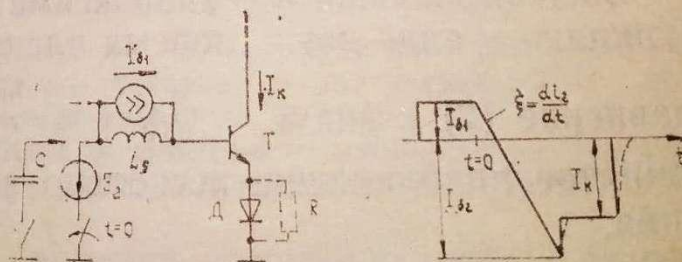


При использовании в качестве высоковольтных силовых ключей биполярных транзисторов наиболее частой причиной их отказа является вторичный пробой [1]. Быстрота развития явления вторичного пробоя при выключении транзистора делает практически неприменимыми известные методы защиты. Особое значение поэтому приобретают профилактические меры, сводящиеся к формированию безопасной траектории переключения, которая целиком должна укладываться в пределы нормируемой области безопасной работы (ОБР). К сожалению, в информационных материалах на транзисторы данные об ОБР зачастую отсутствуют. Поэтому наиболее эффективным средством борьбы с вторичным пробоем следует признать способ выключения транзистора путем разрыва цепи эмиттера [2]. Прерывание осуществляют низковольтным быстродействующим биполярным или МОП-транзистором [3]. При таком способе управления существенно снижается время выключения транзистора, а допустимый уровень коллекторного напряжения повышается до  $U_{кбо}$  [2].

Подобный результат можно получить включением в цепь эмиттера быстродействующего диодного ключа, как показано на рисунке, где приведена также линеаризованная диаграмма тока базы транзистора.



Определим требования, которым должна удовлетворять схема для обеспечения режима псевдообрыва эмиттера. Аварийная локализация тока, приводящая к вторичному пробое транзистора, не возникнет, если запирающее диода будет опережающим. Определим минимальную скорость спада тока, при которой моменты выхода транзистора из насыщения и момент окончания рассасывания диода совпадают (ступенька отсутствует). В этом случае в течение всего времени рассасывания изменение заряда в базе транзистора происходит по закону:

$$\frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{\tau_n} = -\xi_0 \cdot t, \quad (1)$$

где  $\tau_n$  — время жизни неосновных носителей в базе насыщенного транзистора;  $\xi_0$  — максимально допустимая скорость спада тока.

Решение уравнения с учетом начального условия  $Q(0) = \tau_n \cdot I_{\text{б1}}$  имеет вид:

$$Q(t) = \xi_0 \cdot \tau_n (\tau_n - t) + \tau_n (I_{\text{б1}} - \xi_0 \cdot \tau_n) \cdot e^{-t/\tau_n}. \quad (2)$$

Время рассасывания  $t_p$  может быть определено подстановкой в уравнение (2) величины заряда, соответствующей границе активного и насыщенного режима, которая при нормальном (неинверсном) рассасывании равна:  $Q_{\text{гр}} = \tau \cdot I_{\text{к}}/\beta$ , (3) где  $\tau$  — время жизни неосновных носителей в базе в активном режиме.

В то же время для диода можно записать уравнение баланса зарядов в процессе рассасывания:

$$\tau_d (I_{\text{б1}} + I_{\text{к}}) = \frac{(\xi_0 \cdot t_p - I_{\text{к}})^2}{2\xi_0}, \quad (4)$$

где  $\tau_d$  — время жизни неосновных носителей в базе диода.

Формула (4) не учитывает рекомбинационные явления в диоде и завышает величину заряда, выносимого запирающим током. Такой подход позволяет гарантировать завершение процесса рассасывания в реальном диоде с некоторым опережением по сравнению с расчетным.

Искомое неизвестное  $\xi_0$  находят совместным решением уравнений (2) — (4). Однако получение выражения для  $\xi_0$  в явном виде невозможно, поскольку уравнение (2) трансцендентное.

Воспользовавшись аппроксимацией экспоненциальной функции в виде двух первых членов ряда, легко привести уравнение (2) к виду:

$$Q_{\text{гр}} = \tau_n \frac{\tau_n \cdot I_{\text{б1}} - \xi_0 \cdot t_p^2}{t_p + \tau_n}. \quad (5)$$

Принятое приближение несколько занижает время рассасывания.

Учитывая, что обычно транзистор находится в глубоком насыщении, то есть  $Q(0) \gg Q_{\text{гр}}$ , можно положить  $Q_{\text{гр}} = 0$ .

При этом допущении  $\xi_0$  будет определено с запасом. Окончательно искомый результат имеет вид:

$$\sqrt{\xi_0} = \frac{I_k}{\sqrt{\tau_n \cdot I_{61} - \sqrt{2\tau_d(I_{61} + I_k)}}} \quad (6)$$

На основании (6) формулируется критерий работы схемы в режиме псевдообрыва эмиттера:  $\xi \geq \xi_0$ .

Как правило, общепринятым является управление силовым ключом через обмотку трансформатора, что обеспечивает гальваническую развязку со схемой управления. В этом случае главным фактором, ограничивающим скорость спада тока, является индуктивность рассеяния  $L_s$ , поскольку, как легко показать, скорость спада определяется выражением:

$$\xi = di_2/dt = E_2/L_s$$

При  $E = 10$  В получение  $\xi > (5 \dots 10)$  А/мкс является проблематичным, поскольку затруднительно выполнить трансформатор с  $L_s < 1$  мкГн. Целесообразно поэтому в качестве источника запирающего тока использовать конденсатор, коммутируемый быстродействующим импульсным транзистором при минимальной длине соединительных проводов. Это позволяет повысить  $\xi$  на порядок.

Емкость конденсатора должна быть достаточной, для того чтобы в процессе рассасывания напряжение конденсатора уменьшалось незначительно, например:

$$C = (5 \dots 10) \tau_d(I_{61} + I_k)/E_2.$$

Отметим, что в реальной схеме при запираании диода возникает колебательный процесс в контуре, образованном  $L_s$  и емкостью диода  $C_d$ , что может привести к ложным отпирациям диода. Исключить автоколебания можно, шунтируя диод демпфирующей  $RC$ -цепочкой или резистором  $R$  (на схеме показан пунктиром).

По формуле (6) для пары КТ809А и 2Д213А была определена  $\xi_0$ . Экспериментальная проверка показала, что при расчетной скорости спада тока  $70 \cdot 10^6$  А/с наблюдается режим псевдообрыва эмиттера. Транзистор безаварийно коммутировал ток  $I_k = 4$  А в индуктивной нагрузке при коллекторном напряжении 400 В.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Машуков Е. В. Транзисторные ключи для устройств управления и коммутации. — В кн.: Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю. И. Конева. М.: Советское радио, 1976, вып. 8, с. 16.
2. Jackson B., Chen D. Y. Effects of emitter-open switching on the turn-off characteristics of high voltage power transistors. — IEEE PESC'79 Record. New York, 1979, p. 147—154.
3. Chen D. Y., Walden I. P. Application of transistor emitter-open turn-off, scheme to high voltage power inverters. — IEEE PESC'81 Record. New York, 1981, p. 252—257.