

Исследование энергии динамических потерь

в силовых модулях NPT IGBT с прозрачным эмиттером

Представлены результаты экспериментального исследования динамических характеристик отечественных силовых модулей NPT IGBT с прозрачным эмиттером. Измерение энергии динамических потерь проведено с учетом составляющих на интервалах установления стационарных состояний, информация по которым, как правило, отсутствует в паспортных данных и каталогах.

Игорь Воронин

stop_signal@bk.ru

Исследования энергии динамических потерь были проведены в схеме с индуктивной нагрузкой, шунтированной диодом, в режиме жесткой коммутации непрерывного тока. Исследовались силовые модули М2ТКИ, сконструированные ОАО «НПО ЭНЕРГОМОДУЛЬ» на базе отечественных транзисторных кристаллов NPT IGBT 12-го класса напряжения со средним током 100 А. Полупроводниковые кристаллы NPT IGBT были изготовлены ОАО «Ангстрем» на высокоомных *n*-подложках толщиной около 200 мкм с прозрачным *p*⁺-эмиттером, сформированным процессом ионного легирования бором на обратной стороне пластины.

Осциллограммы переходных процессов включения и выключения данных транзисторов показаны на рис. 1 и 2.

Результаты исследования и расчета энергии динамических потерь представлены в таблицах 1 и 2.

Зависимость энергии динамических потерь от тока нагрузки для ключа со встречно-параллельным

Таблица 1. Энергия динамических потерь при заданном токе нагрузки

I _н , А	W _{дин} , мкДж			
	E = 600 В		E = 300 В	
	эксп.	расч.	эксп.	расч.
20	2457	2600	848	920
40	4717	5200	1735	1840
60	7821	7800	2834	2760
80	10146	10400	3568	3680
100	12875	13000	4728	4600

Таблица 2. Энергия динамических потерь при заданном напряжении питания

E, В	W _{дин} , мкДж			
	I _н = 50 А		I _н = 100 А	
	эксп.	расч.	эксп.	расч.
300	2299	2298	4487	4566
400	3616	3529	6864	7050
500	4642	4927	9754	9875
600	6432	6555	12875	13000
700	8176	8176	16782	16413

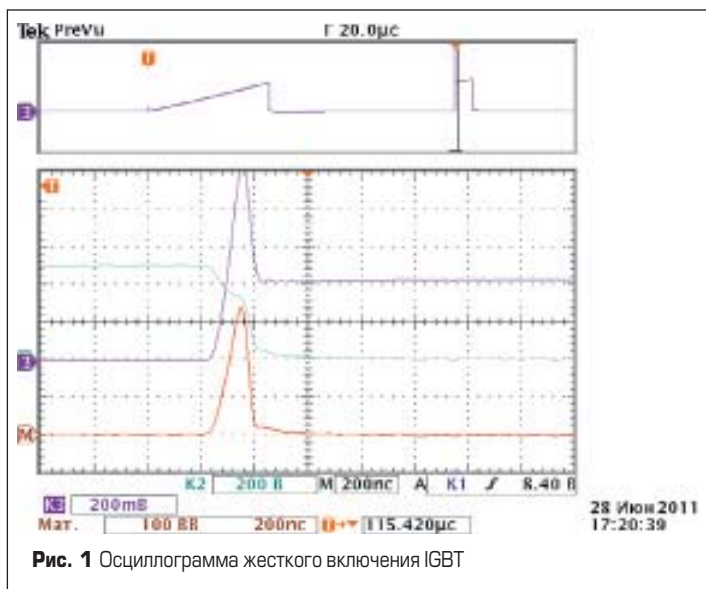


Рис. 1 Осциллограмма жесткого включения IGBT

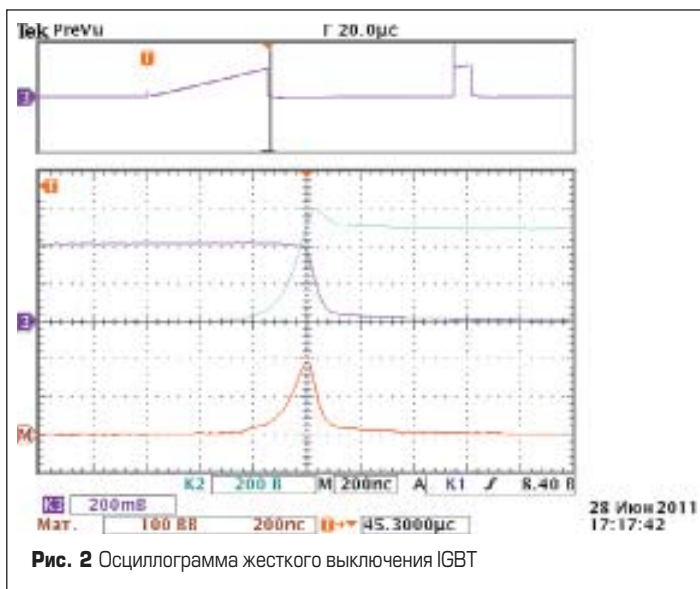


Рис. 2 Осциллограмма жесткого выключения IGBT

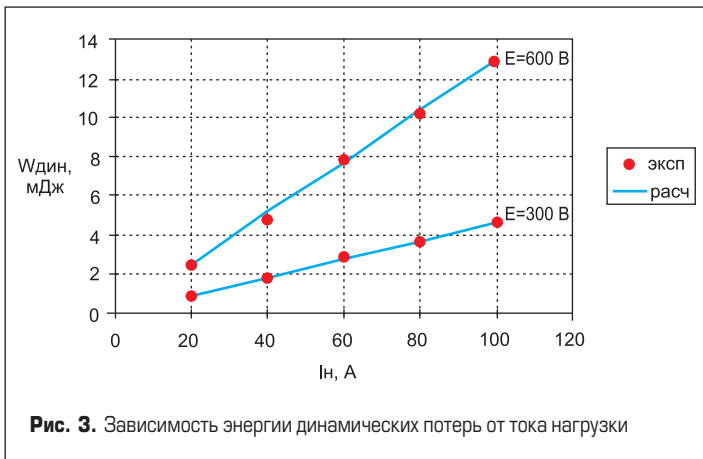


Рис. 3. Зависимость энергии динамических потерь от тока нагрузки

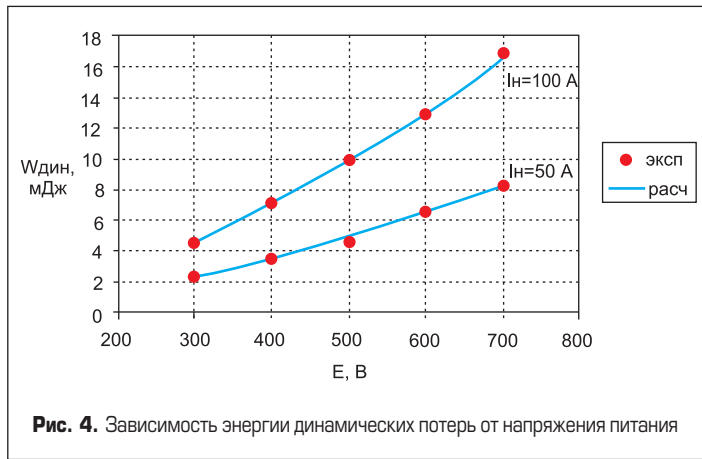


Рис. 4. Зависимость энергии динамических потерь от напряжения питания

диодом показана на рис. 3. Представленная зависимость является линейной функцией с коэффициентом наклона 0,130 мДж/А для напряжения питания 600 В и 0,046 мДж/А для напряжения питания 300 В.

Зависимость энергии динамических потерь от напряжения питания показана на рис. 4. Данная зависимость является степенной функцией, которая с достаточной точностью описывается выражением $W_{дин} = 0,415E^{1,51}$ для тока нагрузки 50 А и $W_{дин} = 0,830E^{1,51}$ для тока нагрузки 100 А.

В общем случае суммарную (транзистор плюс обратный диод) энергию динамических потерь в IGBT можно представить в виде:

$$W_{дин} = W_0(I_n/I_0)(E/U_0)^n, \quad (1)$$

где I_0 — ток нагрузки, равный среднему значению тока коллектора IGBT; U_0 — напряжение питания, равное половине максимально-допустимого напряжения IGBT; W_0 — энергия динамических потерь, измеренная при параметрах I_0 и U_0 ; n — показатель степени для нелинейной зависимости энергии потерь от напряжения питания.

Для исследуемых ключей с учетом полученных зависимостей (рис. 3 и 4) энергия динамических потерь в мДж определяется эмпирической формулой:

$$W_{дин} = 13(I_n/100)(E/600)^{1,51}. \quad (2)$$

Процессы установления стационарных состояний в IGBT и их вклад в энергию динамических потерь

Процессами установления в силовых ключах называют интервалы времени с относительно медленным изменением напряжения при включении и тока при выключении. Первый из эффектов носит название процесса динамического насыщения транзистора по напряжению. Второй называется интервалом остаточного (хвостового) тока транзистора.

Для качественного измерения энергии потерь на интервалах установления необходимо решить несколько задач:

- При относительно большом размахе импульсов тока и напряжения на ключе в процессе коммутации требуется измерение их относительно малых амплитуд на этапах установления. В таком случае недостаточно типового разрешения по вертикали размером 8 бит, используемого большинством цифровых осциллографов.
- Для интегрирования энергии динамических потерь необходимо устанавливать уровень отсечки по фронтам коммутации ниже стандартных значений 5–10%, что требует дополнительной очистки измеряемого сигнала от шума.

На рис. 5 показана измеренная в полной полосе пропускания осциллограмма мгновенной

мощности потерь, рассеиваемой в транзисторе в процессе коммутации. Как видно на представленном кадре, уровень зарегистрированных помех не позволяет проводить контроль энергии потерь на интервалах с малыми амплитудами.

Для решения проблемы был применен метод усреднения исследуемых кадров развертки, позволяющий проводить отбор точек из нескольких кадров захвата, устраняя тем самым точки случайных процессов (шумов).

На рис. 6 показана осциллограмма мгновенной мощности потерь в режиме усреднения. Полученная разрешающая способность позволяет устанавливать уровень отсечки по фронтам коммутации величиной порядка 2%.

Результаты исследования энергии динамических потерь на интервалах установления представлены в таблицах 3 и 4.

Как следует из полученных данных, энергия потерь на медленных интервалах вносит существенный вклад в суммарную энергию динамических потерь. Ее относительная доля в полном диапазоне рабочих напряжений 300–600 В составляет 27–39%. Величина вносимых потерь в относительном выражении практически не зависит от тока нагрузки и увеличивается с ростом напряжения питания схемы.

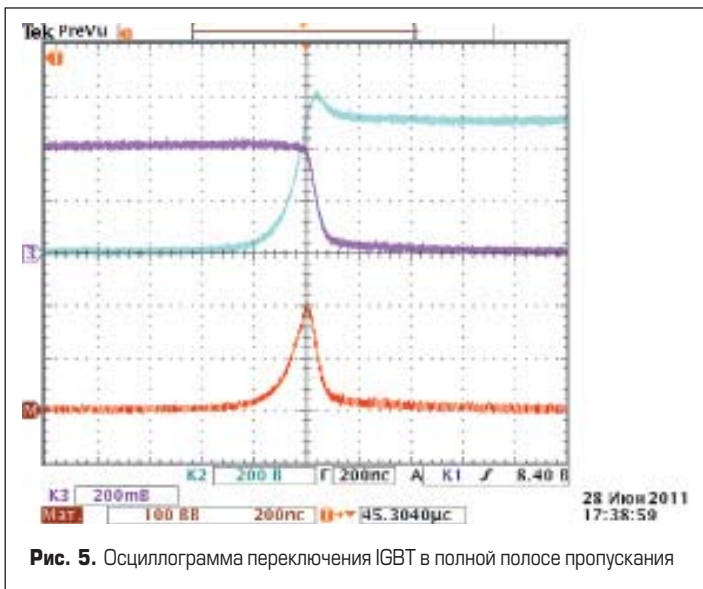


Рис. 5. Осциллограмма переключения IGBT в полной полосе пропускания

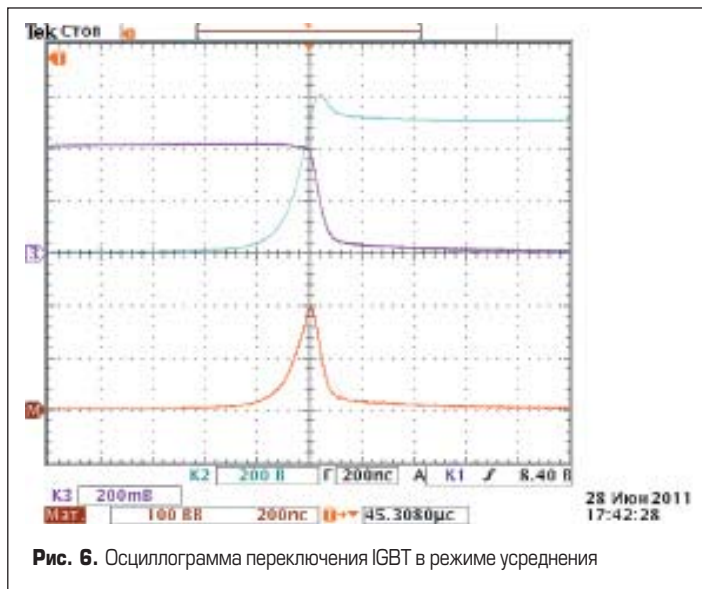


Рис. 6. Осциллограмма переключения IGBT в режиме усреднения

Таблица 3. Энергии динамических потерь на интервалах установления при заданном токе нагрузки ($E = 600 \text{ В}$)

$I_n, \text{ А}$	$W_{\text{хв.ток}}, \text{ мкДж}$	$W_{\text{кв.нас}}, \text{ мкДж}$	$W_{\text{уст}}, \text{ мкДж}$	$W_{\text{дин}}, \text{ мкДж}$	$W_{\text{уст}}/W_{\text{дин}}, \%$
10	397	109	506	1453	34,8
20	691	195	886	2457	36,1
30	960	322	1282	3603	35,6
40	1408	432	1840	4717	39
50	1792	598	2390	6432	37,2

Таблица 4. Энергии динамических потерь на интервалах установления при заданном токе нагрузки ($E = 300 \text{ В}$)

$I_n, \text{ А}$	$W_{\text{хв.ток}}, \text{ мкДж}$	$W_{\text{кв.нас}}, \text{ мкДж}$	$W_{\text{уст}}, \text{ мкДж}$	$W_{\text{дин}}, \text{ мкДж}$	$W_{\text{уст}}/W_{\text{дин}}, \%$
10	91	35	126	452	27,9
20	192	64	256	848	30,2
30	240	94	334	1270	26,3
40	307	162	469	1735	27
50	421	219	640	2299	27,8

Установление стационарного состояния проводимости, эффект динамического насыщения

Эквивалентная схема IGBT с учетом емкостных составляющих [2, 3] показана на рис. 7.

Спад напряжения на IGBT при включении определяется тремя процессами:

- разрядом проходной емкости транзистора $C_{зк}$ (емкости Миллера);
- модуляцией сопротивления базового слоя транзистора;
- разрядом барьерной емкости $C_{зп}$ расположенной в p -области эмиттера транзистора.

Первые два процесса определяют быструю составляющую фронта спада напряжения при включении транзистора.

Изменение напряжения на барьерной емкости $C_{зп}$ расположенной в p -области эмиттера, наоборот, является относительно медленным процессом.

Исследованию эффекта «квазинасыщения» в IGBT посвящен ряд работ [4, 5], в которых показано, что амплитуда остаточного напряжения $U_{\text{кв.нас}}(0)$ определяется степенью легирования p - и n -областей транзистора, зависит от напряжения питания схемы и слабо зависит от тока нагрузки:

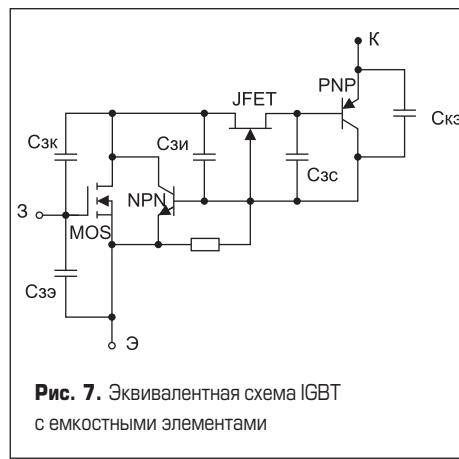


Рис. 7. Эквивалентная схема IGBT с емкостными элементами

$$U_{\text{кв.нас}}(0) = (kN_D E)/(N_A + N_D), \quad (3)$$

где k — коэффициент пропорциональности; N_D — концентрация примеси доноров в n -базе IGBT; N_A — концентрация примеси акцепторов в p -области IGBT.

В работе [5] показано, что для приборов, изготовленных по гомогенной технологии NPT, напряжение $U_{\text{кв.нас}}(0)$ практически линейно зависит от напряжения питания схемы в полном диапазоне допустимых напряжений. Приборы, изготовленные по эпитаксиальной технологии PT, имеют два участка линейной зависимости, причем наклон второго участка, начиная с напряжения порядка 600 В, становится существенно более резким. Для расчета изменения напряжения квазинасыщения во времени в работе [4] применена эмпирическая зависимость вида:

$$U_{\text{кв.нас}}(t) = U_{\text{кв.нас}}(0) - 2\sqrt{A\tau}(1 - e^{-t/\tau}), \quad (4)$$

где A — коэффициент пропорциональности; τ_0 — постоянная времени процесса; $U_{\text{кв.нас}}(0)$ — начальная амплитуда напряжения квазинасыщения.

Учитывая, что $U_{\text{кв.нас}}(\infty) = U_{\text{кэ.нас}}$, формулу (4) можно представить в виде:

$$U_{\text{кв.нас}}(t) = U_{\text{кв.нас}}(0) - \frac{U_{\text{кв.нас}}(0) - U_{\text{кэ.нас}}}{\sqrt{1 - e^{-t/\tau_0}}}. \quad (5)$$

Данная математическая модель была применена при исследовании напряжения динамического насыщения на интервале уста-

Таблица 5. Амплитуда напряжения квазинасыщения при заданном токе нагрузки

$I_n, \text{ А}$	$U_{\text{кв.нас}}, \text{ В}$			
	$E = 600 \text{ В}$		$E = 300 \text{ В}$	
	эксп.	расч.	эксп.	расч.
10	104	104	33	35
20	94	104	31	35
30	103	104	30	35
40	104	104	39	35
50	115	104	42	35

Таблица 6. Амплитуда напряжения квазинасыщения при заданном напряжении питания

$E, \text{ В}$	$U_{\text{кв.нас}}, \text{ В}$			
	$I_n = 50 \text{ А}$		$I_n = 10 \text{ А}$	
	эксп.	расч.	эксп.	расч.
300	42	42	33	33
400	67	66	54	55
500	84	91	78	77
600	115	116	91	99
700	140	140	121	121

новления стационарного состояния проводимости.

Результаты измерения и расчета представлены в таблицах 5 и 6.

На рис. 8 показана зависимость $U_{\text{кв.нас}}(0)$ от изменения тока нагрузки, которая подтверждает слабую зависимость амплитуды напряжения квазинасыщения от I_n . Некоторое увеличение напряжения $U_{\text{кв.нас}}(0)$ в области больших токов объясняется дополнительным падением напряжения на модулируемом сопротивлении базы.

Зависимость напряжения динамического насыщения от напряжения питания представлена на рис. 9. Установлено, что в диапазоне напряжений 300–600 В характеристика носит линейный характер с относительным коэффициентом наклона 0,245 для тока нагрузки 50 А и 0,22 для тока нагрузки 10 А.

Временная зависимость напряжения квазинасыщения при токе нагрузки 50 А и напряжении питания 600 В описывается зависимостью (5) с параметрами: $\tau_0 = 80 \text{ нс}$ и $U_{\text{кэ.нас}} = 2,5 \text{ В}$. Сравнение экспериментально снятой зависимости $U_{\text{кв.нас}}(t)$ и рассчитанной в соответствии с формулой (5) показано на рис. 10 и 11 и подтверждает корректность выбранной математической модели.

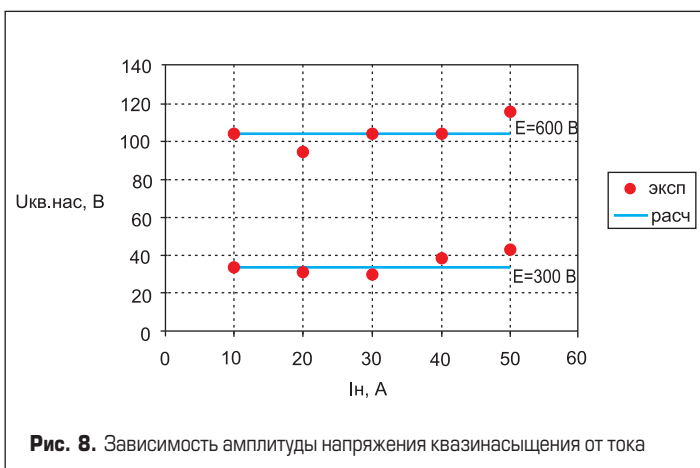


Рис. 8. Зависимость амплитуды напряжения квазинасыщения от тока

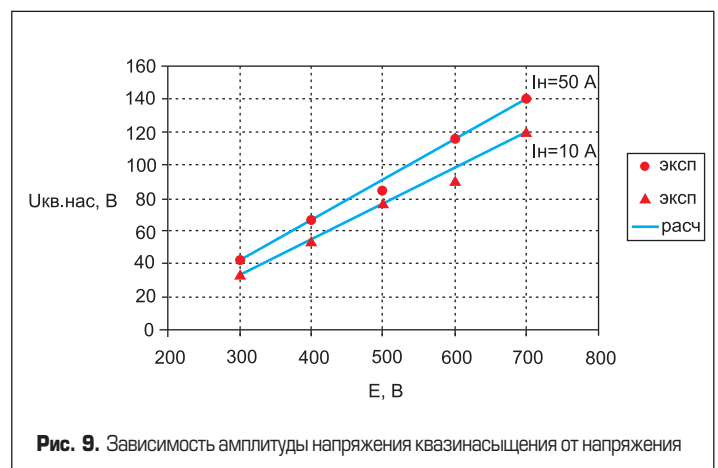


Рис. 9. Зависимость амплитуды напряжения квазинасыщения от напряжения

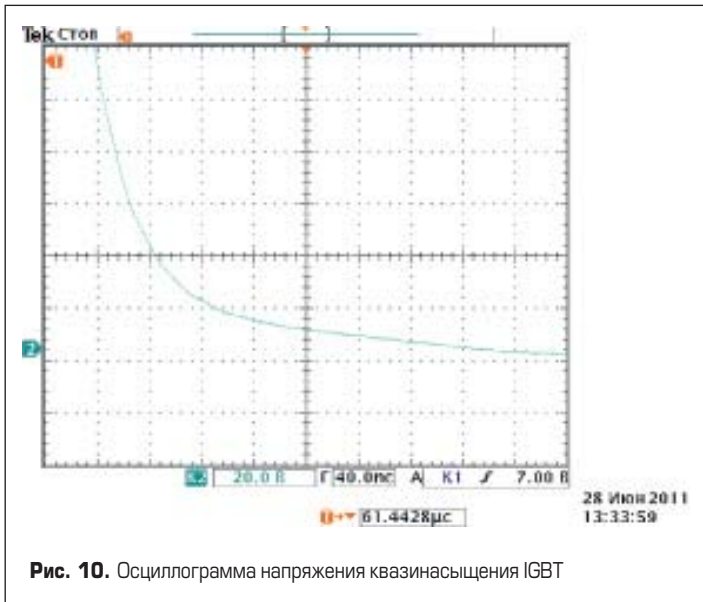


Рис. 10. Осциллограмма напряжения квазинасыщения IGBT

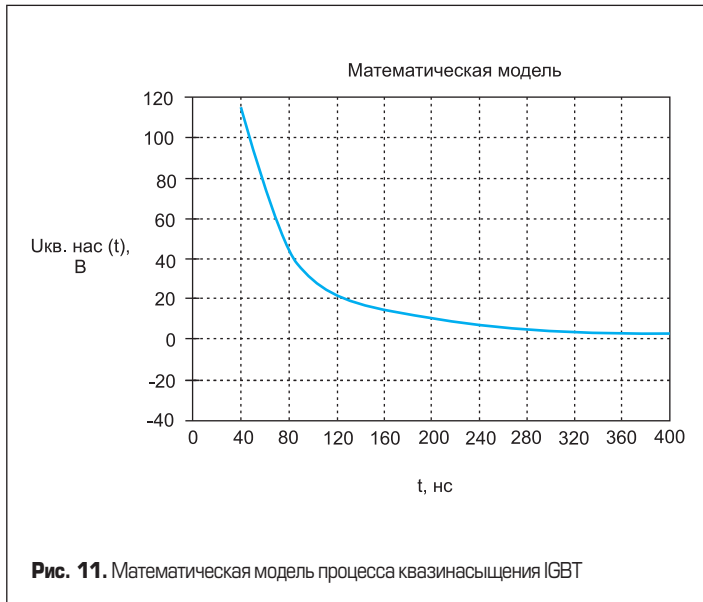


Рис. 11. Математическая модель процесса квазинасыщения IGBT

Установление стационарного состояния закрытого ключа, интервал остаточного тока

При запириании IGBT в его структуре (рис. 7) первым выключается управляющий МДП-транзистор. При этом в высоковольтном *p-n-p*-транзисторе происходит обрыв базового тока, и остаточный ток в IGBT определяется относительно медленным процессом рекомбинации накопленного в базе транзистора заряда.

Анализу процесса запириания IGBT посвящен ряд научных исследований [3, 6, 7]. Из условия пропорциональности остаточного тока накопленному заряду носителей в работе [7] получена формула для определения амплитуды остаточного тока $I_t(0)$:

$$I_t(0) = 2I_n \frac{(1 - \frac{1}{ch(W_B/L)})}{(W_B/L)^2}, \quad (6)$$

где W_B — ширина базового слоя транзистора; L — эффективная диффузионная длина; I_n — ток нагрузки непосредственно перед выключением транзистора.

Выражение (6) содержит функцию гиперболического косинуса в электрофизических параметрах, что не совсем удобно для практического применения.

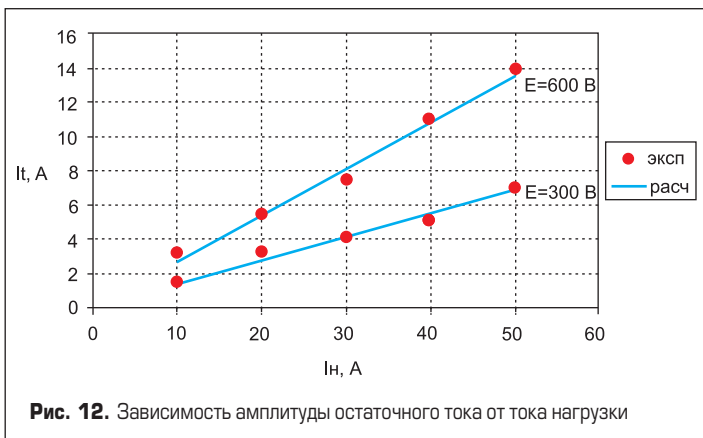


Рис. 12. Зависимость амплитуды остаточного тока от тока нагрузки

Поскольку в исследуемой схеме применяются NPT IGBT с относительно малым временем жизни, можно считать, что эффективная диффузионная длина L много меньше ширины базового слоя W_B . При этом $ch(W_B/L) \gg 1$, и формулу (6) можно преобразовать к виду:

$$I_t(0) = \frac{b}{1+b} \frac{I_n \tau_B}{W_B^2 / 4D_p}, \quad (7)$$

где D_p — коэффициент диффузии дырок; b — коэффициент, численно равный отношению подвижности электронов и дырок.

Раскроем физический смысл полученного выражения.

Величина $b/(1+b) \times I_n \tau_B$ представляет собой заряд носителей $Q_B(0)$, накопленный в базе IGBT перед его выключением.

Величина $W_B^2/4D_p$ является постоянной времени пролета дырок через базу транзистора τ_k .

Таким образом, амплитуда остаточного тока $I_t(0)$ прямо пропорциональна току нагрузки I_n и через постоянную времени пролета τ_k зависит от напряжения питания схемы.

Изменение остаточного тока во времени определяется рассасыванием накопленного в транзисторе заряда при нулевом запирающем токе базы:

$$I_t(t) = Q_B(t)/\tau_k = Q_B(0)e^{-t/\tau_B}/\tau_k = I_t(0)e^{-t/\tau_B}. \quad (8)$$

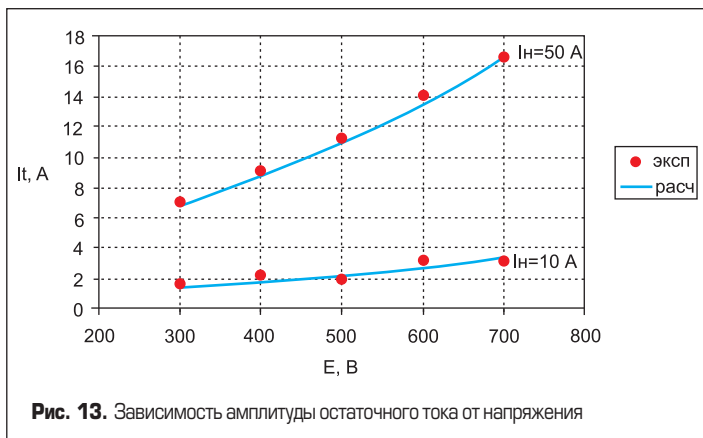


Рис. 13. Зависимость амплитуды остаточного тока от напряжения

Таблица 7. Амплитуда остаточного тока при заданном токе нагрузки

I_n, A	I_t, A			
	$E = 600 В$		$E = 300 В$	
	эксп.	расч.	эксп.	расч.
10	3,1	2,7	1,5	1,4
20	5,4	5,4	3,2	2,8
30	7,5	8,1	4	4,1
40	11	10,8	5,1	5,5
50	14	13,5	7	6,9

Таблица 8. Амплитуда остаточного тока при заданном напряжении питания

$E, В$	I_t, A			
	$I_n = 50 А$		$I_n = 10 А$	
	эксп.	расч.	эксп.	расч.
300	7	6,9	1,5	1,4
400	9	8,7	2,1	1,7
500	11,2	10,9	2	2,2
600	14	13,5	3,1	2,7
700	16,5	16,6	3,2	3,3

Данная математическая модель была применена при исследовании интервала остаточного тока. Измеренные и расчетные данные представлены в таблицах 7 и 8.

На рис. 12 показана зависимость $I_t(0)$ от изменения тока нагрузки, которая подтверждает линейный характер зависимости с относительным коэффициентом наклона 0,275 для напряжения питания 600 В и 0,14 для напряжения питания 300 В.

Зависимость амплитуды остаточного тока транзистора $I_t(0)$ от напряжения питания E представлена на рис. 13. Установлено, что

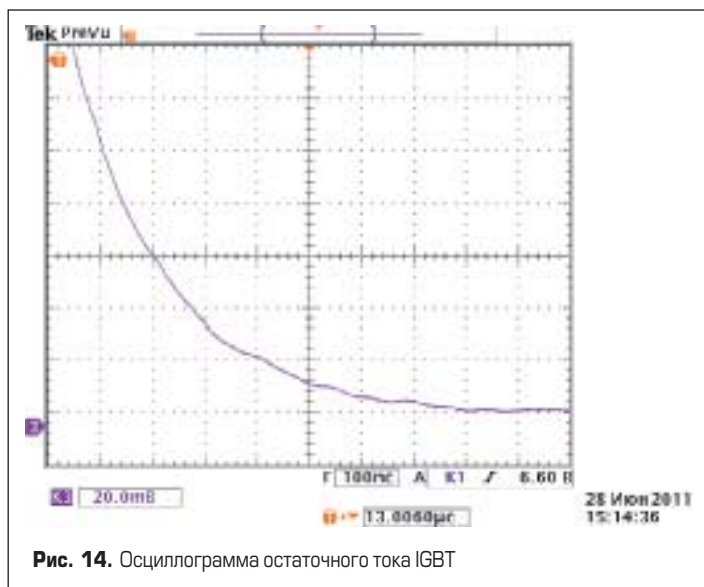


Рис. 14. Осциллограмма остаточного тока IGBT

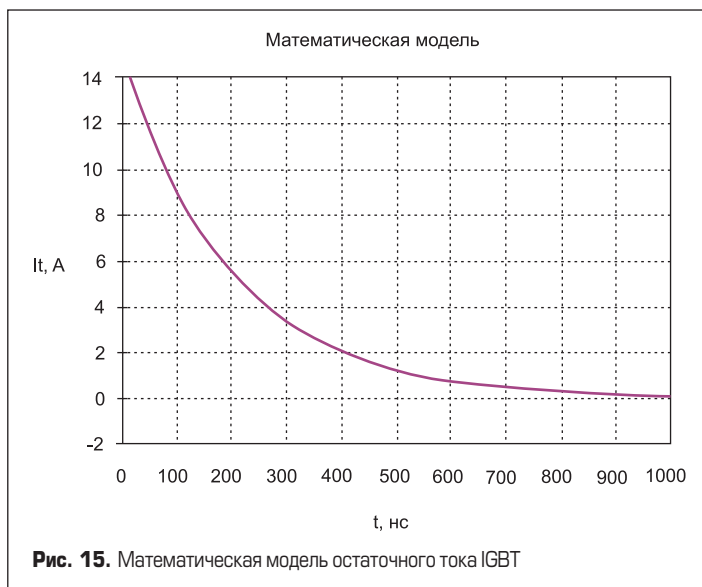


Рис. 15. Математическая модель остаточного тока IGBT

в диапазоне напряжений $E = 300\text{--}600$ В характеристика носит нелинейный характер и может быть представлена выражением (7) с параметрами: $b = 2,8$; $D_p = 13,5 \text{ см}^2/\text{с}$; $\tau_B = 200 \text{ нс}$; $W_{B0} = 100 \text{ мкм}$. При этом для расчета зависимости ширины базового слоя W_B от напряжения питания применялась эмпирическая формула 7:

$$W_B = W_{B0} - 2,56\sqrt{E}. \quad (9)$$

Временная зависимость остаточного тока при токе нагрузки 50 А и напряжении питания 600 В описывается зависимостью (8) с параметрами: $\tau_B = 200 \text{ нс}$ и $I_t(0) = 14,9 \text{ А}$. Сравнение экспериментально снятой и рассчитанной зависимости $I_t(0)$ показано на рис. 14 и 15 и подтверждает корректность выбранной математической модели.

Заключение

- Величина измеренной энергии динамических потерь соответствует типовым значе-

ниям данного параметра у импортных аналогов IGBT 12-го класса напряжения технологии четвертого и пятого поколения.

- Исследуемые NPT IGBT с прозрачным эмиттером имеют относительно малые длительности протекания остаточного тока, что более характерно для приборов, изготовленных по эпитаксиальной PT-технологии.
- Измеренная энергия динамических потерь на интервалах установления стационарных состояний вносит весомый вклад в суммарную энергию динамических потерь, причем ее относительная доля практически не зависит от тока нагрузки и увеличивается с ростом напряжения питания схемы.

Литература

1. IGBT and MOSFET power modules. Application Handbook. SEMIKRON. 2010.
2. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи. Семейства, характеристики, применение. 2-е изд. М.: Додека-XXI. 2005.
3. Hefner A., Blackburn D. An analytical model for steady-state and transient characteristics of the power Insulated-Gate Bipolar Transistor // Solid-State Electronics. 1988. V. 31. № 10.
4. Pittet S., Rufer A. Importance of quasi-saturation effect in the bipolar junction of high voltage NPT-IGBTs for power calculations // Laboratoire d'Electronique Industrielle Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Switzerland.
5. Pittet S., Rufer A. Analytical analysis of quasi-saturation effect in PT and NPT IGBTs // Laboratoire d'Electronique Industrielle Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Switzerland.
6. Бономорский О. И., Воронин П. А., Куканов В. В., Щепкин Н. П. Исследование процессов запитывания комбинированных транзисторов // Компоненты и технологии. 2004. № 8.
7. Hajji M. A transient model for Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs): Ph. D. Dissertation. University of Pittsburgh. 2002.