристик.

Справочные данные на лавинный процесс хотя и соответствуют промышленным требованиям, не являются для разработчика очень полезным инструментом для оценки истин-

Таблица 3. Типовые параметры конструкции трансформатора для обратного преобразователя в прерывистом режиме, различающиеся по мощности и частоте

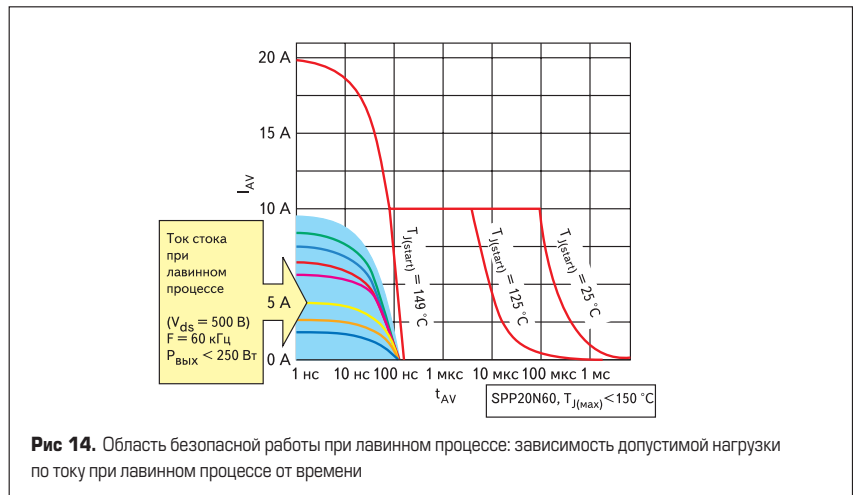
| F, кГц | P _{вых} , Вт | | | | | | | | | | | |
|---------------------|---------------------------|----------|-------|-------|----------|-------|------|-----------|------|------|-----------|------|
| | | 19 | 30 | 50 | 75 | 100 | 125 | 150 | 175 | 200 | 225 | 250 |
| 60 | I_{Dmax} , А | 0,7 | 1,1 | 1,9 | 2,8 | 3,8 | 4,7 | 5,7 | 6,6 | 7,6 | 8,5 | 9,5 |
| | $L_{первич}$, мкГн | 1527 | 967 | 580 | 387 | 290 | 232 | 193 | 166 | 145 | 129 | 116 |
| | 3% от $L_{первич}$, мкГн | 45,81 | 29,02 | 17,41 | 11,61 | 8,71 | 6,96 | 5,80 | 4,97 | 4,35 | 3,87 | 3,48 |
| 75 | $L_{монтаж}$, мкГн | 49,13 | 33,41 | 17,42 | 13,19 | 10,66 | 9,12 | 8,03 | 2,62 | 2,43 | 2,23 | 2,03 |
| | $L_{первич}$, мкГн | 1222 | 774 | 464 | 309 | 232 | 186 | 155 | 133 | 116 | 103 | 93 |
| | 3% от $L_{первич}$, мкГн | 36,65 | 23,21 | 13,92 | 9,29 | 6,96 | 5,57 | 4,64 | 3,98 | 3,48 | 3,10 | 2,79 |
| 100 | $L_{монтаж}$, мкГн | 39,01 | 27,06 | 17,54 | 10,42 | 8,58 | 7,15 | 6,59 | 5,54 | 1,84 | 1,71 | 1,77 |
| | $L_{первич}$, мкГн | 916 | 580 | 348 | 232 | 174 | 139 | 116 | 99 | 87 | 77 | 70 |
| | 3% от $L_{первич}$, мкГн | 27,50 | 17,41 | 10,45 | 6,96 | 5,22 | 4,18 | 3,48 | 2,98 | 2,61 | 2,32 | 2,09 |
| 125 | $L_{монтаж}$, мкГн | 25,80 | 20,07 | 13,36 | 7,98 | 6,31 | 5,43 | 4,90 | 4,34 | 3,77 | 3,54 | 3,31 |
| | $L_{первич}$, мкГн | 733 | 464 | 279 | 186 | 139 | 111 | 93 | 80 | 70 | 62 | 56 |
| | 3% от $L_{первич}$, мкГн | 21,99 | 13,93 | 8,36 | 5,57 | 4,18 | 3,34 | 2,79 | 2,39 | 2,09 | 1,86 | 1,67 |
| 150 | $L_{монтаж}$, мкГн | 20,45 | 15,79 | 10,72 | 7,81 | 5,11 | 4,29 | 3,79 | 3,62 | 3,08 | 2,87 | 2,65 |
| | $L_{первич}$, мкГн | 611 | 387 | 232 | 155 | 116 | 93 | 77 | 66 | 58 | 52 | 46 |
| | 3% от $L_{первич}$, мкГн | 18,33 | 11,61 | 6,96 | 4,64 | 3,48 | 2,79 | 2,32 | 1,99 | 1,74 | 1,55 | 1,39 |
| 175 | $L_{монтаж}$, мкГн | 17,42 | 12,09 | 8,82 | 6,52 | 5,38 | 3,60 | 3,14 | 2,96 | 2,77 | 2,56 | 2,34 |
| | $L_{первич}$, мкГн | 524 | 332 | 199 | 133 | 99 | 80 | 66 | 57 | 50 | 44 | 40 |
| | 3% от $L_{первич}$, мкГн | 15,71 | 9,95 | 5,97 | 3,98 | 2,98 | 2,39 | 1,99 | 1,71 | 1,49 | 1,33 | 1,19 |
| 200 | $L_{монтаж}$, мкГн | 14,64 | 10,16 | 7,51 | 5,73 | 4,64 | 3,28 | 2,83 | 2,37 | 2,19 | 1,99 | 2,06 |
| | $L_{первич}$, мкГн | 458 | 290 | 174 | 116 | 87 | 70 | 58 | 50 | 44 | 39 | 35 |
| | 3% от $L_{первич}$, мкГн | 13,74 | 8,71 | 5,22 | 3,48 | 2,61 | 2,09 | 1,74 | 1,49 | 1,31 | 1,16 | 1,05 |
| $L_{монтаж}$, мкГн | 13,09 | 8,82 | 6,70 | 5,00 | 3,95 | 3,21 | 2,54 | 2,10 | 1,92 | 1,74 | 1,79 | |
| Тип сердечника | | E20/10/6 | | | E25/13/7 | | | E36/18/11 | | | E42/21/15 | |

Таблица 4. Спецификация лавинного процесса из справочных данных на SPP20N60

| Наименование | Величина |
|---|----------|
| Энергия лавинного процесса E_{AS} , одиночный импульс, $I_D = 10$ А, $V_{DS} = 50$ В (мДж) | 690 |
| Энергия лавинного процесса при повторяющихся импульсах E_{AR} , ограниченная температурой кристалла $I_D = 20$ А, $V_{DS} = 50$ В (мДж) | 1 |
| Ток лавинного процесса при повторяющихся импульсах I_{AR} , ограниченный температурой кристалла (А) | 20 |

ной нагрузки, оказываемой лавинным процессом в конкретной проектируемой схеме при различных вариациях напряжения или тока и времени лавинного процесса. В результате разработчик может испытывать некоторые трудности, если решит изучить, как повторяющийся лавинный процесс влияет на работу его схемы с учетом всех аспектов лавинного процесса и термической стойкости. По этой

причине мы предлагаем применять диаграмму области безопасной работы с учетом лавинного процесса, которая может использоваться для оценки режима одиночного и повторяющегося импульса и связать их с некоторыми аспектами изменения временных параметров для любого транзистора. Типичный пример приведен на рис. 14. Данная характеристика ОБР включает информацию как о характеристике энергии повторяющегося лавинного процесса (E_{AR}), что показано в зоне под кривой для первых нескольких сотен наносекунд, так и о полной характеристике одиночного импульса (E_{AS}), описанной характеристикой, расширенной до 1 мс. Траектория рабочей точки транзистора при лавинном процессе в координатах тока и времени должна оставаться ниже границы раздела этой характеристики ОБР как для режима одиночного импульса, так и для повторяющегося режима. Максимальное значение I_{AR}



определяется пиковым током левой части характеристики, при условии, что зависимость тока от времени находится ниже линии границы, указанной на графике ОБР. Кроме того, при повторяющемся режиме общее рассеяние мощности и результирующее повышение температуры перехода, в совокупности с другими потерями мощности, не должны приводить к импульсному повышению температуры перехода выше 150 °С.

Один из подходов по использованию стандартных параметров лавинного процесса состоит в том, чтобы вычислить повторяющуюся энергию лавинного процесса для фактической индуктивности рассеяния трансформатора и проверить ее значение с помощью комбинации напряжения электропитания и индуктивности рассеяния, которая ограничена нагрузочной прямой для удельного тока при отключении транзистора. На рис. 15 приведен график, использующий данный подход, с диапазоном импульсных значений тока при отключении транзистора SPP20N60 от 10 А до 20 А и характеристикой катушки индуктивности одиночного импульса (для сравнения). Сравнивая этот рисунок с табл. 3, можно прийти к выводу, что SPP20N60 может успешно эксплуатироваться в схемах обратных преобразователей с выходной мощностью до 300 Вт. Однако при использовании новой ОБР в режиме лавинного процесса больше нет необходимости в определении индуктивности рассеяния и напряжения, а также в вычислении полной энергии лавинного процесса. Вместо этого разработчик может просто сравнивать форму сигнала тока стока в течение лавинного процесса с новым графиком ОБР в этом режиме. Пока ток стока находится в пределах линии ОБР и температура перехода ниже 150 °С, использование CoolMOS™ в повторяющемся лавинном процессе безопасно.

Разработчик может задаться вопросом о значении E_{AR} для данного транзистора. Какое значение E_{AR} имеют транзисторы CoolMOS™? Как можно интуитивно определить это? Давайте снова посмотрим на SPP20N60, для которого $E_{AR} = 1,0$ мДж, и увидим, каков будет диапазон потерь мощности,

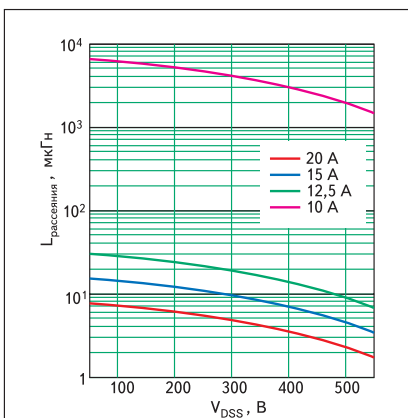


Рис. 15. Соотнесение реальной индуктивности рассеяния и номинального напряжения для нескольких фиксированных значений тока в SPP20N60

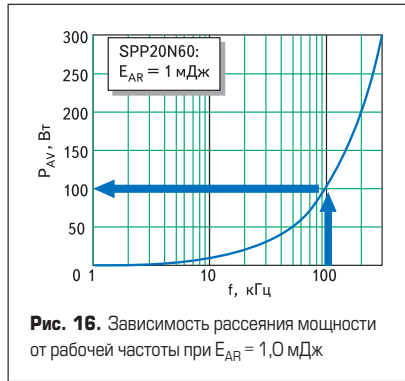


Рис. 16. Зависимость рассеяния мощности от рабочей частоты при $E_{AR} = 1,0$ мДж

если мы будем использовать эту максимальную энергию в повторяющемся режиме. На рис. 16 показаны потери мощности от частоты в случае максимальной повторяющейся энергии лавинного процесса. При 100 кГц потери благодаря рассеянию мощности лавинного процесса составят приблизительно 100 Вт — это много по сравнению с типичными статическими и динамическими потерями для данного транзистора при использовании в импульсном источнике питания. Мало того, что это недопустимо с точки зрения КПД, здесь также потребовался бы огромный теплоотвод для поддержания температуры корпуса в допустимом рабочем диапазоне. Таким образом, понятно, что величина E_{AR} вполне пригодна для использования в практических расчетах. Как же практически следует подойти к использованию рабочего режима с повторяющимся лавинным процессом, и какие факторы разработчик должен включить в рассмотрение, для того чтобы принять или отказаться от использования данного режима как при нормальных условиях работы, так и в некоторых особых случаях?

Оценка режима лавинного процесса в импульсном источнике питания

В случае импульсного источника питания, где индуктивность рассеяния не ограничена схемой фиксирования уровня (например, в обратном и прямом преобразователе с одиночным транзистором) время лавинного процесса и потери энергии могут быть успешно определены, если известны некоторые фундаментальные электрофизические параметры. Чтобы провести данное исследование, мы сделаем расчет с использованием отдельного примера для нормального режима работы и затем рассмотрим некоторые специальные условия типа низкого температурного режима, режима короткого замыкания и режима запуска. В качестве примера возьмем импульсный источник питания для адаптера батареи питания ноутбука. Этот маленький и недорогой преобразователь использует известную топологию обратного хода с выходной мощностью 75 Вт и частотой переключения 60 кГц. Начальные параметры проекта мы выделим желтым цветом, а параметры справочных данных — синим.

$$P_{out} = 75 \text{ Вт}, f = 60 \text{ кГц.}$$

Расчет трансформатора показывает, что мы можем использовать сердечник E36/18/11 из материала N67. Индуктивность первичной обмотки трансформатора:

$$L_{\text{первич}} = 557 \text{ мкГн.}$$

Чтобы вычислить индуктивность рассеяния со стороны первичной обмотки без подробной информации о параметрах трансформатора, предположим, что они составляют фиксированную величину — 3% от индуктивности первичной обмотки. Данная величина представляет собой установившееся значение для экономичной конструкции трансформатора с низкими выходными напряжениями, которые обычно на практике могут быть улучшены:

$$L_{\text{рассеяния}} = 0,03 \times L_{\text{первич}} = 16,71 \text{ мкГн. (3)}$$

Для этого уровня мощности мы не можем использовать активный корректор коэффициента мощности исходя из соображений стоимости изделия. Для стандартных «международных» источников электропитания без предварительной регулировки питания шины приблизительное значение высокого линейного входного напряжения без труда может быть вычислено следующим образом:

$$V_{\text{шины}} = (265 V_{rms} \times \sqrt{2}) - V_{\text{диод}} = 372 \text{ В. (4)}$$

Предполагается, что коэффициент трансформации для трансформатора был установлен так, чтобы 600-вольтовый MOSFET-транзистор мог использоваться в этом проекте при условии ограничения режима работы до 80% от максимальных параметров. Напряжение восстановления первичной обмотки при данных условиях должно быть ограничено приблизительно на уровне 100 В.

$$V_{\text{восстановления}} = 100 \text{ В.}$$

В этом случае напряжение на MOSFET в течение времени восстановления (обратного хода) может быть вычислено так:

$$= V_{\text{шины}} + V_{\text{восстановления}} = 472 \text{ В. (5)}$$

Поскольку $0,8 \times 600 = 480$, требования по уменьшению нагрузки удовлетворены.

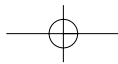
Для данных эксплуатационных режимов обратного преобразователя также известны некоторые другие параметры. Период переключения, рабочий цикл и продолжительность включения MOSFET-транзистора могут быть найдены так:

$$T = 1/f = 16,667 \text{ мкс}, D = 0,211,$$

$$t_{\text{вкл}} = D \times T = 0,211 \times 16,667 \text{ мкс} = 3,517 \text{ мкс. (6)}$$

Для вычисления эффективной величины тока стока используется максимальное значение и рабочий цикл:

$$I_{\text{с.имп}} = 2,4 \text{ А,}$$



$$I_{C_{rms}} = \frac{I_{C_{имп}} \times \sqrt{D}}{\sqrt{3}} = 0,636 \text{ А.} \quad (7)$$

CoolMOS™ транзистор SPP07N60C3 прекрасно подходит для данного примера схемы обратного хода. Типичное напряжение лавинного пробоя этого транзистора может быть приблизительно вычислено:

$$V_{AV} = 690 \text{ В.}$$

Напряжение восстановления V_{AR} для индуктивности рассеяния в течение лавинного процесса MOSFET вычисляется из разности между напряжением лавинного пробоя MOSFET и напряжением на первичной обмотке от эффективного значения напряжения восстановления, трансформированного из вторичной обмотки к первичной обмотке, согласно выходному напряжению и коэффициенту трансформации:

$$V_{AR} = V_{AV} - V_{DS(\text{Flyback})} = 218 \text{ В.} \quad (8)$$

Затем, если будут использованы параметры трансформатора обратного хода, могут быть вычислены время лавинного процесса и потери.

Время лавинного процесса:

$$t_{AV} = (L_{\text{расс.}} \times I_{D(\text{имп})}) / V_{AR} = 183,91 \text{ нс.} \quad (9)$$

Энергетические потери при каждом лавинном процессе:

$$E_{AR} = 1/2 I_{D(\text{имп})} \times V_{AV} \times t_{AV} = 152,278 \text{ Дж.} \quad (10)$$

E_{AR} может также быть вычислена в виде, который включает индуктивность рассеяния и ее влияние в пределах t_{AV} :

$$E_{AR} = 1/2 L_{\text{расс.}} \times I_{D(\text{имп})}^2 \times (V_{AV} / V_{AR}) = 152,278 \text{ мкДж.} \quad (11)$$

Следует отметить, что энергетические потери в MOSFET в течение лавинного процесса фактически выше, чем энергия, сохраненная в индуктивности рассеяния.

Энергия, запасенная в индуктивности рассеяния:

$$E_{\text{расс.}} = 1/2 L_{\text{расс.}} \times I_{D(\text{имп})}^2 = 48,125 \text{ мкДж.} \quad (12)$$

Электрические токи лавинного процесса текут не только через MOSFET и индуктивность рассеяния, но также и через шину источника постоянного напряжения питания и первичную обмотку трансформатора.

Импульс тока лавинного процесса совпадает по времени с напряжением на фильтрующей емкости источника питания, и напряжение восстановления первичной обмотки трансформатора приводит к дополнительным энергетическим потерям в MOSFET-транзисторе.

$$i_D(tx) := \begin{cases} I_{D(\text{peak})} \times \frac{tx}{t_{on}} & \text{если } 0 \text{ мкс} \leq tx \leq t_{on} \\ I_{D(\text{peak})} \left[1 - \frac{(tx - t_{on})}{t_{AV}} \right] & \text{если } t_{on} \leq tx \leq t_{on} + t_{AV} \\ 0 \text{ А} & \text{в остальных случаях} \end{cases} \quad (20)$$

Теперь мы можем вычислить потери мощности для случая повторяющегося лавинного процесса:

$$P_{AR} = E_{ARf} = 9,137 \text{ Вт.} \quad (13)$$

Данные потери мощности — более 9 Вт — составляют значительную часть контролируемой мощности 75 Вт.

Вычислим статические потери мощности и потери на переключение для рассматриваемого случая, чтобы потом можно было сравнить их с потерями, вызванными лавинным процессом, которые произойдут в MOSFET-транзисторе без использования демпфирующих устройств.

Предположим, что желаемая максимальная рабочая температура перехода MOSFET — 110 °С.

$$T_j = 110 \text{ °С.}$$

Сопротивление открытого состояния «сток-исток» транзистора SPP07N60C3 при температуре перехода 110 °С:

$$R_{DS(on)} = 1,2 \text{ Ом.}$$

Мощность потерь проводимости может быть найдена так:

$$P_{\text{cond}} = R_{DS(on)} I_{D(rms)}^2 = 0,486 \text{ Вт.} \quad (14)$$

Динамические потери для транзистора SPP07N60C3 можно вычислить с использованием параметров справочных данных, где:

$$E_{\text{off}} = 7 \text{ мкДж, } P_{\text{switch}} = E_{\text{off}} \times f = 0,42 \text{ Вт.}$$

Тогда полные потери мощности без лавинного процесса в данном случае:

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{cond}} + P_{\text{switch}} = 0,906 \text{ Вт.} \quad (16)$$

Полные потери силового ключа CoolMOS™ без лавинного процесса составляют меньше чем 1 Вт. По сравнению с управляемой мощностью 75 Вт это очень хороший результат. Если мы используем способность транзистора CoolMOS™ работать при наличии лавинных процессов, полные потери мощности значительно увеличиваются:

$$P_{\text{tot}(AV)} = P_{\text{tot}} + P_{AR} = 0,906 + 9,137 = 10,043 \text{ Вт.} \quad (17)$$

Вычислим теоретический КПД адаптера (игнорируя потери в демпфирующей схеме, вычитая и потери трансформатора) — без

использования устойчивости к лавинным процессам транзистора CoolMOS™:

$$\eta_{\text{tot}} = P_{\text{out}} / (P_{\text{ot}} + P_{\text{tot}}) = 75 / (75 + 0,906) = 98,8\% \quad (18)$$

и при наличии лавинных процессов:

$$\eta_{\text{tot}(AV)} = P_{\text{out}} / (P_{\text{ot}} + P_{\text{tot}(AV)}) = 75 / (75 + 10,043) = 88,191\%. \quad (19)$$

Теоретический КПД в случае без лавинного процесса более чем на 10% выше. Это может быть важным ориентиром в решении вопроса о том, является ли повторяющийся лавинный процесс привлекательным способом сокращения затрат на демпфирующие цепи. Форма рабочих сигналов тока стока и напряжения «сток-исток» также могут быть вычислены. Сначала мы определим временной интервал, затем пронаблюдаем форму сигнала только одного цикла переключения. Ток стока может быть описан как (20).

Аналогично, идеализированное напряжение «сток-исток» на транзисторе CoolMOS™ может быть определено следующим образом (21).

Ток стока и формы сигнала «сток-исток» для обратногоходового преобразователя без демпфирующей цепи показаны ниже. Здесь присутствует выброс напряжения «сток-исток» благодаря лавинному процессу CoolMOS™ транзистора.

Следующие две схемы показывают поведение CoolMOS™ транзистора для рассматриваемого случая с более подробным масштабом по времени для области лавинного пробоя.

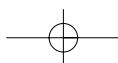
На данном этапе необходимо сверить результаты с параметрами справочных данных выбранного CoolMOS™ транзистора. Максимальная энергия повторяющегося лавинного процесса SPP07N60C3:

$$E_{AR(SPP07N60C2)} = 500 \text{ мкДж.}$$



Рис. 17. Ток стока, протекающего через CoolMOS™ транзистор

$$V_{DS}(tx) := \begin{cases} i_D(tx) \times R_{DS(on)} & \text{если } 0 \text{ мкс} \leq tx \leq t_{on} \\ V_{AV} & \text{если } t_{on} \leq tx \leq t_{on} + t_{AV} \\ V_{DS(\text{flyback})} & \text{если } t_{on} + t_{AV} \leq tx \leq t_{\text{reset}} \\ V_{\text{bus}} & \text{в остальных случаях} \end{cases} \quad (21)$$



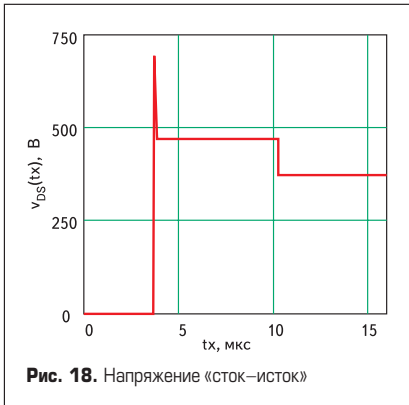
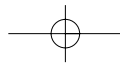


Рис. 18. Напряжение «сток-исток»

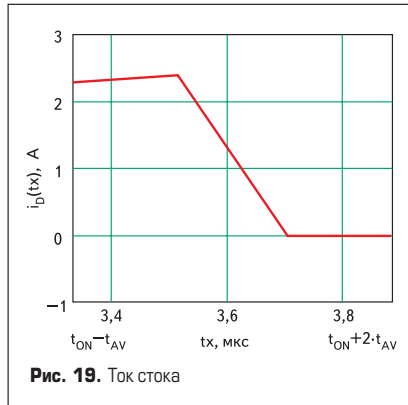


Рис. 19. Ток стока

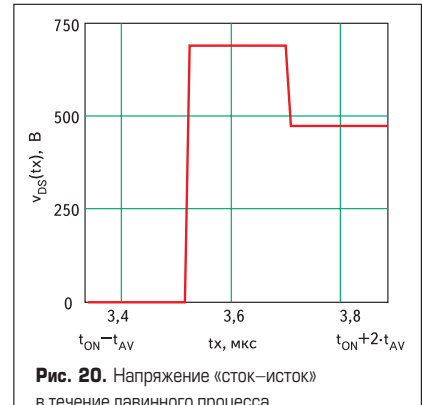


Рис. 20. Напряжение «сток-исток» в течение лавинного процесса

Мы знаем фактическое значение энергии лавинного процесса $E_{AR} = 152,3$ мкДж — и оно меньше, чем максимальное значение, указанное в справочных данных.

Кажется, что использовать этот CoolMOS™ тип с точки зрения энергии повторяющегося лавинного процесса вполне безопасно.

Но мы также должны убедиться в том, что форма сигнала тока стока — в пределах области безопасной работы при лавинных процессах.

Это может быть сделано с помощью графика путем сравнения тока лавинного процесса и времени для нашего схемного решения с ОБР при лавинных процессах на том же самом графике (рис. 21).

Далее вычислим параметры необходимого теплоотвода в случае обратного режима с демфирующей цепью без учета устойчивой работы CoolMOS™ транзистора при лавинных процессах.

В данном случае мы предположим, что максимальная рабочая температура окружающей среды для теплоотвода 70 °C.

$$T_{amb} = 70 \text{ °C},$$

$$R_{thJA} = (T_j - T_{amb}) / P_{tot} = 44,14 \text{ (°C/W)}. \quad (22)$$

Тепловое сопротивление перехода «кристалл-корпус» SPP07N60C3:

$$R_{thJC} = 1,5 \text{ (°C/W)}.$$

Тепловое сопротивление выбранного материала изоляции:

$$R_{th(ISO)} = 1,5 \text{ (°C/W)}.$$

Тогда необходимое тепловое сопротивление теплоотвода находится так:

$$R_{th(heat\ sin\ k)} = R_{thJA} - (R_{thJC} + R_{th(ISO)}) = 41,14 \text{ (°C/W)}. \quad (23)$$

Это значение является вполне правдоподобным для импульсного источника питания адаптера.

Теперь вычислим необходимый теплоотвод для случая режима обратного хода без демфирующей цепи с учетом устойчивости CoolMOS™ транзистора к лавинным процессам:

$$R_{thJA(AV)} = (T_j - T_{amb}) / P_{tot(AV)} = 3,983 \text{ (°C/W)}. \quad (24)$$

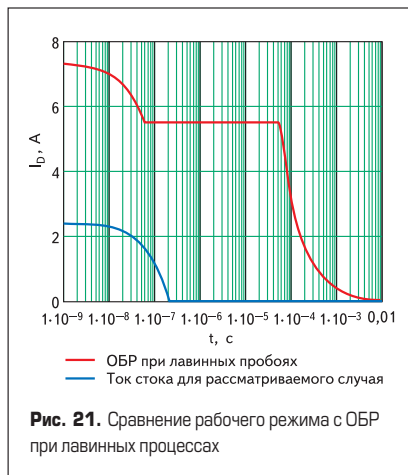


Рис. 21. Сравнение рабочего режима с ОБР при лавинных процессах

Необходимое тепловое сопротивление теплоотвода в этом случае находится следующим образом:

$$R_{th(heat\ sin\ kAV)} = R_{thJA(AV)} - (R_{thJC} + R_{th(ISO)}) = 0,983 \text{ (°C/W)}. \quad (25)$$

Этот огромный теплоотвод своими размерами превосходит запланированный размер всего адаптера!

Если конструкция трансформатора улучшена в части уменьшения индуктивности рассеяния, то рассмотрение использования рабочего режима с повторяющимся лавинным процессом могло бы иметь практический смысл, но в этом случае вопрос о повышении температуры перехода все еще остается открытым для разработчика, особенно в течение каждого лавинного процесса, который является худшим случаем рассеяния мощности для мощного транзистора.

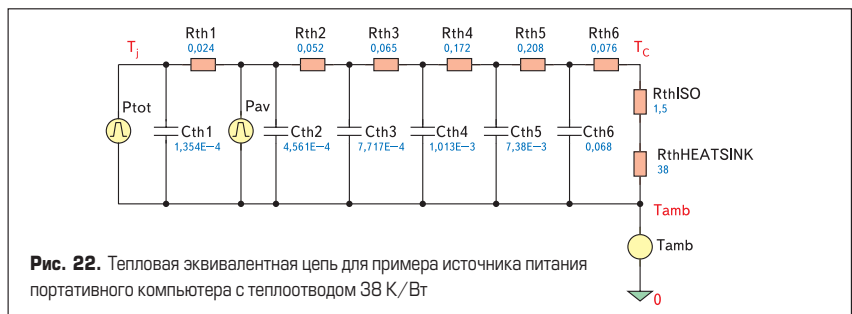


Рис. 22. Тепловая эквивалентная цепь для примера источника питания портативного компьютера с теплоотводом 38 К/Вт

Вычисление повышения температуры перехода

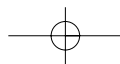
Во время лавинного процесса большое количество энергии рассеивается в кристалле за относительно короткое время. Можно ожидать большого мгновенного повышения температуры перехода, но до какой величины? Для собственного спокойствия разработчику полезно уметь вычислять импульсное значение температуры перехода во время лавинного процесса, а также полное повышение температуры перехода при нормальных и особых режимах работы.

Быстрый переходный процесс изменения температуры может быть вычислен с использованием цепи полного теплового сопротивления или тепловой эквивалентной схемы [2, 3].

Расчет может быть сделан в любой программе схемотехнического моделирования. В примерах для имитации перегрева транзисторного кристалла и корпуса мы будем использовать программу PSpice. Расчет эксплуатационных режимов и формы сигнала сделаны в документе MathCAD под названием «Исследование лавинного процесса и моделирование» и доступны в разделе CoolMOS™ на сайте компании Infineon.

На рис. 22 показана эквивалентная схема тепловой модели для SPP07N60C3 с шестью тепловыми постоянными времени, представляющими кристалл и корпус.

Эквивалентная тепловая модель вычислена из свойств материалов и коррелирована с фактической транзисторной передаточной функцией и измеренной переходной характеристикой теплового режима [4, 5]. Слева направо на рисунке представлены RC-элементы, моделирующие постоянные времени слоев материалов транзистора MOSFET, начиная



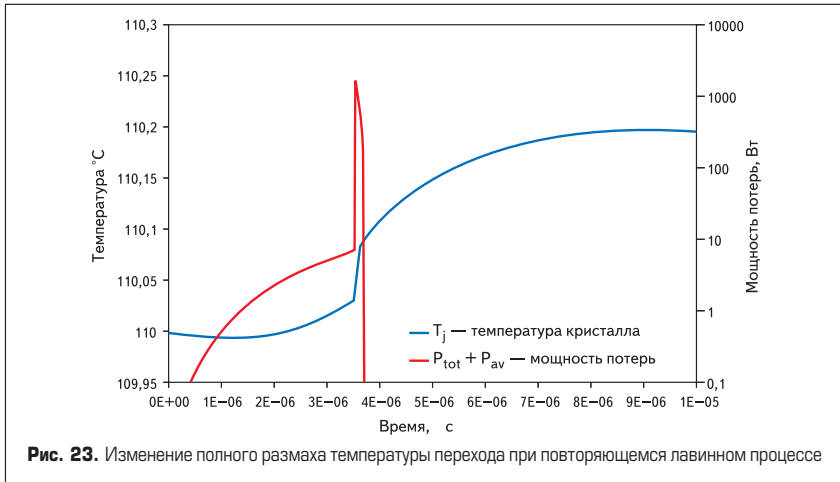
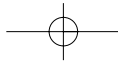


Рис. 23. Изменение полного размаха температуры перехода при повторяющемся лавинном процессе

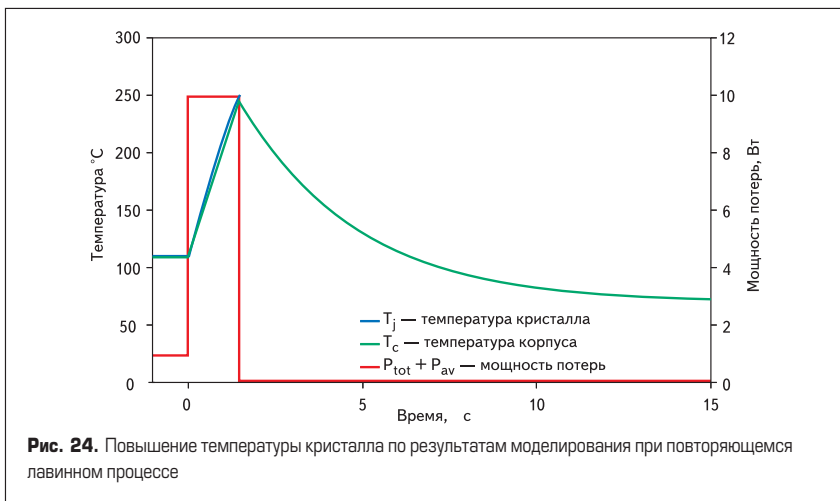


Рис. 24. Повышение температуры кристалла по результатам моделирования при повторяющемся лавинном процессе

с поверхностного слоя и заканчивая кристаллодержателем (корпусом). Ток является аналогом тепла, напряжение — эквивалентная температура, а электрическая емкость моделирует удельную теплоемкость, в то время как электрическое сопротивление моделирует тепловое сопротивление.

Заметьте, что в этой модели используются два различных тепловых источника мощности. Потери проводимости и переключения введены в первый слой, поскольку они происходят в канале и поверхностном эпитаксиальном слое. Потери из-за лавинного процесса возникают в закрытом состоянии транзистора по всей большой вертикальной структуре кристалла и введены во второй слой.

Вторая цепь, соединенная между узлами T_c и T_{amb} моделирует переходное тепловое сопротивление теплоотвода, который имеет номинальное тепловое сопротивление 38 К/Вт. Эта цепь моделирует постоянные времена в соответствии с тепловой массой и тепловым сопротивлением к окружающей среде.

На рис. 23 приведен результат моделирования периодического лавинного процесса для примера с преобразователем на 75 Вт. Этот рисунок показывает зависимость мгновенного значения рассеяния мощности в транзисторе от времени (красный цвет), а также вариации температуры перехода. Импульсный скачок температуры — меньше чем 0,2 градуса — по-

казывает влияние удельной теплоемкости на кратковременный нестационарный процесс.

Эти результаты были получены с использованием циклического моделирования полной модели переходного режима. Эта модель при длительном моделировании требует много ресурсов и может иметь проблемы со сходимостью. Однако это даст подробную информацию об увеличении температуры в течение каждого цикла и может использоваться для оценки передаточной функции для усредненного режима модели.

Для моделирования длинных последовательностей циклов лавинного процесса модель усредненного режима может быть более предпочтительной. В усредненной модели используется не мгновенная мощность, а ее усредненное значение.

Повышение температуры перехода для пошагового моделирования мало из-за величины теплоемкости кристалла и всех тепловых постоянных времени. В течение более длительного периода наблюдения (в диапазоне миллисекунды или более), как показано на рис. 24, произойдет намного большее увеличение температуры. В данном моделировании преобразователь на 75 Вт работал в обычном режиме, пока по некоторым причинам не произошел лавинный процесс (например, из-за короткого замыкания на выходе устройства импульсного источника электропитания). Повторяющийся лавинный

процесс приводит к дополнительным потерям мощности и, в свою очередь, к значительному увеличению температуры. Таким образом, может возникнуть ситуация, при которой температура перехода достигнет значения разрушения кремния (приблизительно 250 °C) через 1,5 с после того, как произошел лавинный процесс. Результаты данного моделирования могут быть полезны разработчику для понимания возможности возникновения перегрева в транзисторе при наличии лавинного процесса.

Специализированные рабочие режимы и лавинный процесс

Помимо обычного режима, разработчик может исследовать два других рабочих режима: начальный режим при низкой температуре окружающей среды и низкой температуре перехода и стартовый режим источника электропитания.

Как показано на рис. 13, для прибора с наиболее неблагоприятными характеристиками фактическое напряжение лавинного пробоя опустится ниже 600 В в случае очень низких температур перехода и достигнет приблизительно 570 В при температуре перехода — 25 °C. Используя предыдущий пример, кратко рассмотрим, как это повлияет на режим работы. Сначала нужно повторно вычислить t_{AV} и E_{AR} , поскольку они очень зависят от напряжения восстановления при лавинном процессе:

$$V_{AR} = V_{AV} - V_{DS(flyback)} = 98 \text{ В}, \quad (26)$$

$$t_{AV} = L_{\text{расс.}} \times I_{D(\text{имп})} / V_{AR} = 409 \text{ нс}, \quad (27)$$

$$E_{AR} = 1/2 L_{\text{расс.}} \times I_{D(\text{имп})}^2 \times (V_{AV} / V_{AR}) = 279,8 \text{ мкДж}. \quad (28)$$

Это новое значение для энергии лавинного процесса почти в два раза больше первоначального. Причины могут стать интуитивно более очевидными, если посмотреть на график форм сигналов и сравнить эти два состояния. Как замечено на рис. 26, время лавинного процесса приблизительно удваивается благодаря достигнутому более низкому значению напряжения восстановления при лавинном процессе. Это существенным образом увеличивает полную энергию E_{AR} — почти до 280 мкДж.

С другой стороны, хотя полная энергия и выше, импульсное значение мощности

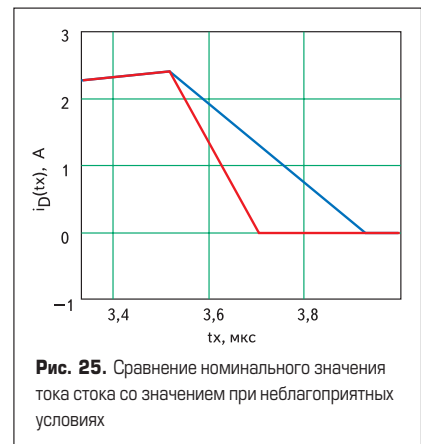
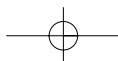


Рис. 25. Сравнение номинального значения тока стока со значением при неблагоприятных условиях



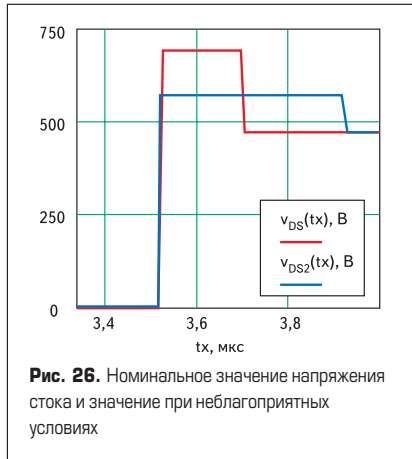


Рис. 26. Номинальное значение напряжения стока и значение при неблагоприятных условиях

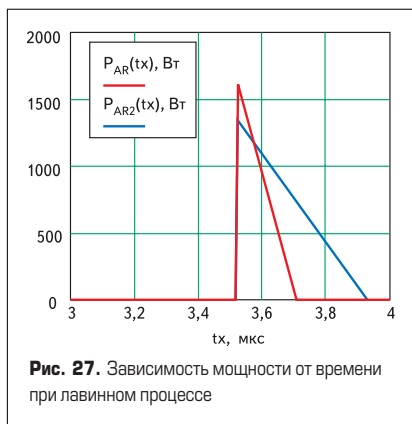


Рис. 27. Зависимость мощности от времени при лавинном процессе

рассеяния ниже из-за более низкого в данном случае фактического напряжения лавинного пробоя транзистора (рис. 27).

Эти расчеты и графики ясно иллюстрируют увеличение рассеяния мощности при лавинном режиме из-за уменьшения напряжения пробоя при восстановлении с лавинным процессом. К счастью, существует естественная тенденция понижения энергии потерь лавинного пробоя, поскольку кристалл транзистора нагревается благодаря рассеянию тепла, и напряжения V_{AV} , V_{AR} увеличиваются.

В источнике электропитания со «слабыми» демпфирующими цепями существует возможность ограничения демпфирующей цепью перенапряжения на максимальном уровне 600 В, который в типичном эксплуатационном режиме устраняет повторяющийся лавинный процесс. В этом случае в приборе с наихудшими характеристиками при низкой температуре транзистор первоначально будет работать при лавинном процессе, пока кристалл не нагреется. Если это происходит во время старта, то будет присутствовать зона неустойчивого лавинного процесса, поскольку рост температуры кристалла имеет треугольный вид, в то время как корпус постепенно нагревается до установившегося значения. Этот режим можно увидеть на графике рис. 28.

Относительно режима запуска источника электропитания можно сказать следующее. В идеальном случае система «плавного включения» линейно изменяет порог компаратора, и рабочий ток никогда не превышает номинального значения тока при полной нагрузке.

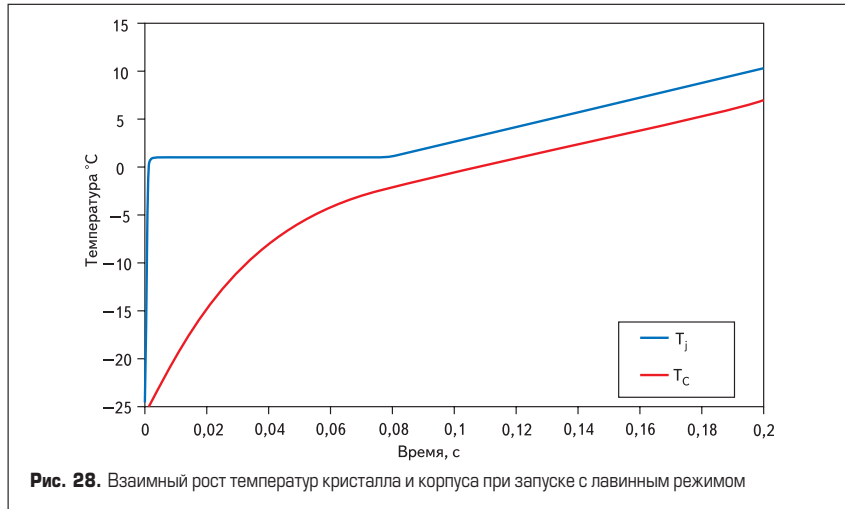


Рис. 28. Взаимный рост температур кристалла и корпуса при запуске с лавинным режимом

Однако в более упрощенных схемах и в случаях, когда может происходить «икающий» режим работы, возможно, необходимо рассмотреть сценарий «наихудшего случая», где в режиме «старта» система работает с ограничением рабочего цикла и импульсного тока стока. В этом случае предварительно описанные методы применимы для определения, работает ли транзистор в пределах номинальной области безопасной работы, особенно если используются незначительные демпфирующие устройства или их нет вообще.

Принципиальным изменяющимся параметром является рабочий цикл, который расширяется почти до половины периода переключения, если усилитель ошибки установлен на пределе в момент старта:

$$D = 0,48.$$

Он изменяет время t_{ON} и пиковое значение тока в трансформаторе обратного хода, который является функцией времени открытого состояния транзистора:

$$t_{ON} = D \times T = 0,48 \times 16,667 \text{ мкс} = 8 \text{ мкс}.$$

В результате пиковое значение тока увеличивается до 5,5 А (в предположении, что параметры сердечника были выбраны исходя из требований к габаритной мощности и исключения режима насыщения при неблагоприятных условиях), иначе ток в первичной цепи может быть выше (рис. 29).

В результате происходит существенное увеличение времени лавинного процесса и энергии E_{AR} в каждом цикле переключения, приводя к значениям $t_{AV} = 937 \text{ нс}$ и $E_{AR} = 1,469 \text{ мДж}$, которые вычислены способом, показанным ранее.

Итак, выясним, как же характеристики ОБР при лавинном процессе сравниваются в данных условиях? Рассматривая все три режима на рис. 30, мы видим, что этот режим наихудшего случая все еще в пределах номинальной области безопасной работы при лавинном процессе на одиночных циклах переключения, но может быть проблемной оценка повышения температуры кристалла при множественных циклах. Тем не менее, так как температура кри-

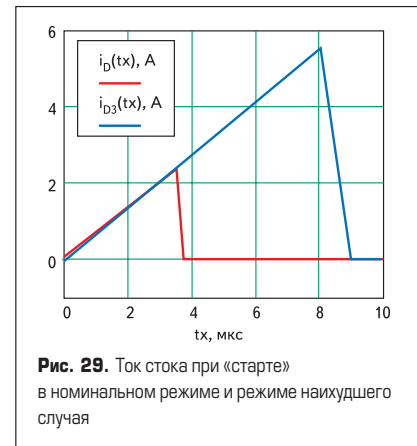


Рис. 29. Ток стока при «старте» в номинальном режиме и режиме наихудшего случая

сталла повышается, напряжение лавинного пробоя увеличивается, уменьшая время и энергию рассеяния лавинного процесса в каждом цикле переключения с лавинным процессом.

Кроме того, поскольку регулируемое напряжение подходит к номинальному значению, петля обратной связи удерживает длительность импульса и уменьшает пиковое значение тока до нормального рабочего значения для подключенной нагрузки. Полное определение этого рабочего режима может потребовать моделирования с использованием элект-

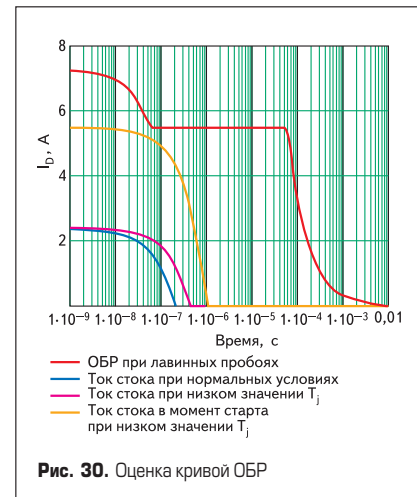
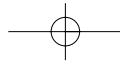


Рис. 30. Оценка кривой ОБР



ротермической модели в формате SPICE или SABER. Режим старта и потенциальные проблемы, связанные с рассеянием мощности, могут потребовать увеличения безопасности режима путем исключения повторяющегося лавинного процесса, как и в установленном эксплуатационном режиме.

Возникновение лавинного процесса из-за скорости нарастания тока di/dt и паразитной индуктивности

Другой возможной причиной появления или усиления лавинного процесса может стать быстрое нарастание тока di/dt в паразитной индуктивности, присутствующей из-за монтажа и размещения компонентов в преобразователе импульсного источника питания. Это может произойти даже в тех топологиях импульсного источника питания, которые номинально включают в себя функцию «самоограничения» выбросов напряжения.

CoolMOS™ транзисторы устанавливают новый уровень допустимой нагрузки по току и скорости переключения для высоковольтных дискретных MOSFET-транзисторов. Дадим более подробное объяснение возможных явлений при переключении тока до 100 А менее чем за 50 нс. В традиционной терминологии параметр $di/dt = 2000$ А/мкс не относится к разряду ultra fast, но все же находится в диапазоне, в котором могут возникнуть проблемы при отсутствии должной осторожности. График на рис. 31 показывает ряд значений перенапряжения, которые можно ожидать в зависимости от величин di/dt для трех различных индуктивностей: 25, 50 и 100 нГн.

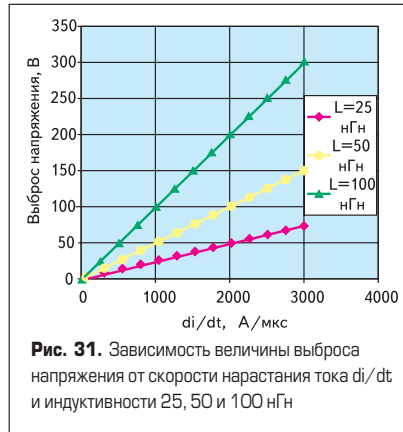


Рис. 31. Зависимость величины выброса напряжения от скорости нарастания тока di/dt и индуктивности 25, 50 и 100 нГн

В общем случае дорожки на схемной плате будут иметь паразитную индуктивность — примерно 1 нГн на миллиметр длины. Ясно, что для схем, переключающих 25 А за 25 нс, обеспеченных характеристикой транзистора SPP20N60, может ожидаться существенное перенапряжение, если паразитная индуктивность составляет более 25–50 нГн. Все это требует более тщательной разработки топологии со стороны разработчика, если необходимо использовать полную характеристику скорости переключения CoolMOS™ транзисторов поколения C3.

Заключение

Новое поколение CoolMOS™ транзисторов имеет иную характеристику режима лавинного процесса, чем стандартные мощные транзисторы MOSFET, обладая отличной областью безопасной работы при лавинных процессах.

Время выключения при лавинном процессе основано на малом значении индуктивности рассеяния и паразитной индуктивности, которые приводят к кратковременным неограниченным выбросам напряжения.

Вероятность присутствия лавинного процесса при работе зависит от топологии источника электропитания, конструкции трансформатора и паразитной индуктивности с номинальным значением тока выключения транзистора и паразитной индуктивности, имеющей существенное влияние на вторичные режимы пробоя. CoolMOS™ транзисторы могут устойчиво работать при повторяющихся лавинных пробоях, но уровень рассеиваемой мощности в случае отсутствия демпфирующих цепей весьма высок, поэтому применение этих транзисторов в обратных источниках электропитания коммерчески не целесообразно.

Литература

1. Saro L., Dierberger K., Redl R. High-Voltage MOSFET Behavior in Soft-Switching Converters: Analysis and Reliability Improvements. APEC. 1998.
2. Lenz M., Striedl G., Frohler U. Special Subject Book: SMD Packages Thermal Resistance, Theory and Practice. Infineon Technologies. 2000.
3. Kraus R., Tuerkes P., Sigg J. Physics-Based SPICE Models of Power Semiconductors. Infineon Technologies. Application Note AN-PSM3e.
4. Hancock J. M. Hierarchical Cross-Platform Physics Based MOSFET Model. PCIM Conference Proceedings. November 1998.
5. Introduction to Avalanche Considerations for CoolMOS™ in SMPS Applications, Application Note, V1.0, Apr. 2001, Infineon Technologies AG.

