



ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНЗИСТОРНОМ КЛЮЧЕ ПРИ РАБОТЕ НА RLC НАГРУЗКУ

ГУСЕВ В.А., КАПРАНОВ И.Ю.

Проводится анализ работы биполярного транзисторного ключа при работе с индуктивной нагрузкой. Рассматривается эффект вторичного пробоя в структуре транзистора. Определяются опасные режимы выключения биполярного транзистора с указанием рекомендаций по выключению транзистора с индуктивной нагрузкой. Разрабатывается макет для проведения неразрушающей отбраковки транзисторов при работе на индуктивную нагрузку.

Введение

В ключевых схемах с форсированным выключением отрицательным током базы доминирующим механизмом, приводящим к локализации энергии в структуре и сужению ОБР, является токовая форма вторичного пробоя. При работе на индуктивную нагрузку всегда существует опасность превысить напряжение U_{CE0} , при котором лавинная генерация становится достаточной для того, чтобы генерировался внутренний обратный ток базы, который вызывает стягивание тока в шнур в центре эмиттера, а затем и вторичный пробой токовой формы, сопровождающийся выделением большой плотности энергии в переходном процессе выключения. С увеличением обратного тока базы или скорости нарастания обратного тока базы dI_B/dt площадь шнура уменьшается, а плотность динамического заряда возрастает, что вызывает уменьшение блокирующего напряжения U_{CE} в переходном режиме. Граничное значение I_{C_max} практически совпадает со значением для ОБР с прямым смещением эмиттера. Однако предельное напряжение U_{CE} становится меньше, чем U_{CE0} и U_{BCB} . В режиме с отрицательным током базы рабочая точка не может выходить за границу ОБР даже кратковременно из-за малой инерционности входа во вторичный пробой токовой формы.

Следует отметить, что с ростом температуры напряжение входа во вторичный пробой увеличивается, что свидетельствует о тепловом характере начальной стадии сжатия тока. На средних уровнях тока напряжение уменьшается дополнительно из-за тепловой неустойчивости. Чем шире токовый шнур, тем при меньших значениях тока коллектора начинает добавляться сжатие тока, обусловленное тепловым механизмом.

Рассмотрение ОБР биполярного транзистора показывает, что реализация энергетически эффективных высокочастотных импульсных устройств вторичных источников питания и преобразователей лимитируется процессом выключения транзистора. Снижение динамических потерь за счет форсированного режима выключения может существенно понизить надежность изделия.

В работах [1-3] приведены методы неразрушающего контроля вторичного пробоя. Также были разработаны теоретические модели развития вторичного пробоя [4-6], различные программы-симуляторы физической работы полупроводниковых приборов. Но ошибки в прогнозе режимов безопасной работы, присущие в той или иной степени всем теоретическим моделям, становятся особенно большими при анализе работы транзистора на реальную нагрузку. Также поскольку условия тестирования и реальной эксплуатации транзисторов зачастую не совпадают, то целесообразно при разработке и изготовлении надежной РЭА проводить индивидуальную проверку транзисторов на устойчивость к вторичному пробоя в наихудших режимах, возникающих в конкретной схеме применения, или в условиях, приближенных к ним.

Зависимость развития ВП от индивидуальных особенностей транзисторов затрудняет выбор метода отбраковки потенциально ненадежных транзисторов. Методика должна реализовать условия работы в наиболее жестких режимах, с одной стороны, и, с другой – не доводить транзистор до конечной стадии вторичного пробоя (резкий спад напряжения на коллекторе).

Целью данного исследования является анализ работы биполярного транзистора при энергоснабжающих режимах в типовых схемах и разработка стенда неразрушающих испытаний мощных транзисторов, испытываемых в реальных условиях с индуктивной нагрузкой.

Для достижения указанной цели необходимо решить задачи анализа ключевых режимов работы биполярного транзистора, выбора оптимального параметра тестирования, проектирования стенда тестирования и проведения выборочного контроля партии приборов.

1. Теоретическая часть

Рассмотрим работу транзисторного ключа с индуктивной нагрузкой. На рис.1 показана схема включения транзистора в мощных одноктактных каскадах, например, в одноктактном импульсном блоке питания. В данном применении транзистор работает в ключевом режиме с элементами индуктивной и емкостной нагрузки.

Для упрощения анализа работы транзистора на рис.2 приведена схема замещения одноктактного каскада. Сопротивления тела базы и коллектора r_B и r_{TK} , модулируемые током, показаны как распределенные элементы, а емкость коллектор-база – в виде сосредоточенного усредненного по напряжению конденсатора

$\bar{C}$. При открытом транзисторном ключе VT1 дроссель L1 запасает энергию $L1 \cdot I^2/2$, которая после закрывания ключа выделяется в приведенной к первичной цепи однополярной нагрузке VD1-Zn. Энергия, накопленная в индуктивности рассеяния дросселя и проводах L_S , рассеивается, в конечном счете, в транзисторе VT1 и резисторе R.

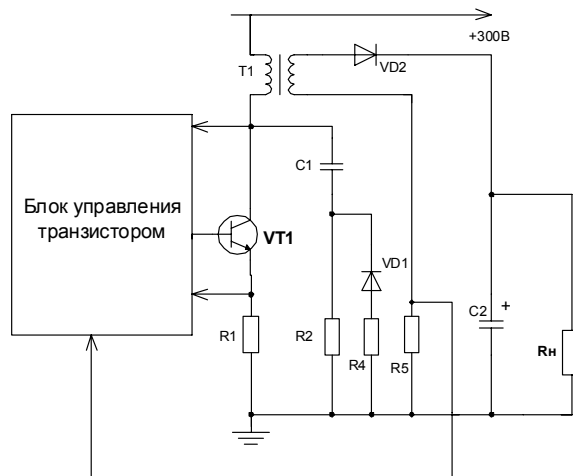


Рис. 1. Типовая схема включения транзистора в мощном однотактном каскаде

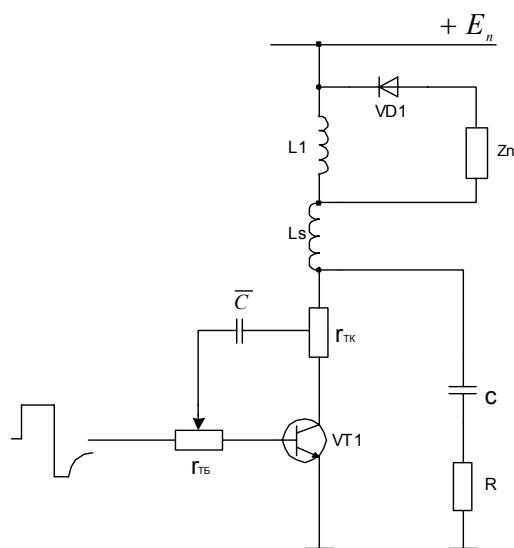


Рис. 2. Схема замещения однотактного каскада с биполярным транзистором

Емкость C , которая включает в себя демпфирующий конденсатор и приведенную к первичной цепи емкость конденсатора $C1$, служит для уменьшения dU_K/dt при заперении VT1, а резистор R ограничивает разрядный ток при открывании транзистора и гасит колебания контура $L1-C$. Очевидно, что выделение энергии в транзисторе происходит при открывании транзистора и разряде C , в режиме насыщения и при закрывании. Рассмотрим последовательно эти три этапа. Наиболее опасным режимом с точки зрения устойчивости к пробое является выключение транзистора при работе на индуктивную нагрузку. Но поскольку режим включения биполярного транзистора также влияет на процессы шнурубразования тока в струк-

туре прибора, особенно при работе на высоких частотах переключения, подробно рассмотрим режим включения транзистора в мощном однотактном каскаде.

Так как в большинстве практических схем к моменту открывания VT1 ток L_S равен нулю, а время, необходимое для заметного нарастания тока $L1$, значительно больше времени переходных процессов, то при анализе этой стадии схему можно упростить. При подаче в базу открывающего импульса тока базы I_{B1} транзистор остается закрытым до тех пор, пока не перезарядятся барьерные емкости эмиттерного $\bar{C}_3$ и коллекторного $\bar{C}$ перехода от U_{BR} до $+0,7$ В и от $(E + U_{BR})$ до $(E - 0,7)$ соответственно. Токи базы и коллектора на этом этапе имеют емкостной характер, поэтому в коллекторе практически не происходит выделение мощности. После перезаряда $\bar{C}_3$ и пролета носителей через базу ток коллектора I_K экспоненциально увеличивается. В начальной стадии увеличения I_K транзистор находится в активном режиме с большой мощностью рассеивания. По мере увеличения I_K напряжение на коллекторе падает вследствие разряда C и увеличения падения напряжения на R от протекающего через него $I_K(t)$:

$$U_K(t) = U_C(t) - I_K(t) \cdot R, \quad (1)$$

$$\text{где } U_C(t) = E - \frac{1}{C} \int_0^t I_K(t) dt.$$

Мгновенная мощность, рассеиваемая транзистором в это время, распределена по его площади неравномерно из-за поперечного падения напряжения на сопротивлении тела базы. Максимальной перегрузке подвергается коллектор вдоль периферии эмиттера, плотность тока в которой больше, чем в центре. При токах до 10 А средняя плотность тока в мощных высоковольтных транзисторах не превышает $(1 \dots 5)$ А/см² и с этой точки зрения рассматриваемый режим характеризуется малой средней плотностью мощности. Однако наличие электрически активных дефектов в структуре, способствующих локализации тока, может привести к ВП. В данном случае возможны обе формы ВП – токовая (изотермическая) и тепловая. Токовая форма наблюдается при больших плотностях тока преимущественно в транзисторах с высокоомным слоем в коллекторе и характеризуется малым временем развития (менее 1 мкс). При увеличении плотности тока коллекторная граница области пространственного заряда и максимум напряженности поля смещаются в сторону p^+ -подложки. При некоторой критической плотности тока наступает лавинное умножение носителей или в области с максимальной напряженностью поля, или вследствие смыкания p -базы с p^+ -подложкой. В обоих случаях проводимость коллектор-эмиттер скачком увеличивается.

При работе в непрерывном режиме может возникнуть тепловая неустойчивость. Если период рабочих тактов сравним или меньше времени остывания дефекта с

повышенной плотностью мощности, то накопление локальной температуры в процессе работы транзистора будет способствовать увеличению локальной плотности тока инжекции из эмиттера, которая в свою очередь будет ускорять повышение локальной температуры. Процесс нарастания током температурной флуктуации может закончиться при очередном такте либо тепловым ВП при достижении температуры собственной проводимости в высокоомном коллекторе, либо тепловым пробоем. Таким образом, при рабочей частоте ключа 10 кГц и выше могут реализоваться условия для ускоренной деградации и отказа прибора.

Очевидно, локальная энергия будет тем меньше, чем меньше общая энергия, выделяемая в транзисторе в процессе разряда С. Как следует из (1), через некоторое время t_1 транзистор войдет в режим насыщения, и выделяемая мощность станет незначительной. Выделенную за это время в транзисторе энергию можно найти вычитанием энергии, оставшейся в конденсаторе и выделенной в R к моменту t_1 , из начальной энергии С:

$$\varepsilon_T = \varepsilon_0 - \varepsilon_R - \varepsilon_C(t_1), \quad (2)$$

где ε_T – энергия, выделившаяся в VT1 за время t_1 ; ε_R – энергия, выделившаяся в R; $\varepsilon_C(t) = C \cdot U_C^2(t) / 2$ – оставшаяся в С энергия; $\varepsilon_0 = C \cdot E^2 / 2$.

Зависимость тока коллектора от времени при фиксированном токе базы с достаточной точностью может быть описана функцией вида:

$$I_K(t) = B \cdot I_B \cdot \exp(-t / \overline{BC}(R + r_{TK})), \quad (3)$$

$$I_K(t) = I_0 \cdot \exp(-t / \tau_K),$$

здесь B – коэффициент передачи тока в схеме ОЭ; I_B – прямой ток базы; $\overline{C}$ – усредненная емкость коллекторного перехода.

В выражении (3) не учитывается сопротивление тела базы r_B , так как у мощных высоковольтных транзисторов $r_B < R_H$.

Полагая $B \neq f(U_K > U_{KЭ_sat})$, после подстановки (3) в (1) найдём $U_C(t)$ и $U_K(t)$:

$$U_C(t) = E - \frac{1}{C} \int_0^t I_0 (1 - \exp(-t / \tau_K)) dt =$$

$$= E - \frac{I_0}{C} [t - \tau_K (1 - \exp(-t / \tau_K))], \quad (4)$$

$$U_K(t) = U_C(t) - R \cdot I_0 (1 - \exp(-t / \tau_K)) =$$

$$= E - \frac{I_0}{C} [t + (\tau_C - \tau_K) (1 - \exp(-t / \tau_K))], \quad (5)$$

где $\tau_C = RC$.

Энергия, выделившаяся в R за время t , равна:

$$\varepsilon_R(t) = \int_0^t R I_0^2 (1 - \exp(-t / \tau_K))^2 dt; \quad (6)$$

$$\varepsilon_R(t) = R \cdot I_0^2 \cdot [t + 2\tau_K (\exp(-t / \tau_K) - 1) - \frac{\tau_K}{2} (\exp(-2t / \tau_K) - 1)].$$

Задав конкретным значением $U_{KЭ_sat}$ из (5) можно найти численным методом время входа VT1 в насыщение после подстановки в (4), (6) и (2) энергии ε_T .

Приближенное решение можно получить, разложив экспоненту в ряд:

$$e^x \approx 1 + x + \frac{1}{2}x^2 + \frac{1}{6}x^3 + \dots$$

Так как при линейной зависимости тока от времени напряжение на емкости пропорционально квадрату времени, а энергия в резисторе – кубу времени, то при вычислении (4), (5) и (6) ограничимся второй и третьей степенью аргумента:

$$U_K(t) \approx E - \frac{R \cdot I_0}{\tau_K} \left(\frac{1}{2\tau_C} t^2 + t \right), \quad (7)$$

$$U_C(t) \approx E - \frac{R \cdot I_0}{2\tau_C \tau_K} t^2, \quad (8)$$

$$\varepsilon_R(t) \approx \frac{R \cdot I_0^2}{3\tau_K^2} t^3. \quad (9)$$

Так как $U_{KЭ_sat} \ll E$, то время входа VT1 в насыщение найдем из (7), приравняв $U_K(t)$ к нулю:

$$t_1 = -\tau_C + \sqrt{\tau_C^2 + \frac{2E_C \cdot \tau_K}{I_C}} = \tau_C \left(\sqrt{1 + \frac{2E \cdot \tau_K}{R \cdot I_0 \tau_C}} - 1 \right). \quad (10)$$

При использовании (10) получаются громоздкие выражения, поэтому рассмотрим два наиболее типичных случая: $R \cdot I_0 \ll E$ и $R \cdot I_0 \gg 2E$.

Первый случай соответствует схеме, в которой мало (или отсутствует) R и (или) происходит нефорсированное отпирание транзистора, например, плавно нарастающим током базы. Так как значение радикала много больше единицы, то (10) приводится к виду (11):

$$t_{1n} \cong \sqrt{\frac{2E \cdot \tau_K \cdot \tau_n}{R \cdot I_0}} = \sqrt{\frac{2E \cdot \tau_C \cdot R(1 + r_{TK} / R)}{I_B}}. \quad (11)$$

При $R \cdot I_0 \ll E$ транзистор фактически не входит в режим насыщения почти до полного разряда С, поэтому, пренебрегая ε_R , получим (12):

$$\varepsilon_{Tn}(t_{1n}) = \varepsilon_0 - \frac{C}{2} \left(E - \frac{R \cdot I_0}{2\tau_C \tau_K} t_1^2 \right)^2 =$$

$$= \varepsilon_0 \left(\frac{R \cdot I_0}{\tau_C \tau_K \cdot E} t_1^2 - \left(\frac{R \cdot I_0}{2\tau_C \tau_K \cdot E} \right)^2 t_1^4 \right) = \varepsilon_0. \quad (12)$$

Таким образом, при малых $R \cdot I_0$ практически вся энергия конденсатора С будет выделяться в транзисторе, а это способствует развитию тепловой неустойчивости.

При форсированном отпирании транзистора или при значительном ограничении разрядного тока резистором R , используя соотношение $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$, получаем:

$$t_{1\phi} \approx \frac{E \cdot \tau_K}{R \cdot I_0}. \quad (13)$$

Подставив (13) в (9), (8) и (2), можно получить:

$$\varepsilon_{ТФ} \approx \varepsilon_0 \frac{E \cdot \tau_K}{R \cdot I_0 \cdot \tau_C} - \frac{E^2 \cdot \tau_K^2}{4 \tau_C \cdot R^2 \cdot I_0^2} - \frac{E^3 \cdot \tau_K}{3 R^2 \cdot I_0^2},$$

$$\varepsilon_{ТФ} = \varepsilon_0 \left(\frac{1}{3} \cdot \frac{E \cdot \tau_K}{R \cdot I_0 \tau_C} - \frac{1}{4} \left(\frac{E \cdot \tau_K}{R \cdot I_0 \cdot \tau_C} \right)^2 \right). \quad (14)$$

Из сравнения (13) и (14) видно, что в последнем случае энергия, полученная транзистором, значительно меньше и уменьшается с ростом R и I_0 . Так как $R \cdot I_0 > E$, то вторым членом в (14) можно пренебречь и окончательно получить:

$$\varepsilon_{ТФ} \approx \frac{E^3 \cdot \bar{C}}{6 R \cdot I_B}. \quad (15)$$

Из (15) видно, что $\varepsilon_{ТФ}$ пропорциональна кубу начального напряжения на емкости $\bar{C}$, обратно пропорциональна I_B и практически не зависит от C и коэффициента усиления B . Таким образом, при $R = 0$ для уменьшения температуры транзистора целесообразно обеспечивать форсированное открывание.

Воспользовавшись принятыми ранее допущениями можно определить зависимость мощности, рассеиваемой транзистором на этапе включения, от времени:

$$P_K(t) = U_K(t) \cdot I_K(t) = \frac{E \cdot I_0}{\tau_K} t - \frac{R \cdot I_0^2}{2 \tau_C} \left(\frac{t^3}{2 \tau_C} + t^2 \right). \quad (16)$$

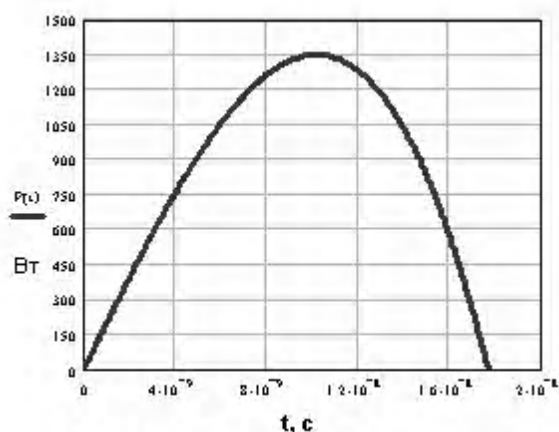


Рис. 3. График зависимости рассеиваемой мощности транзистора на этапе включения

Из рис.3 видно, что при увеличении t мощность нарастает практически линейно, затем достигает максимума и быстро спадает при входе транзистора в режим насыщения. Экстремальное значение мощности, наиболее благоприятное для развития ВП, и соот-

ветствующее ему время t^* найдем из (16), взяв производную по времени:

$$P'_K(t) = \frac{E \cdot I_0}{\tau_K} - \frac{3 \cdot R \cdot I_0^2}{2 \tau_K^2 \tau_C} \cdot t^2 - \frac{2 \cdot R \cdot I_0^2}{\tau_K^2} \cdot t = 0,$$

$$t^* = -\frac{2}{3} \tau_C + \frac{4}{9} \tau_C^2 + \frac{2 \cdot E^3 \cdot I_0 \cdot \tau_C}{3 \cdot R \cdot \tau_K} =$$

$$= \frac{2}{3} \tau_C \left(\sqrt{1 + \frac{3}{2} \cdot \frac{E \cdot \tau_K}{R \cdot I_0 \cdot \tau_C}} - 1 \right). \quad (17)$$

Найдем экстремум мощности $P_{КП}^*$ при плавном включении транзистора. Так как в этом случае $I_0 \cdot R \ll E$, то в (17) можно пренебречь единицами и после постановки в (16) получим:

$$P_{КП}^* \approx \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{E^3 \cdot I_0 \cdot \tau_C}{R \cdot \tau_K}} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{3}{2} \cdot \frac{R \cdot I_0 \cdot \tau_C}{E \cdot \tau_K}} \right) \approx$$

$$\approx \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{E^3 \cdot C \cdot I_B}{\bar{C}(R + r_{ТК})}}. \quad (18)$$

Из (18) видно, что $P_{КП}^*$ уменьшается при уменьшении I_B и при увеличении R , однако при этом, как следует из (10), значительно увеличивается время разрядки емкости C .

Аналогично найдем $P_{КФ}^*$ при $R \cdot I_0 \gg E$, т.е. при форсированном открывании VT1:

$$P_{КФ}^* \approx \frac{E^2}{4 \cdot R} \left(1 - \frac{E \cdot \tau_K}{8 \cdot \tau_C \cdot R \cdot I_0} \right) \approx \frac{E^2}{4 R}. \quad (19)$$

Из сравнения (18) и (19) видно, что при плавном отпирании VT1 и при $R = 0$ максимальная мощность может быть значительно больше, чем при форсированном. Так, например, в первом случае при $E = 400$ В, $C = 1,5 \cdot 10^{-9}$ Ф, $\bar{C} = 2 \cdot 10^{-10}$ Ф, $I_B = 0,1$ А, $R = 0$, $r_{ТК} = 8$ Ом получим:

$$P_{КП}^* = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2 \cdot 64 \cdot 10^6 \cdot 1,5 \cdot 10^9 \cdot 0,1}{3 \cdot 2 \cdot 10^{-10} \cdot 8}} \approx 1300 \text{ (Вт)}.$$

Для уменьшения $P_{К}^*$ и, следовательно, для уменьшения вероятности ВП в схемах при $R = 0$ открывание транзистора необходимо осуществлять линейно увеличивающимся от нуля током базы. При этом для уменьшения мощности от тока индуктивности $L1$ необходимо соблюдать условие:

$$I_0(t) = B \cdot I_B(t) \gg I_{L1}(t), \text{ т.е. } I_B(t) > \frac{E}{B \cdot L1} \cdot t.$$

Если $R \neq 0$, то мощности $P_{К}^*$ при плавном и форсированном прерывании примерно одинаковы. Например, при аналогичных параметрах и $R = 200$ Ом:

$$P_{КП}^* = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2 \cdot 6 \cdot 4 \cdot 10^6 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} \cdot 0,1}{3 \cdot 2 \cdot 10^{-10} \cdot (200 + 8)}} \approx 270 \text{ (Вт)},$$

$$P_{\text{КФ}}^* = \frac{16 \cdot 10^4}{4 \cdot 200} = 200 \text{ (Вт)}.$$

При работе транзистора в режиме насыщения мощность на нем значительно меньше, чем при включении, однако энергия может быть достаточно большой за счет большей длительности этого режима. Это способствует разогреву транзистора и, следовательно, улучшает условия для возникновения токовой неустойчивости при включении и выключении. При оценке общей энергии необходимо учитывать сильную зависимость напряжения насыщения от степени насыщения, так называемый режим квазинасыщения. На вольтамперной характеристике мощного высоковольтного транзистора между областью насыщения и активной областью находится участок с низким коэффициентом усиления по току, который появляется на характеристике из-за эффекта расширения базы и инжекции дырок из базы в высокоомный коллектор.

Наиболее опасным режимом является выключение транзистора с индуктивной нагрузкой обратным током базы. При этом ток коллектора, распределенный относительно равномерно по площади структуры в режиме насыщения, сжимается в узкие шнуры в центрах эмиттерных полосок. Для выключения транзистора необходимо удалить весь накопленный заряд в базе и высокоомном слое коллектора и разрядить коллекторную и эмиттерную емкости. Удаление заряда в реальном приборе является двумерным процессом. При подаче обратного смещения в цепи эмиттер-база ток базы, текущий вдоль эмиттера по направлению к базовому контакту, создаёт продольное падение напряжения, которое приводит к оттеснению эмиттерного тока к центру эмиттера. Следовательно, рассасывание накопленного заряда под широкой эмиттерной полосой должно происходить гораздо дольше, чем это следует из одномерного анализа.

При работе транзистора на индуктивную нагрузку плотность мощности при выключении достигает сотен киловатт на квадратный сантиметр. При этом тепловой градиент может достигать 10^5 K/cm^{-1} , что при длительной работе приводит к разрушению структуры.

2. Практическая часть

Проведенные экспериментальные исследования [7] показали, что в качестве параметра — критерия неразрушающего контроля транзисторов следует использовать ток индуцированного канала $I_{\text{кан}}$, протекающего в локальной области структуры. Использование пикового значения тока канала в качестве информационного параметра, свидетельствующего о наступлении локализации мощности, при измерении динамической ОБР позволяет обнаруживать значительно более ранние стадии локализации мощности, и тем самым исключить катастрофические отказы испытуемых транзисторов. Наличие тока канала даже в несколько миллиампер является результатом разогрева области локализации до уровня порядка температуры собственной проводимости (250°C), следовательно,

сопровождается циклическими термомеханическими напряжениями. Возможности проведенных исследований могут быть расширены, если проводить испытания в режиме импульса, который будет характеризовать реальный профиль мощности транзистора, т.е. те режимы, в которых данные транзисторы будут работать.

Описанный метод индивидуального прогнозирования ОБР был положен в основу разработанного стенда испытаний. Стенд предназначен для отбраковки потенциально ненадежных мощных транзисторов, работающих на активно-индуктивную нагрузку. Он используется для относительной оценки устойчивости и локализации тока транзисторов, работающих в ключевом режиме.

Стенд состоит из следующих функциональных блоков (рис.4): сетевой блок питания для формирования основных питающих напряжений; блок управления, содержащий управляющий контроллер, компараторы и логическую схему; блок драйвера тока базы, который формирует импульсы тока базы насыщения, напряжение отсечки базы ИТ и стабилизирует греющий ток эмиттера; дроссель L , который является нагрузкой ИТ для режимов насыщения и отсечки; стабилизированный блок напряжения коллектора, который выдает установленное напряжение только на время измерения по соответствующей команде от блока управления; токосъемные резисторы в цепи эмиттера R_z .

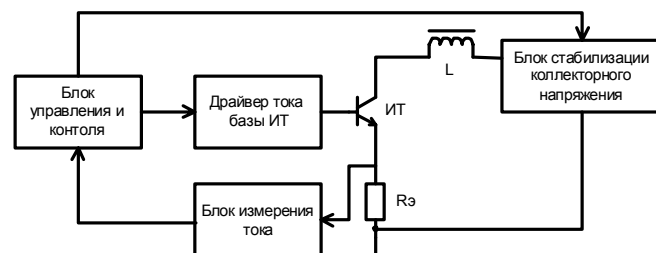


Рис. 4. Функциональная схема стенда с активно-индуктивной нагрузкой

В базу испытуемого транзистора, включенного в схему с общим эмиттером, задается импульс тока от генератора импульсов тока базы в соответствии с тактовой диаграммой рис.5. Напряжение на коллекторе ИТ поддерживается источником коллекторного напряжения. Измерение тока канала $I_{\text{кан}}$ производится блоком измерения тока и обрабатывается блоком управления. Мерой устойчивости транзистора к локализации является количество импульсов, приходящих на базу транзистора при заданном напряжении на коллекторе. Блок управления и контроля останавливает испытания при достижении установленного количества импульсов, если к моменту окончания последнего ток канала не достиг 10 мА. В этом случае транзистор считается годным. Если ток $I_{\text{кан}}$ достиг уровня при меньшем числе импульсов, чем было установлено, то измерения также прекращаются и транзистор считается не годным.

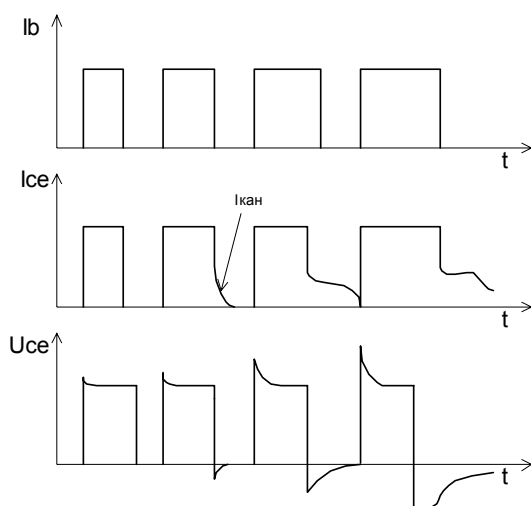


Рис. 5. Диаграммы работы макета при испытаниях с нарастающей длительностью импульса

Испытаниям была подвергнута партия транзисторов КТ940А в количестве 50 штук. Проведенные экспериментальные исследования показали различия транзисторов внутри партии по динамической устойчивости, что определяет возможность применения оценки устойчивости к локализации тока для входного контроля мощных транзисторов и выявления потенциально ненадежных.

Выводы

При работе на комплексную нагрузку необходимо использовать большой запас по напряжению и току коллектора, чтобы не выйти в переходных процессах за значения области безопасной работы. Следует отметить, что с точки зрения надежности работы транзисторного ключа наиболее критичным является этап выключения транзистора при индуктивном характере нагрузки. В этом случае инициируется токовая форма вторичного пробоя (безынерционная), сопровождаемого локальным тепловым пробоем.

Проведенный анализ энергетических режимов транзистора с реактивной нагрузкой показал, что при форсированном включении с LC нагрузкой увеличивается вероятность тепловой формы ВП вследствие увеличения как общей энергии, выделяемой в структуре, так и мгновенной мощности. Последняя в типовом каскаде может превышать единицы киловатт. Для увеличения надежности схемы в этом случае целесообразно открывать транзистор возрастающим током базы. При достаточно большой величине гасящего резистора максимальные мощности на этапе включения примерно одинаковы для форсированного и плавного открывания, но во втором случае тепловой режим транзистора хуже.

При закрывании транзистора запирающим током базы возникает существенная неоднородность токораспределения, вызванная падением напряжения на поперечном сопротивлении базы. Плотность тока в центре эмиттерных полосок по данным некоторых авторов достигает 1000 А/см^2 , а это значительно увеличивает

вероятность изотермического ВП. Для увеличения надежности транзистора целесообразно осуществлять рассасывание возрастающим током базы.

Научная новизна работы состоит в определении разрушающего метода контроля силовых биполярных транзисторов при работе на реальную активно-индуктивную нагрузку.

На основании проведенных теоретических и экспериментальных исследований изготовлен стенд для прогнозирования устойчивости транзистора к вторичному пробоя в реальном режиме работы (при активно-индуктивной нагрузке). *Практическая значимость* экспериментальных исследований заключается в необходимости определения границ ОБР полупроводниковых приборов без выхода их из строя в процессе тестирования.

Дальнейшие исследования целесообразно направить на использования разработанного устройства для отбраковки потенциально ненадежных мощных приборов IGBT, нашедших широкое применение в силовой электронике.

Литература: 1. Giovanni Busatto. Advanced RBSOA analysis for advanced power BJTs / Giovanni Busatto, Luigi Fratelli, Alfonso Patti // Microelectronics and Reliability. Vol. 36, Issues 7-8, Reliability Physics of Advanced Electron Devices. 1996. P. 1077-1093. 2. Fiatelli L. Analysis of second breakdown limits in RBSOA of bipolar transistors // L. Fiatelli, G. Busatto, P. Spirito, G.F. Wale // EPE. 1993. P. 101 – 106. 3. Carpenter G. An 1800 V 300 A nondestructive tester for bipolar power transistors / Carpenter, G. Lee, F.C.Y. Chen, D.Y. // : Power Electronics, IEEE Transactions on. Volume: 5, Issue: 3 . 1990. P. 314-322. 4. Selberherr S. Analysis and Simulation of Semiconductor Devices / New York: Springer ISBN 3-211-81800-6, 1984. 8p. 5. Xiaojun Xu. Next Generation Power Factor Correction (PFC) Based on Silicon Carbide (SiC) Power Devices and New Control Strategy / Thesis Ph. D. (Electrical Engineering.) North Carolina State University Raleigh. 2008. 162p. 6. Steve Menhart. Development of a second breakdown model for bipolar transistors / Thesis Ph. D. (Electrical Engineering) Texas Tech University. 1988. 84p. 7. Гусев В.А. Неразрушающий метод контроля образования «горячих» областей в структуре транзистора / Гусев В.А., Капранов И.Ю. // Вестник СевГТУ. Сер. Информатика, электроника, связь: сб. науч. тр. Севастополь, 2008. Вып. 93. С.106-109.

Поступила в редколлегию 16.09.2010

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Бабуров Э.Ф.

Гусев Владимир Александрович, д-р техн. наук, профессор, зав. каф. «Электронная техника» Севастопольского национального технического университета. Научные интересы: физика работы полупроводниковых приборов, электронные технологии, наноэлектроника, моделирование физических явлений. Адрес: Украина, 99053, Севастополь, ул. Университетская, 33, тел. (0692)-435-127. E-mail: elt.sevntu@gmail.com.

Капранов Иван Юрьевич, ассистент кафедры «Электронная техника» Севастопольского национального технического университета. Научные интересы: твердотельная электроника, цифровая и микропроцессорная техника, моделирование физических процессов и явлений. Адрес: Украина, 99053, Севастополь, ул. Университетская, 33, тел. (0692)-435-127. E-mail: kapiy@yandex.ru.