

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА ВОССТАНОВЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ НА КРЕМНИЕВОМ ФОТОУМНОЖИТЕЛЕ

© 2013 г. А. Д. Плешко*, П. Ж. Бужан, А. Л. Ильин, Е. В. Попова,
А. А. Стифуткин, С. И. Агеев**

Национальный исследовательский ядерный университет “МИФИ”

Россия, 115409, Москва, Каширское ш., 31

**ОАО “ГНПП “Регион”*

Россия, 115230, Москва, Каширское ш., 13а

***ООО “ЭКСЕЛТЕК”*

Россия, 105066, Москва, ул. Старая Басманная, 20, корп. 5, 247

Поступила в редакцию 05.10.2012 г.

Теоретически и экспериментально исследована динамика процесса восстановления напряжения на кремниевом фотоумножителе. Изучены особенности восстановления напряжения в кристаллах с большим числом ячеек. Изложены соображения по конфигурации и выбору значений элементов фильтра в цепи питания. Получено выражение для расчета времени восстановления при произвольном числе сработавших пикселей, учитывающее общее число пикселей фотоумножителя, сопротивление горизонтального растекания тока по p - и n -областям пикселя, значения внешних элементов. Аналитические выражения и результаты SPICE-моделирования сопоставлены с экспериментальными результатами измерения напряжения на нагрузке.

DOI: 10.7868/S0032816213060098

ВВЕДЕНИЕ

Кремниевый фотоумножитель – активно развивающийся в последние 10 лет тип фотодетекторов. Подобные детекторы разрабатываются во многих компаниях в мире под разными наименованиями: SiPM, MRS APD, MPPC, MAPD. В данной статье будет использоваться обозначение Si-ф.э.у.

Фотодетектор представляет собой структуру [1, 2], состоящую из большого числа (от 10^2 до 10^4 на мм^2) одинаковых независимых микрофотодетекторов (пикселей), работающих в гейгеровском режиме на общую нагрузку при напряжении питания, превышающем пробойное на величину так называемого перенапряжения $V_{ov} = |V - V_b|$, где V – напряжение питания, прикладываемое к p - n -переходам до их пробоя, V_b – напряжение пробоя при развитии разряда в ячейке. При попадании фотона в активную область пикселя в нем развивается гейгеровский разряд, гашение которого происходит за счет падения напряжения до пробойного на гасящем сопротивлении, индивидуальном для каждого пикселя.

После прекращения разряда перенапряжение на пикселе должно успеть восстановиться до поступления следующего фотона. Время восстановления t_r перенапряжения на сработавших пикселях определяет максимальную частоту корректно регистрируемых фотонов. Для его оценки пользуют-

ся соотношением, являющимся следствием экспоненциального характера восстановления перенапряжения пикселей:

$$t_r \approx -\tau_r \ln \delta, \quad (1)$$

где δ – допустимое относительное отклонение V_{ov} на сработавших пикселях от начального значения $V_{ov}(t=0) = V_{ov}^0$; τ_r – постоянная времени восстановления. Согласно [3, 4]

$$\tau_r \approx R_q(C_p + C_f), \quad (2)$$

где R_q – гасящее сопротивление пикселя; C_p – емкость пикселя; C_f – емкость, шунтирующая R_q для лучшей передачи быстрой компоненты сигнала.

Однако четкие границы применимости соотношений (1) и (2) авторами в литературе не обнаружены. Наибольший интерес представляют ответы на следующие вопросы:

1. Возможно ли описание процесса восстановления $V_{ov}(t)$ одной экспонентой с достаточной для практики точностью?
2. Зависит ли τ_r от полного числа N пикселей Si-ф.э.у. и от числа n сработавших пикселей?
3. Зависит ли τ_r от сопротивления нагрузки и значений элементов фильтра в цепи питания?

В известной авторам литературе эти вопросы частично затрагиваются, но исчерпывающие ответы на них отсутствуют. Например, в работе [4] приводятся результаты исследования зависимости времени восстановления детектора от числа

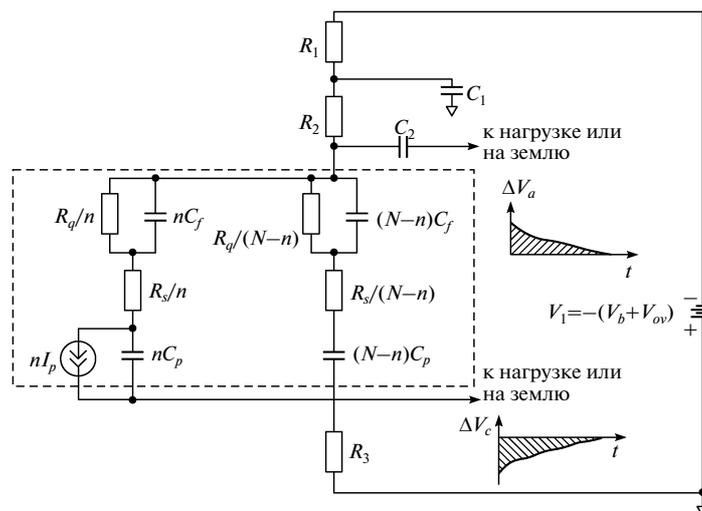


Рис. 1. Полная схема замещения, используемая для анализа процессов, происходящих при восстановлении Si-ф.э.у. Эквивалентная схема Si-ф.э.у. обведена штриховой линией. R_q – гасящее сопротивление пикселя; C_p – емкость пикселя; C_f – емкость, шунтирующая R_q для лучшей передачи быстрой компоненты сигнала; R_s – сопротивление горизонтального растекания тока по p - и n -областям пикселя и контактов; ΔV_a – импульс на аноде; ΔV_c – импульс на катоде.

сработавших пикселей двухимпульсным методом [5]. Однако в данной работе использовался рассеянный свет, следовательно, нет гарантий того, что фотоны первого импульса попадают в те же пиксели, что и фотоны второго импульса. Соответственно наиболее важный для практики вопрос о времени (и динамике процесса) восстановления Si-ф.э.у. после одиночной вспышки с произвольным числом $1 \leq n \leq N$ сработавших пикселей остается открытым.

СХЕМА ДЛЯ АНАЛИЗА И ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ Si-Ф.Э.У.

Для анализа процессов, происходящих при восстановлении Si-ф.э.у., была использована схема замещения, представленная на рис. 1. В отличие от работ [6, 7], она учитывает полное число пикселей Si-ф.э.у., число сработавших пикселей, сопротивление горизонтального растекания тока по p - и n -областям пикселя, сопротивление контактов, а также элементы цепи, внешней по отношению к детектору.

Эквивалентная схема Si-ф.э.у. на этом рисунке пригодна для сравнительно медленного (по сравнению с быстрой сигнальной компонентой импульса) процесса восстановления ($t \geq 10\text{--}20$ нс). (Для корректного анализа динамики “быстрой” компоненты необходим учет индуктивностей выводов и времени протекания лавинного тока, но в данной работе этот аспект рассматривать нет необходимости благодаря практическому отсутствию влияния динамики “быстрых” компонент на “медленные”.) Амплитуда импульса тока про-

боя длительностью 100 пс для удобства анализа была выбрана из условия $V_{ov}^0 = 1$ В.

Приведенная на рис. 1 схема удобна тем, что полярность выходного сигнала можно изменять за счет изменения точки подключения нагрузки: к аноду или катоду. При этом не используемый выход следует заземлить. В дальнейшем для определенности предполагается, что выходные сигналы положительны (съем сигнала с “нижнего” вывода R_2 , при этом “правая” обкладка C_2 заземлена).

Рассмотрим требования к внешним элементам схемы. В быстродействующих устройствах, как правило, используется 50-омная измерительная техника. Поэтому сопротивления R_2 и R_3 во избежание заметного шунтирования должны быть минимум в 10–20 раз больше сопротивления нагрузки $R_L = 50$ Ом. На практике достаточно вы-

$$R_2 = R_3 = R = 1 \text{ кОм} = 20 R_L. \quad (3)$$

Резистор R_1 вместе с конденсатором C_1 образуют первое звено фильтра подавления шумов и наводок в цепи питания. Поэтому чем больше сопротивление R_1 , тем лучше будет фильтрация. Однако большим будет и падение напряжения от протекающего через R_1 обратного тока Si-ф.э.у., что влияет на точность установки V_{ov}^0 . На практике целесообразно выбрать $R \leq R_1 \leq 10 R$.

Емкости фильтра конструктивно удобно выбирать одинаковыми. Поэтому в дальнейшем предполагается, что $C_1 = C_2 = C$. Величина C должна быть на 2–3 порядка больше суммарной емкости пикселей NC_p . В этом случае фильтр практически не влияет на время восстановления до уров-

ней $\delta \approx 0.01-0.001$ соответственно отношению $C/(NC_p)$. На рис. 2 показаны эпюры процесса восстановления Si-ф.э.у. для наихудшего с точки зрения времени восстановления случая, когда сработали все N пикселей. На рис. 2а показано восстановление потенциала на емкости $p-n$ -перехода ячейки Si-ф.э.у. nC_p , а на рис. 2б – значения тока, протекающего через емкость C_2 .

Восстановление потенциала на пикселях происходит за счет заряда на емкости фильтра C_2 (первый участок кривой) и определяется параметрами Si-ф.э.у. Затем ток через C_2 меняет направление, и уже заряд на емкости фильтра восстанавливается за счет источника питания (второй участок кривой, определяющийся фильтром). В силу условия

$$C \geq (100-1000)NC_p \quad (4)$$

восстановление на первом и втором участках идет с резко отличающимися постоянными времени.

Можно показать, что при выполнении условия (4) постоянные времени фильтра определяются выражениями

$$\tau_{F1} \approx \frac{1+2\alpha - \sqrt{1+4\alpha^2}}{2} RC, \quad (5)$$

$$\tau_{F2} \approx \frac{1+2\alpha + \sqrt{1+4\alpha^2}}{2} RC, \quad (6)$$

где $\alpha = R_1/R$.

На экспериментальном макете был установлен резистор с сопротивлением $R_1 = 10R = 10$ кОм, т.е. $\alpha = 10$. Емкости были выбраны равными $C = 0.1$ мкФ. Разброс значений сопротивлений не превышал $\pm 1\%$, значений емкостей – $\pm 10\%$. Это дает следующие значения постоянных времени фильтра:

$$\tau_{F1} \approx 48.8 \pm 5.4 \text{ мкс}, \quad \tau_{F2} \approx 2.1 \pm 0.2 \text{ мс}. \quad (7)$$

Экспериментально можно наблюдать (см. рис. 2) лишь ту часть второго участка восстановления, которая определяется постоянной τ_{F1} . Область второго участка, определяемую постоянной τ_{F2} , экспериментально наблюдать с разрешением, достаточным для оценки ее параметров (например, постоянной времени τ_{F2}), не представляется возможным из-за шумов.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПРОЦЕССОВ ВОССТАНОВЛЕНИЯ Si-Ф.Э.У. И РЕЗУЛЬТАТЫ SPICE-МОДЕЛИРОВАНИЯ

Постоянные времени на первом участке можно определить аналитически из операторного выражения для отклонения $\Delta V_{ov}(s)$ перенапряжения сработавших пикселей от начального значения V_{ov}^0 (здесь s – оператор Лапласа–Карсона).

Опуская промежуточные выкладки, примем, что в общем виде $\Delta V_{ov}(s)$ можно представить дробно-рациональной функцией 6-го порядка:

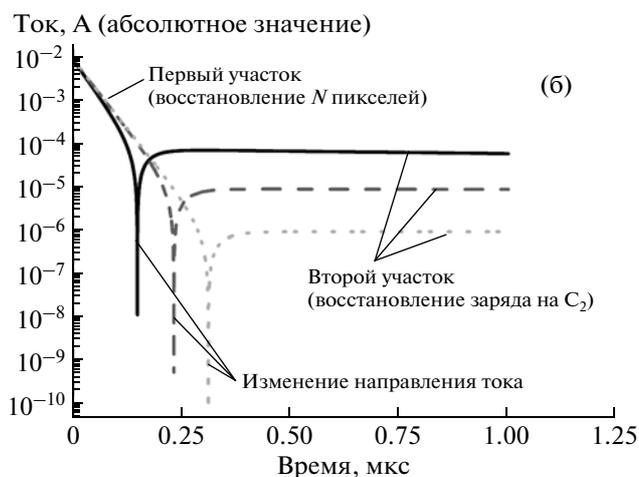
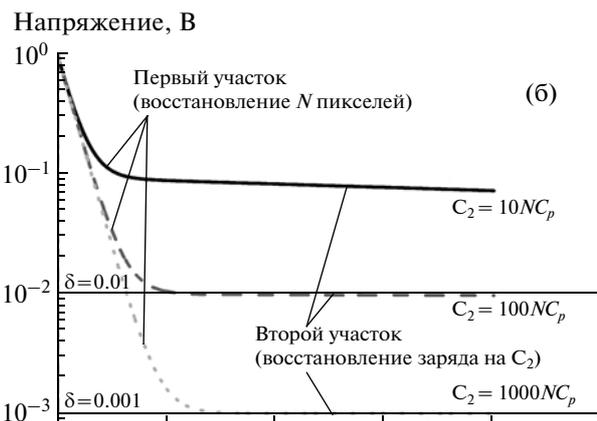


Рис. 2. Восстановление Si-ф.э.у. в случае срабатывания всех N пикселей: а – восстановление потенциала на емкостях пикселей Si-ф.э.у.; б – ток, протекающий через емкость C_2 .

$$\Delta V_{ov}(s) = V_{ov}^0 \frac{s^6 + a_5s^5 + a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s}{s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0} = \frac{s \prod_{i=1}^5 (s - z_i)}{\prod_{k=1}^6 (s - p_k)}, \quad (8)$$

где z_i – нули, p_k – вещественные полюса. Два полюса и два нуля обусловлены емкостями фильтра C_1 и C_2 . При выполнении условия (4) на первом участке импеданс емкостей фильтра столь мал, что можно считать C_1 и C_2 коротким замыканием. Поэтому на первом участке процесс восстановления с высокой точностью определяется только четырьмя емкостями и сопротивлениями Si-ф.э.у. (см. рис. 1), соответственно порядок передаточной функции $\Delta V_{ov}(s)$ понижается до 4-го.

В приведенном ниже выражении 4-го порядка для $\Delta V_{ov}(s)$ коэффициенты при степенях операто-

ра s выражены через параметры эквивалентной схемы Si-ф.э.у.:

$$\Delta V_{ov}(s, n, N) = V_{ov}^0 \left[1 - \frac{\left(1 - \frac{n}{N}\right)(1 + sR_q C_f)}{1 + s[(R_q + R_s)C_p + R_q C_f] + s^2 R_q R_s C_p C_f} - \frac{\frac{n}{N}(1 + sR_q C_f)}{1 + s[(R_q + R_s + NR_L)C_p + R_q C_f] + s^2 R_q (R_s + NR_L)C_p C_f} \right]. \quad (9)$$

Слагаемые, пропорциональные s в числителях и s^2 в знаменателях выражения (9), описывают “быструю” компоненту сигнала. При анализе процесса восстановления ими можно пренебречь (разница постоянных времени более 2 порядков). Поэтому получаем

$$\Delta V_{ov}(s, n, N) \approx V_{ov}^0 \left[1 - \frac{1 - \frac{n}{N}}{1 + s\tau_1} - \frac{\frac{n}{N}}{1 + s\tau_N} \right], \quad (10)$$

$$\tau_1 = (R_q + R_s)C_p + R_q C_f,$$

$$\tau_N = (R_q + R_s + NR_L)C_p + R_q C_f.$$

Отсюда следует, что первый участок восстановления перенапряжения на пикселях описывается двумя экспонентами и имеет вид:

$$\Delta V_{ov}(t, n, N) \approx V_{ov}^0 \left[\left(1 - \frac{n}{N}\right) e^{-t/\tau_1} + \frac{n}{N} e^{-t/\tau_N} \right], \quad (11)$$

и что описать первый участок одной экспонентой с достаточной точностью можно только в случае высокоомных внутренних сопротивлений Si-ф.э.у., когда выполняется условие

$$R_q + R_s \geq (5 - 10)NR_L. \quad (12)$$

Тогда имеем

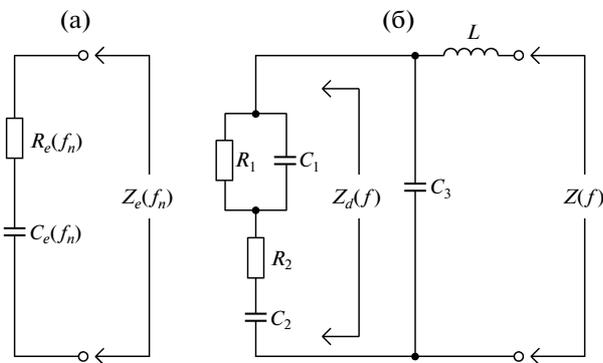


Рис. 3. а – измерение комплексного импеданса по последовательной схеме; б – эквивалентная схема комплексного импеданса Si-ф.э.у. $Z_d(f)$ с паразитными элементами C_3 и L .

$$\tau_r \approx \tau_1 \approx \tau_N \approx (R_q + R_s)C_p + R_q C_f. \quad (13)$$

Для оценки влияния отброшенных высокочастотных полюсов и нулей было проведено SPICE-моделирование. Далее, для верификации полученных аналитических соотношений и результатов SPICE-моделирования было проведено экспериментальное исследование образца Si-ф.э.у. площадью 2.2×2.2 мм², содержащего 12100 пикселей. Сопротивления и емкости эквивалентной схемы Si-ф.э.у. были определены на основании данных о частотных характеристиках импеданса Si-ф.э.у., измеренных с помощью измерителя комплексных характеристик RLC 4287A фирмы Agilent и векторного анализатора цепей “Обзор TR1300/1”. Для этого проводилось измерение импеданса

$$Z_e(f_n) = R_e(f_n) + jX_e(f_n) = R_e(f_n) + \frac{1}{j2\pi f_n C_e(f_n)} \quad (14)$$

по последовательной схеме (см. рис. 3а) в широком диапазоне частот и с учетом паразитных параметров подключения, что обеспечило существенно лучшую точность по сравнению с работами [6, 7], где использовалась только одна частота. На рис. 3б показана эквивалентная схема, в соответствии с которой анализировался измеренный комплексный импеданс Si-ф.э.у. и в которой $R_1 = R_q/N$, $C_1 = C_f N$, $R_2 = R_s/N$, $C_2 = C_p N$, паразитные элементы подключения представлены емкостью C_3 и индуктивностью L выводов гнезда для подключения Si-ф.э.у. к измерителю.

Действительная и мнимая части импеданса Z_T определяются следующими выражениями:

$$R_T(\omega^2) = R_d \frac{C_d^2}{(C_d + C_3)^2 + \omega^2 (C_3 R_d C_d)^2}, \quad (15)$$

$$X_T(\omega) = \frac{1 - \omega^2 LC'}{\omega C'}, \quad (16)$$

$$C' = \frac{(C_d + C_3)^2 + \omega^2 (C_3 R_d C_d)^2}{C_d + C_3 + \omega^2 C_3 (R_d C_d)^2}, \quad (17)$$

$$R_d(\omega^2) = \frac{R_1}{1 + \omega_2^2 (R_1 C_1)^2} + R_2, \quad (18)$$

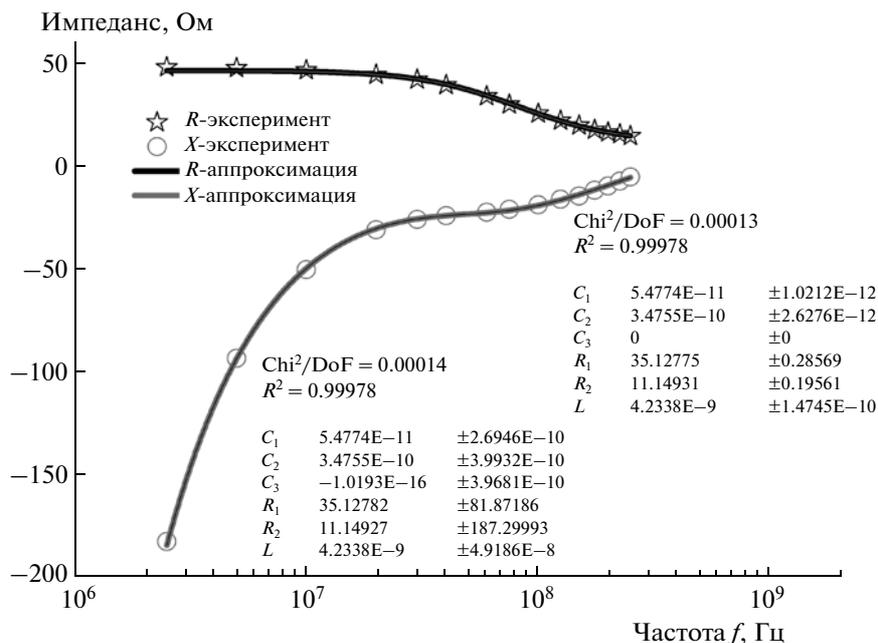


Рис. 4. Результаты измерения комплексного импеданса Si-ф.э.у. по последовательной схеме и его аппроксимации. Для увеличения точности было зафиксировано значение $C_3 = 0$.

$$C_d(\omega^2) = C_2 \frac{1 + \omega^2(R_1 C_1)^2}{1 + \omega^2(R_1)^2 C_1(C_1 + C_2)}, \quad (19)$$

где $\omega = 2\pi f$.

Для экстракции параметров Si-ф.э.у. проводилась минимизация отклонений

$$\sum_{n=1}^{15} \left\{ \frac{[R_T(\omega_n^2) - R_E(\omega_n^2)]^2 + [X_T(\omega_n) - X_E(\omega_n)]^2}{R_E^2(\omega_n^2) + X_E^2(\omega_n)} \right\} \quad (20)$$

теоретических значений R_T и X_T от экспериментальных R_E и X_E по переменным $R_1, R_2, C_1 - C_3, L$ на 15 частотах по среднеквадратичному критерию (20).

Паразитная емкость C_3 слабо влияет на величины остальных элементов, а ее значение на несколько порядков меньше C_1 и C_2 . Но добавление ее в число свободных параметров очень сильно увеличивает среднеквадратическое отклонение остальных параметров (см. столбец значений элементов слева на рис. 4). Поэтому для повышения точности аппроксимации значение C_3 было принудительно зафиксировано равным нулю (см. столбец значений элементов справа на рис. 4). В этом случае аппроксимация дает значения элементов R_1, R_2, C_1 и C_2 , приведенные в правом столбце на рис. 4. Простым пересчетом можно определить параметры Si-ф.э.у.: $R_q = R_1/N \approx 430 \pm \pm 30$ кОм, $R_s = R_2/N \approx 135 \pm 20$ кОм, $C_f = C_1/N \approx 4.53 \pm 0.08$ фФ, $C_p = C_2/N \approx 28.8 \pm 0.2$ фФ.

Далее, используя выражения (10), были рассчитаны постоянные времени Si-ф.э.у. на первом участке. Их значения оказались следующими:

$$\tau_1 = 18.0 \pm 0.2 \text{ нс}, \quad \tau_N = 35.4 \pm 0.3 \text{ нс}. \quad (21)$$

Отношение $C/N C_p$ оказалось равным $100 \text{ нФ}/0.347 \text{ нФ} \approx 290$, так что условие (4) выполняется с большим запасом. Соответственно, на рис. 5б и 6б начала вторых участков представляют “на глаз” горизонтальные прямые, в отличие от быстро изменяющихся во времени первых участков.

На рис. 5а представлены рассчитанные в SPICE кривые (для n от 1 до 12001 с шагом 4000) в начале первого участка восстановления перенапряжения на пикселях (разность потенциалов на емкости nC_p), а на рис. 5б – первый и второй участки. Там же показаны и аналитические экспоненциальные аппроксимации вида (11) для $n = 1$ и $n = N$ с постоянными времени из (21). Уточненные в SPICE амплитуды экспонент первого участка чуть меньше единицы (см. выражения на рис. 5б), что вызвано наличием участка спада быстрой компоненты. В этом их отличие от приближенного соотношения (11), где слагаемые полиномов изображения $\Delta V_{ov}(s, n, N)$, отвечающие за быструю компоненту, были отброшены. Однако нужно отметить, что отличие амплитуд экспонент первого участка от единицы даже в 1.5–2 раза слабо сказывается на времени восстановления. Покажем это, взяв “наихудший” случай. Пусть, например, отличие амплитуд от единичной равно 2, сработали все N пикселей, а величина $\delta = 0.01$. Тогда $t_r \approx -\tau_N \ln(2\delta) \approx \tau_N(-\ln 2 - \ln 10^{-2}) \approx \tau_N(-0.7 + 2 \ln 10) \approx \tau_N(-0.7 + 4.6)$, т.е. даже при таких допущениях погрешность составила $-0.7/4.6 \approx -0.15$ (–15%).

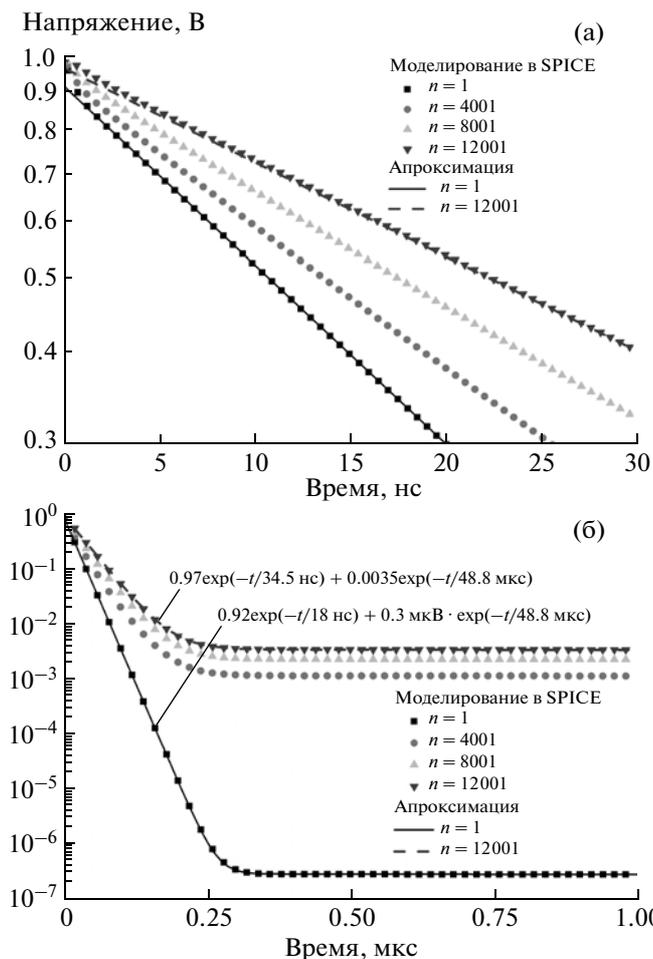


Рис. 5. Первый и второй участки восстановления перенапряжения на пикселях. Приведены также аппроксимирующие экспоненциальные кривые для $n = 1$ и $n = 12001$ с постоянными времени (7) и (21).

Анализируя графики на рис. 5а и 5б, можно сделать вывод о том, что аналитические соотношения очень хорошо согласуются с результатами SPICE-моделирования. На протяжении двух декад по амплитуде достаточно двух экспонент для практически точного описания восстановления перенапряжения на пикселях. Это означает, что для быстрой оценки максимального времени восстановления можно воспользоваться соотношениями (1) и (2), подставляя в них значение максимальной постоянной времени Si-ф.э.у.:

$$\tau_r = \tau_N = (R_q + R_s + NR_L)C_p + R_q C_f. \quad (22)$$

Для более точного расчета времени восстановления необходимо использовать численные методы. Проще всего построить график функции

$$X(t) = \left(1 - \frac{n}{N}\right)e^{-t/\tau_1} + \frac{n}{N}e^{-t/\tau_N} - \delta \quad (23)$$

и найти время t_r , при котором $X(t_r) = 0$. Причем величину δ нельзя “назначить” произвольно.

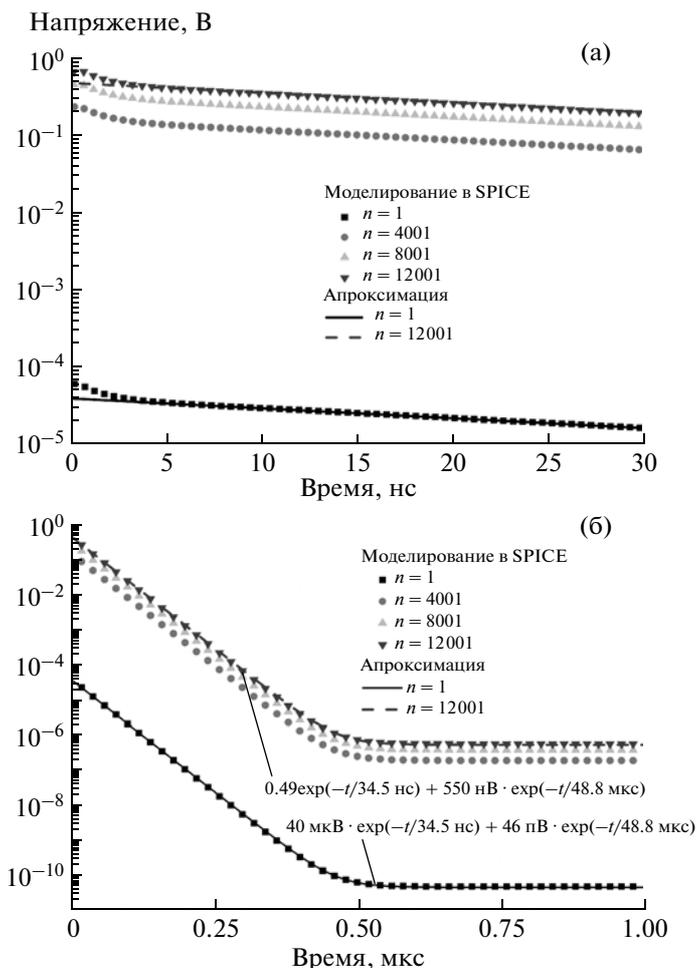


Рис. 6. Восстановление перенапряжения на нагрузке для n от 1 до 12001 с шагом 2000, а также аналитические экспоненциальные аппроксимации вида (11) для $n = 1$ и $n = N$ с постоянными времени из (22): а – начало первых участков; б – первый и второй участки. Видно, что для разных n постоянные времени одинаковы и равны $\tau_N = 34.5$ нс.

Действительно, как видно из рис. 4, при $n = 12001$ значение $\delta = 10^{-2}$ достигается на первом участке примерно за 170 нс. А уровень $\delta = 10^{-3}$ будет достигнут уже на втором участке примерно через 50–60 мкс! Чтобы уровень δ достигался на первом участке, его величина должна удовлетворять условию

$$\delta \geq 3NC_p/C. \quad (24)$$

Еще один вопрос является весьма важным с точки зрения экспериментальной проверки полученных соотношений. Можно ли по осциллограммам напряжения на нагрузке определить значения как τ_N , так и τ_1 ? Ответ на этот вопрос, как это ни парадоксально, является отрицательным. Дело в том, что операторное выражение для напряжения на нагрузке на первом участке (с точностью до константы) имеет вид

$$V_L(s, n) \sim \frac{nsR_L C_p (1 + sR_q C_f)}{1 + s[(R_q + R_s + NR_L)C_p + R_q C_f] + s^2 R_q (R_s + NR_L)C_p C_f} \approx \frac{nsR_L C_p}{1 + s\tau_N}, \quad (25)$$

в котором только одна постоянная времени — τ_N . Наличие на первом участке только одной постоянной времени подтверждается результатами SPICE-моделирования напряжения на нагрузке, приведенными на рис. 6. Нетрудно видеть, что здесь присутствуют только постоянная времени $\tau_N = 34.5$ нс и, разумеется, первая постоянная времени фильтра $\tau_{F1} = 48.8$ мкс.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ

Экспериментальное исследование времени восстановления Si-ф.э.у. было проведено двухимпульсным методом, который состоит в том, что на детектор последовательно подаются две вспышки света с различными временными интервалами между ними. После первой вспышки перенапряжение на пикселях падает до пробойного, а затем восстанавливается. Если до окончания времени восстановления подать вторую вспышку, то ее амплитуда будет меньше, чем при полном перенапряжении. Рост амплитуды сигнала от второй вспышки при увеличении интервала между вспышками дает информацию о процессе восстановления. Для определения искомой постоянной восстановления τ_r , необходимо, чтобы хотя бы в первой вспышке срабатывали все пиксели. При этом возможно получить только значение для τ_N (см. (10), (11) и рис. 5б, 6б). Чтобы надежно выделить две компоненты первого участка восстановления, необходимо освещать двумя последовательными импульсами строго одну и ту же часть детектора. К сожалению, имеющаяся в распоряжении аппаратура не позволяла корректно провести такой эксперимент.

На детектор подавались вспышки света длительностью 3 нс (на полувысоте). Два источника света управлялись двумя разными генераторами, и свет от них доставлялся к детекторам по разным путям, чтобы можно было оптическими фильтрами регулировать интенсивность световых потоков независимо друг от друга. Один из генераторов (задающий второй импульс) запускался от другого. Использование блока Dual Timer Model N93B фирмы CAEN, установленного в цепи запуска второго генератора, позволяло менять задержку между импульсами на выходе генераторов в диапазоне от единиц наносекунд до нескольких миллисекунд.

Сигнал *Start* формировался от совпадения сигнала с триггерного выхода генератора, задающего первый импульс, и сигнала от дискриминатора, регистрирующего появление отклика от детектора. Сигнал *Stop* формировался от сигнала с триггерного выхода генератора (управляемого первым

генератором), задающего второй импульс. Соответствие во временной задержке между сигналами *Start* и *Stop* и между двумя импульсами на выходе детектора контролировалось по осциллографу, и разность не превышала 3%.

Время измерялось с помощью время-амплитудного преобразователя (в.а.п.) Model 2145 фирмы Canberra, аналоговый выход с которого анализировался с помощью аналого-цифрового преобразователя (а.ц.п.) Model 712 фирмы POLON. Одновременно измерялся заряд второго импульса с помощью зарядо-цифрового преобразователя (з.ц.п.) LeCroy 2249A в течение стробирующего импульса длительностью 50 нс, величина которого была выбрана исходя из длительности самого сигнала, чтобы, с одной стороны, захватывать большую его часть, а с другой — снизить влияние шумовых факторов (оптическая связь в детекторе, послеимпульсы, темновой счет). Вся система сбора данных была выполнена в стандарте КАМАК.

В режиме набора данных осуществлялась непрерывная запись с частотой порядка 1 кГц двух значений: номера канала а.ц.п. и номера канала з.ц.п. При этом вручную плавно изменялось время задержки потенциометром на Dual Timer. Измерения проводились в трех диапазонах в.а.п.: 200 нс, 2 мкс и 50 мкс. Калибровка системы в.а.п.—а.ц.п. осуществлялась измерением разности во времени между импульсами *Start* и *Stop* по осциллографу с кварцовой временной базой и определением номера канала в а.ц.п. Затем проводилась аппроксимация данных линейной зависимостью с контролем среднеквадратических отклонений ошибок:

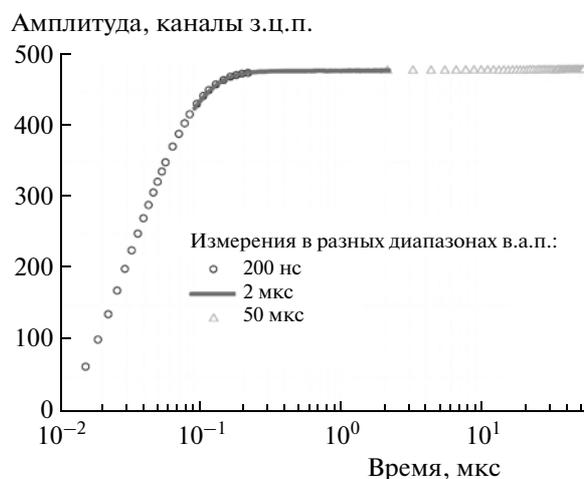


Рис. 7. Зависимость зарядовой амплитуды от времени между двумя вспышками света.

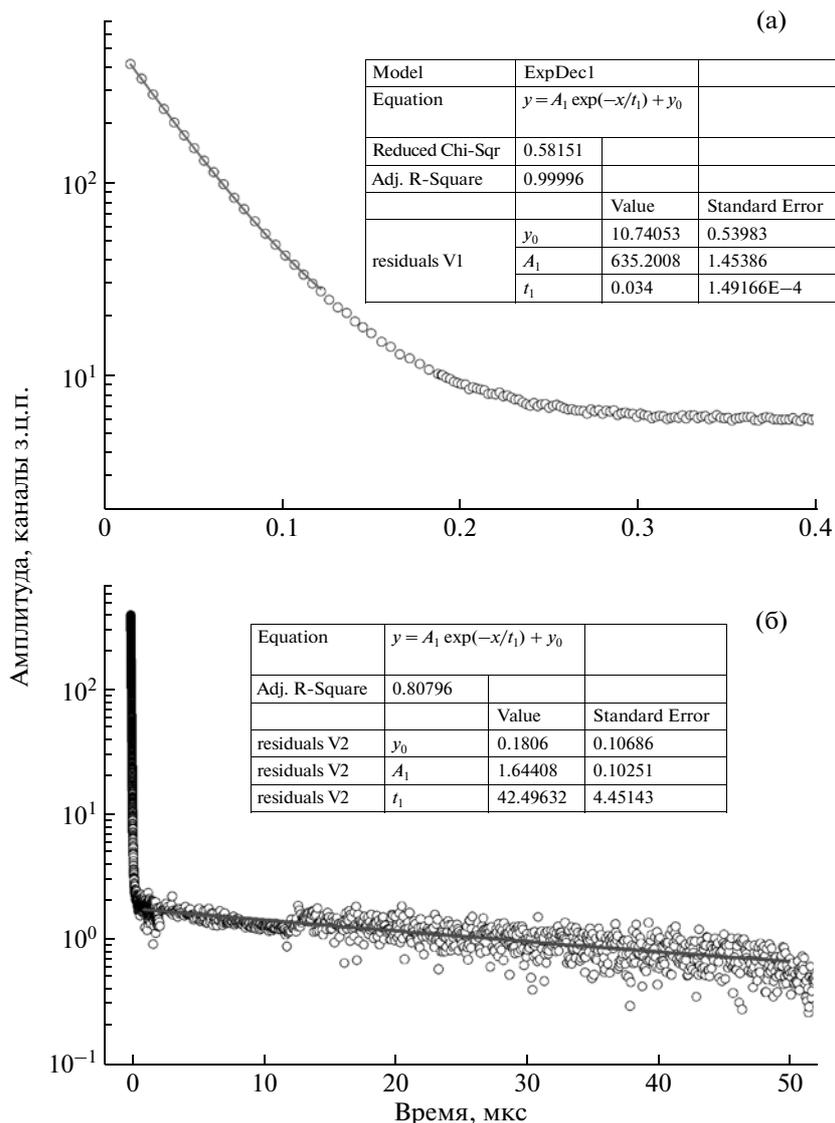


Рис. 8. Результат вычитания амплитуды второго импульса из величины насыщения: а – первый участок восстановления; б – второй участок восстановления.

$$200 \text{ нс: } t = (0.0036 \pm 0.0002) + (2.134 \pm 0.003) \cdot 10^{-4}A,$$

$$2 \text{ мкс: } t = (0.017 \pm 0.002) + (2.140 \pm 0.003) \cdot 10^{-3}A,$$

$$50 \text{ мкс: } t = (0.39 \pm 0.04) + (5.250 \pm 0.007) \cdot 10^{-2}A,$$

где t , мкс – время, A – число каналов а.ц.п.

Измерения проводились в две стадии: сначала набирались данные при засветке детектора двумя импульсами, затем второй источник света перекрывался механической шторкой и осуществлялся второй набор данных (пьедестал). Вычитая кривую зависимости заряда от времени, полученную во втором наборе, из аналогичной кривой первого набора, получим искомую кривую восстановления (см. рис. 7).

Статистические ошибки измерений перекрываются размерами точек на графике. Однако на

больших временах (>1 мкс) относительный разброс данных увеличивается. Для выявления этого эффекта целесообразно вычесть экспериментальные значения из амплитуды насыщения, которая измерялась при отсутствии первой вспышки. Результат такой операции представлен на рис. 8.

Аппроксимация первого участка восстановления (рис. 8а) экспонентой дает величину $(\tau_N)_{\text{exp}} = 34$ нс, которая хорошо согласуется с теоретическим значением 35.4 нс (см. выражение (21)). На втором участке восстановления (рис. 8б) видно увеличение разброса точек данных в моменты времени 2 и 12 мкс. Это связано с переключением диапазона регулировки времени задержки, которое на этих временах обладает большей нестабильностью. Однако даже такой разброс не меша-

ет определению постоянной времени для этого участка с точностью 9%: $(\tau_{F1})_{\text{exp}} = 42 \pm 4$ мкс, что вполне согласуется с величиной $\tau_{F1} = 49 \pm 5$ мкс, определенной для данной схемы теоретически (см. выражение (5)).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье приведены результаты теоретического и экспериментального исследования процесса восстановления напряжения на кремниевом фотоумножителе. Наиболее важные из них сводятся к следующему:

1. Установлено, что процесс восстановления напряжения имеет 2 участка с сильно отличающимися скоростями. “Быстрый” первый участок определяется сопротивлениями и емкостями Si-ф.э.у., а также сопротивлением нагрузки при больших значениях n и N . “Медленный” второй участок определяется емкостями и сопротивлениями фильтра в цепи питания. Соответственно сформулировано требование к емкостям фильтра, при котором последний практически не влияет на время восстановления Si-ф.э.у.

2. Теоретически показано, что время восстановления напряжения на пикселях Si-ф.э.у. зависит как от числа N пикселей кристалла, так и от числа n пикселей, сработавших во время вспышки. С ростом n время восстановления увеличивается.

3. Для экспериментального подтверждения зависимости времени восстановления от числа сработавших пикселей, необходимо обеспечить возможность попадания двумя последовательными вспышками света строго в одну и ту же часть Si-ф.э.у.

4. Установлено, что процесс восстановления напряжения на пикселях Si-ф.э.у. (при условии пренебрежения влиянием постоянных времени фильтра) можно описать двумя экспонентами при произвольных значениях $1 \leq n \leq N$. Сформулировано условие, при котором процесс восстановле-

ния перенапряжения на пикселях можно описать одной экспонентой.

5. Показано аналитически и подтверждено SPICE-моделированием, что процесс восстановления напряжения на нагрузочном сопротивлении (при условии пренебрежения влиянием постоянных времени фильтра) всегда можно описать одной экспонентой. Ее постоянная времени равна постоянной времени экспоненты восстановления пикселей при $n = N$.

6. Получено выражение для оценки максимального времени восстановления пикселей. Выведено уравнение для численного расчета времени восстановления при произвольных значениях $n \leq N$.

7. Аналитические выражения и результаты SPICE-моделирования сопоставлены с экспериментальными результатами измерения постоянных времени напряжения на нагрузке. Различие между теоретическими и экспериментальными результатами не превышает суммарной ошибки, обусловленной разбросом элементов схемы и погрешностью измерений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Bondarenko G., Dolgoshein B., Golovin V. et al.* // Nucl. Phys. B (Proc. Suppl.). 1998. V. 61B. P. 347.
2. *Buzhan P., Dolgoshein B., Ilyin A. et al.* // ICFA Instrumentation Bulletin. Fall 2001. V. 23 (<http://www.slac.stanford.edu/pubs/icfa/fall01.html>)
3. *Cova S., Ghioni M., Lacaita A. et al.* // Appl. Opt. 1996. V. 35. № 12. P. 1956.
4. *Barral J.* <http://www.stanford.edu/~jbarral/Downloads/StageOption-Rapport.pdf>
5. *Bondarenko G., Buzhan P., Dolgoshein B. et al.* // Nucl. Instrum. and Methods. 2000. V. A442. P. 187.
6. *Corsi F., Dragone A., Marzocca C. et al.* // Nucl. Instrum. and Methods. 2007. V. A572. P. 416.
7. *Seifert S., Van Dam H.T., Huizenga J.* // IEEE Trans. Nucl. Sci. 2009. V. 56. № 6. P. 3726.