

УДК 621.382.2

Э.В. Семенов, О.Ю. Малаховский, В.Г. Божков

Неквазистатическая модель диода с учетом токов экстракции и рекомбинации неравновесных носителей заряда

Рассмотрена неквазистатическая компьютерная модель диода, реализованная в САПР на пользовательском уровне из квазистатических элементов и учитывающая все основные аспекты динамики неравновесных носителей заряда при переключении диода. Изложена методика экстракции всех значимых параметров данной модели. Показано высокое качество модели в отношении диодов с накоплением заряда, в том числе экспериментальных (в которых рекомбинационный ток обратного восстановления необычно велик).

Ключевые слова: полупроводниковый диод, неквазистатическая модель, рекомбинационный ток, диод с накоплением заряда.

doi: 10.21293/1818-0442-2019-22-4-26-32

Большинство моделей, представляемых в настоящее время производителями полупроводниковых приборов, являются квазистатическими [1]. Они не учитывают конечную скорость накопления и релаксации неравновесных носителей заряда при открывании и закрывании p - n -переходов в диодах и транзисторах [2–3].

Уже довольно давно предложены неквазистатические модели различных полупроводниковых приборов, например, диодов [2–3], полевых [4] и биполярных [5] транзисторов. Неквазистатические модели диодов позволяют учесть обе значимые фазы релаксации неравновесных носителей заряда: быструю фазу экстракции и медленную фазу рекомбинации. В [6] эти модели называются моделями уровня Ш. Однако такие модели не нашли широкого применения, поскольку заряд неравновесных носителей q_d находится в них из дифференциального уравнения, которое не разрешено относительно этого заряда:

$$q_d(t) = T i(t) - \tau_d dq_d(t)/dt,$$

где $i(t)$ – описываемый вольт-амперной характеристикой ток электропроводности, T – время жизни неравновесных носителей заряда, τ_d – постоянная времени релаксации заряда неравновесных носителей. Непосредственно это уравнение разрешают при помощи рекурсии, что невозможно сделать без специального взаимодействия с симулятором используемой системы автоматизированного проектирования (САПР). Поэтому такие модели нельзя непосредственно реализовать на пользовательском уровне.

В [7] нами предложена неквазистатическая модель заряда неосновных носителей в виде свертки некоторой функции (отражающей динамику этого заряда) с током электропроводности диода. Логика такой модели естественным образом подталкивает к реализации описываемого сверткой преобразования в виде эквивалентной электрической цепи, реализованной в САПР на пользовательском уровне. В [8] нами реализована такая модель в виде эквивалентной схемы из обычных квазистатических элементов, присутствующих в современных САПР.

Однако модель в работе [8] учитывает только ток экстракции неравновесных носителей заряда. Часто этого достаточно, так как большая часть

неравновесных носителей заряда (обычно около 70–80% [8]) релаксирует посредством экстракции неосновных носителей заряда обратно в область эмиттера (например, электроны экстрагируются обратно в n -область). Однако встречаются случаи (например, на этапе отработки топологии и технологического процесса изготовления диода), когда до 1/3 и более неосновных носителей заряда успевает рекомбинировать и релаксирует в течение второй (медленной) экспоненциальной фазы обратного восстановления.

Кроме того, в [8] адекватность модели проверена только на примере быстросовсстанавливающихся диодов. Однако существует и другая крайняя разновидность диодов – диоды с накоплением заряда (ДНЗ) [9–10]. Для таких диодов количество неравновесных носителей заряда стараются максимизировать. Форма тока обратного восстановления ДНЗ в целом хорошо аппроксимируется и квазистатическими моделями. Однако для данных диодов главный функциональный параметр – время выключения (т.е. длительность фазы экспоненциального спада тока). Точность же отражения моделью диода этого параметра в большой степени зависит от правильного учета динамики релаксации неравновесных носителей заряда.

Цель настоящей статьи – рассмотреть неквазистатическую модель диода в виде эквивалентной схемы из квазистатических элементов на примере ДНЗ с существенной рекомбинационной составляющей тока обратного восстановления.

Аналитическое представление используемой неквазистатической модели диода

Как следует из [8], при учете только экстракции неосновных носителей заряда обратно в эмиттер соответствующее количество заряда описывается формулой

$$q_d(t) = (T_s/\tau_s) \exp(-t/\tau_s) * i(t), \quad (1)$$

где $*$ – символ свертки, T_s – время жизни неосновных носителей заряда до рекомбинации, τ_s – постоянная времени экстракции неосновных носителей заряда обратно в эмиттер.

Если учитывать еще и рекомбинационный ток при обратном восстановлении, то соответствующий заряд нужно добавить аддитивно в (1), т.е. получим

$q_d(t) = [(T_s/\tau_s) \exp(-t/\tau_s) + (T_p/\tau_p) \exp(-t/\tau_p)] * i(t)$, (2)
 где T_p – время жизни неравновесных носителей заряда после рекомбинации, τ_p – постоянная времени релаксации рекомбинирующих носителей заряда.

Представление модели диода, учитывающей токи и экстракции и рекомбинации, в виде эквивалентной схемы

Неквазистатическую модель уровня III в виде эквивалентной схемы можно получить, если рассматривать (2) как описание передачи сигнала некоторой линейной цепью. При этом ток электропроводности $i(t)$ понимается как входной сигнал для этой цепи, $q_d(t)$ – как выходной, а сумма экспоненциальных слагаемых в (2) понимается как импульсная характеристика этой цепи. Таким образом, нам нужно синтезировать цепь с импульсной характеристикой

$$h(t) = (T_s/\tau_s) \exp(-t/\tau_s) + (T_p/\tau_p) \exp(-t/\tau_p). \quad (3)$$

Наиболее близкая к существу соотношения (2) эквивалентная схема получается, если вышеупомянутую линейную цепь реализовать как двухполюсник. При этом входным сигналом мы считаем ток через него, а выходным сигналом – напряжение на двухполюснике.

Если выходным параметром считается напряжение на двухполюснике, то импульсная характеристика цепи в виде двух слагаемых получится, когда цепь будет состоять из двух последовательно соединенных фрагментов. Эти фрагменты получаются однотипными, поскольку однотипны экспоненциальные слагаемые в (3).

Сами фрагменты линейной цепи проще синтезировать по переходной характеристике $g(t)$, нежели чем по импульсной. Переходная характеристика цепи определяется как неопределенный интеграл от импульсной характеристики. В нашем случае при импульсной характеристике отдельного фрагмента $h(t) = (T/\tau) \exp(-t/\tau)$ получаем его переходную характеристику в виде

$$g(t) = C - T \exp(-t/\tau),$$

где C – неопределенная константа. Значение этой константы определяем исходя из того, что в момент времени $t = 0$ должно выполняться $g(t) = 0$. Поэтому $T = C$. Окончательно переходная характеристика отдельного фрагмента линейной цепи имеет вид

$$g(t) = T[1 - \exp(-t/\tau)]. \quad (4)$$

Если под входным сигналом понимать ток, а под выходным сигналом – напряжение, то переходную характеристику (4) имеет параллельная RC-цепь,

сопротивление которой с точностью до размерности равно времени жизни носителей заряда T , а постоянная времени равна τ .

Резюмируя все вышесказанное, приходим к эквивалентной схеме неквазистатической модели диода уровня III, представленной на рис. 1. Источник тока $i(u)$ моделирует вольт-амперную характеристику (ВАХ) диода. Этот ток через развязывающий буфер ИТУТ (источник тока, управляемый током) подается на вход линейной цепи, реализующей преобразование «ток электропроводности – заряд неравновесных носителей» в соответствии с (2). Коэффициент передачи тока ИТУТ равен единице. Упомянутая линейная цепь включает две последовательно соединенных параллельных RC-цепи. Источник заряда, управляемый напряжением (ИЗУН), преобразует напряжение на RC-цепях в заряд неравновесных носителей. Коэффициент преобразования напряжение/заряд ИЗУН равен единице. Заряд неравновесных носителей с выхода ИЗУН подается параллельно току электропроводности диода. Кроме того, в эквивалентной схеме имеется нелинейный конденсатор $C_b(u)$, отражающий барьерную емкость диода, а также элементы R_s и L_s , учитывающие последовательное сопротивление и индуктивность диода соответственно.

Экстракция параметров неквазистатической модели диода уровня III

Методику экстракции параметров приведенной на рис. 1 неквазистатической модели рассмотрим на примере экспериментального ДНЗ, разработанного в АО «НИИПП» (г. Томск).

Элементы $i(u)$ и $C_b(u)$ входят в обычную SPICE-модель диода. Поэтому значения параметров для этих элементов определяются по обычным методикам [11].

Из ВАХ диода $i(u)$ определяются ток насыщения и коэффициент неидеальности N , входящие в формулу

$$i(u) = I_s \left[\exp\left(\frac{q}{NkT}u\right) - 1 \right], \quad (5)$$

где q – заряд электрона, k – постоянная Больцмана, T – температура. Для выбранного примера ДНЗ получаем $I_s = 0,8$ ФА, $N = 1,153$.

Параметры барьерной емкости C_b определяются по вольт-фарадной характеристике (ВФХ) диода. Используем обычную аппроксимацию ВФХ диода

$$C_b(u) = C_{j0} (1 - u/V_j)^{-M}.$$

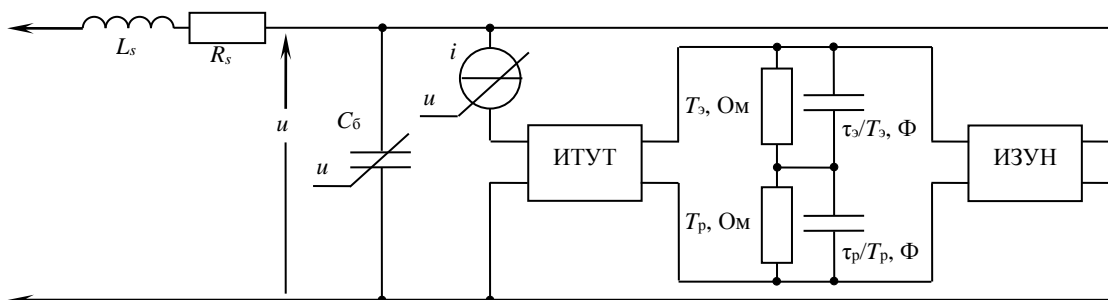


Рис. 1. Неквазистатическая эквивалентная схема диода (уровень III)

Здесь C_{j0} – емкость при нулевом смещении, V_j – контактная разность потенциалов и M – градиентный коэффициент. Для рассматриваемого примера диода данные параметры получились следующими: $C_{j0} = 1,02$ пФ, $V_j = 0,111$ В, $M = 0,11$.

Определить последовательное сопротивление диода R_s достаточно сложно, так как прямому измерению доступна лишь сумма сопротивления собственно p - n -перехода и R_s . Поэтому существует достаточно много разных подходов к оцениванию R_s (например, [12]). Мы будем отыскивать R_s как разность дифференциального сопротивления R_d диода в целом и дифференциального сопротивления собственно p - n -перехода R_j .

Оперировать дифференциальными сопротивлениями возможно, так как моделью последовательного сопротивления диода является линейный резистор постоянного сопротивления. Это сопротивление одинаково и в омическом смысле, и в дифференциальном.

Удобство оперирования дифференциальными сопротивлениями состоит в том, что для отыскания сопротивления p - n -перехода R_j достаточно определить лишь коэффициент неидеальности N (ток насыщения знать не требуется). Действительно:

$$R_j = \frac{du}{di} = \left[\frac{q}{NkT} I_s \exp\left(\frac{q}{NkT} u\right) \right]^{-1}.$$

Заметим, что

$$I_s \exp\left(\frac{q}{NkT} u\right) \approx i,$$

и получим

$$R_j = \frac{NkT}{qi}.$$

Значение коэффициента неидеальности найдено ранее по ВАХ (5), поэтому R_j определяется однозначно как функция тока диода (рис. 2, кривая 2). Кривой 1 на рис. 2 приведено дифференциальное сопротивление диода в целом. Разность этих кривых дает последовательное сопротивление диода как функцию его тока (рис. 2, кривая 3). Минимальная систематическая погрешность определения R_s наблюдается в области больших токов, поэтому окончательно примем $R_s = 12$ Ом.

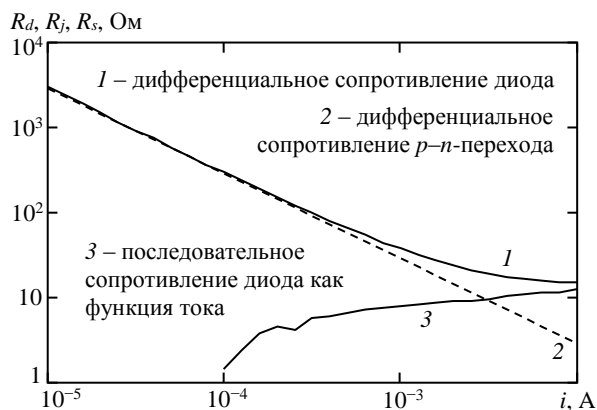


Рис. 2. К определению последовательного сопротивления диода

Индуктивность диода L_s стандартно определяется при прямом смещении диода [13]. Но для умножительных диодов более важными являются реактивные свойства в обратносмещенном режиме (это определяет резонанс контура с диодом на выходной частоте умножителя). Нужно учитывать, однако, что в обратном смещении слишком возрастает вклад емкости диода в его общий импеданс. Компромиссно мы определим L_s по результатам измерения реактанса диода X на различных частотах при нулевом смещении на диоде.

Для эквивалентной схемы диода в виде последовательно соединенных емкости C и индуктивности L_s имеем $X = \omega L_s + 1/(\omega C)$. Если определить реактанс $X_{1,2}$ на двух частотах $\omega_{1,2}$, то можно найти и емкость диода, и индуктивность. Индуктивность получается выраженной формулой $L_s = (X_2\omega_2 - X_1\omega_1)/(\omega_2^2 - \omega_1^2)$. Измерения реактанса выполнены на измерителе импеданса Agilent E4991A в диапазоне 0,2–1 ГГц. В результате получаем, что $L_s = 0,4$ нГн.

Параметры T_s , τ_s , T_p , τ_p , характеризующие динамику накопления и релаксации неравновесных носителей заряда, оцениваются по кривой тока обратного восстановления диода (рис. 3, кривая 1). Данная кривая измерена экспериментально при использовании генератора импульсов Tektronix PSPL2600C и осциллографа Agilent DSO9254A. Измерения проведены в соответствии со стандартом [14]. Вначале на диод подавался прямой ток 10 мА. Затем ток ступенчато прерывался (длительность фронта 450 пс) и на диод подавалось обратное напряжение –8 В.

Параметр T_s оценивается как отношение заряда неосновных носителей, которые экстрагируются обратно в область эмиттера без рекомбинации, к прямому току диода. На рис. 3 этому соответствует отношение площади под кривой тока обратного восстановления в быстрой фазе (диапазон времен 0...2,8 нс) к прямому току.

Параметр T_p оценивается как отношение заряда рекомбинировавших неосновных носителей к прямому току диода. На рис. 3 это отношение площади под кривой тока обратного восстановления в медленной фазе (времена более 2,8 нс) к прямому току.

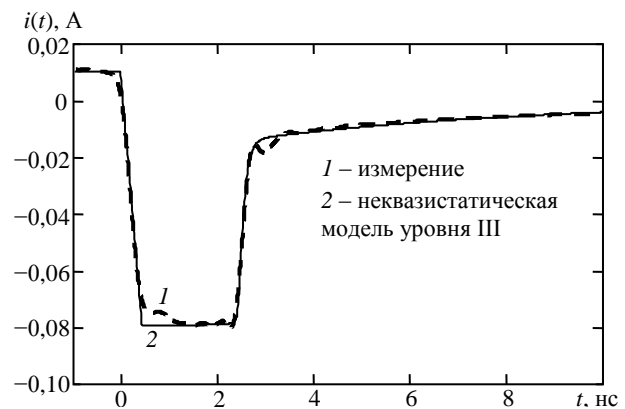


Рис. 3. Ток обратного восстановления экспериментального ДНЗ

Параметры τ_s и τ_p оцениваются как постоянные времени экспоненциальных функций, аппроксимирующих соответственно быстрый (2,3...2,8 нс на рис. 3) и медленный (более 2,8 нс на рис. 3) спад (по модулю) тока диода.

Описанные оценки параметров T_s , τ_s , T_p , τ_p получаются приближенными, поскольку мы наблюдаем суперпозицию двух процессов релаксации неравновесных носителей заряда, каждый из которых является помехой для точной оценки параметров другого. В такой ситуации большую точность экстракции параметров T_s , τ_s , T_p , τ_p можно получить оптимизационным методом, добиваясь наименьшей невязки результатов экспериментального измерения и вычисления по рассматриваемой неквазистатической модели. Таким способом получены следующие значения: $T_s = 16,2$ нс, $\tau_s = 90$ пс, $T_p = 10$ нс, $\tau_p = 6$ нс.

Реализация неквазистатической модели диода уровня III в САПР на пользовательском уровне

Рассмотренное представление неквазистатической модели в виде эквивалентной схемы (см. рис. 1) позволяет реализовать ее в САПР на пользовательском уровне (в виде подсхемы), используя только штатные квазистатические элементы распространенных САПР.

Для реализации модели выбрана система NI AWR Design Environment, в которой имеются все необходимые элементы схемы. Созданная в САПР модель приведена на рис. 4.

Элементы PNIV и PNCAP моделируют статическую ВАХ и барьерную емкость диода соответственно. Элементы CCCS и DYN_VCQS соответственно реализуют ИТУТ и ИЗУН, представленные на рис. 1.

В части установки параметров элементов есть особенность, связанная с приспособленностью расчетных алгоритмов САПР к определенным порядкам величин. Вообще говоря, номиналы резисторов R_1 и R_2 на рис. 4 должны быть установлены равными T_s и T_p соответственно (с точностью до belial1349@mail.ru). Однако значения T_s и T_p составляют порядка 10^{-8} с. Если установить сопротивления R_1 и R_2 такого порядка, что погрешность расчета будет неприемлемо большой.

Практический выход из данной ситуации состоит в том, чтобы устанавливать значения сопротивлений R_1 и R_2 численно равными времени жизни неравновесных носителей в наносекундах (см. рис. 4). Для того чтобы скомпенсировать большее падение напряжения на резисторах большего номинала, коэффициент преобразования ИЗУН нужно установить равным 10^{-9} . Кроме того, для сохранения постоянных времени τ_s и τ_p емкости C_1 и C_2 следует уменьшить в 10^9 раз.

Остальные параметры модели на рис. 4 установлены равными экстрагированным параметрам выбранного примера диода.

Верификация и оценка эффективности разработанной неквазистатической модели применительно к диоду с накоплением заряда

Разработанная неквазистатическая модель включена в тестовую схему в САПР NI AWR Design Environment. Тестовое воздействие выбрано близким к таковому при экспериментальных измерениях. Прямой ток составлял 10 мА, обратное напряжение – 8 В. Полная длительность фронта переключающего импульса составляла 450 пс (при линейной его аппроксимации). Сопротивление цепи, в которую включался диод, составляло 100 Ом (как и в эксперименте).

Результат расчета по представленной на рис. 4 модели приведен на рис. 3 кривой 2. Видно хорошее соответствие модели эксперименту на всех участках кривой: и на участке выключения диода (правый фронт), и на завершающем (медленном) участке обратного восстановления.

На рис. 5 сопоставлены результаты расчета тока обратного восстановления экспериментального ДНЗ по разработанной неквазистатической модели уровня III (кривая 1) и по классической квазистатической SPICE-модели (уровень I) (кривая 2). Квазистатическая SPICE-модель получена из неквазистатической путем обнуления емкости конденсаторов C_1 и C_2 на рис. 4. Видны три аспекта, в которых классическая SPICE-модель допускает по отношению к диодам с накоплением заряда существенные погрешности.

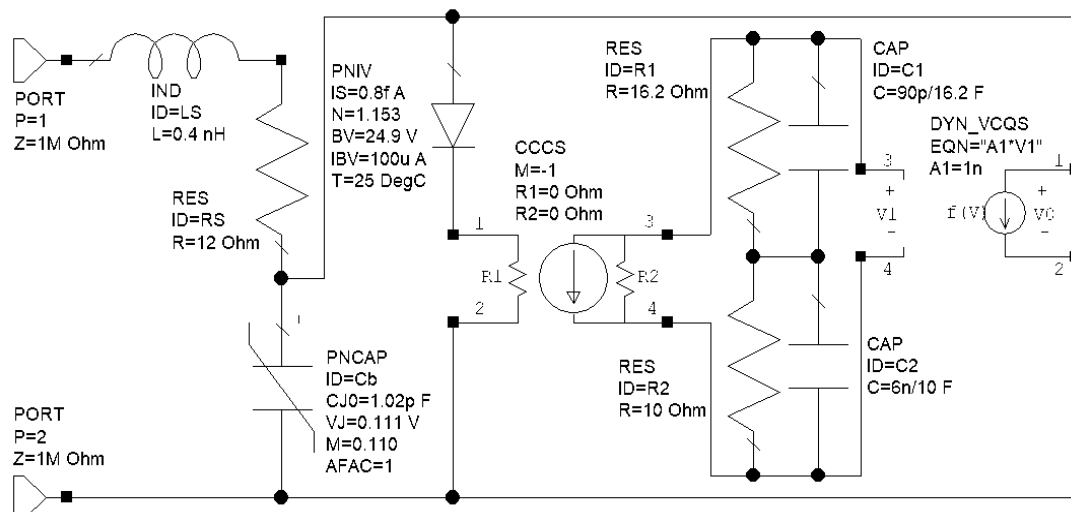


Рис. 4. Неквазистатическая модель диода (уровень III) в САПР NI AWR Design Environment

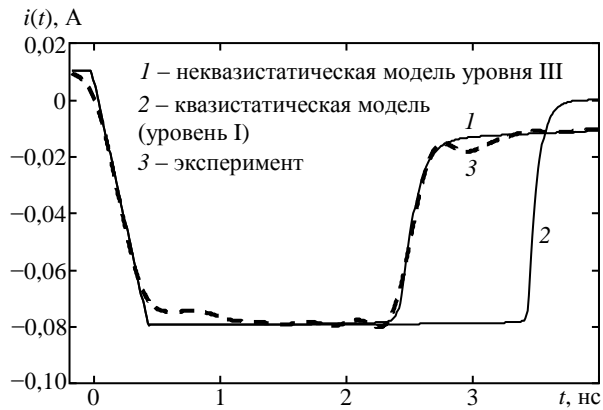


Рис. 5. Сопоставление неквазистатической и квазистатической модели экспериментального ДНЗ

Во-первых, квазистатическая модель дает время выключения диода значительно меньшее, чем действительное. Экспериментально измеренное время выключения составляет 180 пс, а время выключения по квазистатической модели получается 100 пс (почти в два раза меньше реального). По неквазистатической модели уровня III имеем время выключения 160 пс. Время выключения является одним из основных параметров ДНЗ, и его неправильное моделирование приводит к существенным погрешностям в оценке эффективности диодов с накоплением заряда при их практическом использовании (например, в умножителях частоты [15]).

Во-вторых, квазистатическая модель предсказывает перепад тока при выключении диода заметно больший, чем в действительности (см. правую часть кривых на рис. 5). Это связано с тем, что в квазистатической модели предполагается экстракция всех неосновных носителей заряда в течение быстрой фазы восстановления, хотя в действительности часть носителей заряда рекомбинирует. Такая погрешность также приведет к завышению предполагаемой эффективности диода в реальной схеме.

Во-третьих, неквазистатическая модель намного точнее определяет момент выключения диода. Экспериментально измеренная длительность импульса обратного восстановления составляет 2,3 нс (по уровню 0,5 от амплитуды). Такую же длительность дает и неквазистатическая модель уровня III. По квазистатической SPICE-модели эта длительность получается равной 3,3 нс. Такая разница связана с тем, что квазистатическая модель правильно отражает лишь общий заряд восстановления (площадь под кривыми 1–3 на рис. 5). Поскольку в квазистатической модели медленная фаза восстановления не отражается, быстрая фаза оказывается затянутой.

Заключение

В работе рассмотрена неквазистатическая модель диода, учитывающая все существенные аспекты динамики неравновесных носителей заряда (включая их рекомбинацию и последующую медленную релаксацию). Модель отличается тем, что реализована в САПР на пользовательском уровне (в виде эквивалентной схемы из квазистатических эле-

ментов). Последнее обстоятельство делает простым практическое использование данной модели.

Показаны преимущества от использования рассмотренной неквазистатической модели по отношению к диодам с накоплением заряда. Такая модель позволяет с меньшей погрешностью отражать основные параметры диодов с накоплением заряда: время выключения, заряд восстановления (или вычисляемое из него время жизни неравновесных носителей заряда), а также момент выключения диода.

Литература

1. Nagel L.W. Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis: Memorandum No. ERL-M382 / L.W. Nagel, D.O. Pederson. – USA, CA 94720: College of Engineering University of California, Electronic Research Laboratory, 1973. – 65 p.
2. Lauritzen P.O. A Simple Diode Model with Reverse Recovery / P.O. Lauritzen, C.L. Ma // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1991. – Vol. 6, No. 2. – P. 188–191.
3. Tseng K.J. Modelling of Diode Forward Recovery Characteristics Using a Modified Charge-Control Equation // International Journal of Electronics. – 1998. – Vol. 84, No. 5. – P. 437–444.
4. Yuan Y. A Novel Non-Quasi-Static Large Signal Model FET Assembled from Small Signal Response / Y. Yuan, Z. Zhong, S. Mu // International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES). Suzhou, China, 1–4 August 2017. – IEEE, 2017. – 2 p.
5. Janković N.D. Non-Quasi-Static Bipolar Transistor Models for Circuit Simulators / N.D. Janković, T.R. Ilić, J.P. Karamarković // 20th International Conference on Microelectronics (MIEL'95): Proceedings. Nis, Serbia, 12–14 September, 1995. – IEEE, 2002. – Vol. 2. – P. 681–684.
6. Yang A.T. An Efficient Nonquasi-Static Diode Model for Circuit Simulation / A.T. Yang, Yu Liu, J.T. Yao // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. – 1994. – Vol. 13, No. 2. – P. 231–239.
7. Семенов Э.В. Не квазистатическая нелинейная модель полупроводниковых приборов, основанная на поведенческой модели диффузионной емкости // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем: материалы VI Общерос. науч.-техн. конф. Омск, 19–20 апреля 2016 г. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2016. – С. 314–319.
8. Семенов Э.В. Не квазистатическая модель $p-n$ -перехода без рекурсии на пользовательском уровне / Э.В. Семенов, О.Ю. Малаховский // Изв. вузов. Физика. – 2019. – Т. 62, № 6. – С. 151–156.
9. Moll J.L. P-N Junction Charge-Storage Diodes / J.L. Moll, S. Krakauer, R. Shen // Proceedings of the IRE. – 1962. – Vol. 50, No. 1. – P. 43–53.
10. Moll J.L. Physical Modeling of the Step Recovery Diode for Pulse and Harmonic Generation Circuits / J.L. Moll, S.A. Hamilton // Proceedings of the IEEE. – 1969. – Vol. 57, No. 7. – P. 1250–1259.
11. Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques / edited by Rudolph M., Fager C. and Root D.E. – Cambridge, United Kingdom: University Press, 2012. – 352 p.
12. Schottky Diode Series Resistance and Thermal Resistance Extraction From S-Parameter and Temperature Controlled I-V Measurement / T. Kiuru, J. Mallat, A.V. Räisänen, T. Närhi // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2011. – Vol. 59, No. 8. – P. 2108–2116.
13. ГОСТ 18986.10–74. Диоды полупроводниковые. Методы измерения индуктивности. – М.: Изд-во стандартов, 1975. – 6 с.

14. ГОСТ 18986.8-73. Диоды полупроводниковые. Метод измерения времени обратного восстановления. – М.: ИПК Изд-во стандартов, 2004. – 7 с.

15. Hall R.D. Frequency Multiplication with the Step Recovery Diode // G-MTT Symposium Digest. Clearwater, Florida, USA, 5–7 May 1965. – New York: Hayden Publishing Company, Inc., 1965. – P. 87–88.

Семенов Эдуард Валерьевич

Д-р техн. наук, доцент, ст. науч. сотр. отд. полупроводниковых приборов АО «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов» (АО «НИИПП»), профессор каф. радиоэлектроники и систем связи (РСС) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Красноармейская ул., д. 99а, г. Томск, Россия, 634034 Тел.: +7 (382-2) 41-33-65 Эл. почта: edwardsemyonov@narod.ru

Малаховский Олег Юрьевич

Канд. физ.-мат. наук, нач. лаб. 42 отд. полупроводниковых приборов АО «НИИПП» Красноармейская ул., д. 99а, г. Томск, Россия, 634034 Тел.: +7 (382-2) 28-84-92 Эл. почта: malakhovskiy_oy@niipp.ru

Божков Владимир Григорьевич

Д-р техн. наук, профессор, нач. отд. АО «НИИПП» Красноармейская ул., д. 99а, г. Томск, Россия, 634034 Тел.: +7 (382-2) 55-50-89 Эл. почта: bozhkov_vg@niipp.ru

Semyonov E.V., Malakhovskij O.Yu., Bozhkov V.G. Non-Quasi-Static Diode Model Taking into Account Extraction and Recombination Currents of Non-Equilibrium Charge Carriers and Its Use for Characterization of Step Recovery Diodes

The non-quasi-static computer model of a diode designed in CAD at the user level and taking into account all the main aspects of non-equilibrium charge carriers dynamics is considered. The method of extraction of all significant parameters for this model is described. It is shown that the model is useful to describe the step recovery diodes.

Keywords: semiconductor diode, non-quasi-static model, recombination current, step recovery diode.

doi: 10.21293/1818-0442-2019-22-4-26-32

References

1. Nagel L.W., Pederson D.O. Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis. Memorandum no. ERL-M382. USA, CA 94720, College of Engineering University of California, Electronic Research Laboratory, 1973. 65 p.
2. Lauritzen P.O., Ma C.L. A Simple Diode Model with Reverse Recovery. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1991, vol. 6, no. 2, pp. 188–191.
3. Tseng K.J. Modelling of Diode Forward Recovery Characteristics Using a Modified Charge-Control Equation. *International Journal of Electronics*, 1998, vol. 84, no. 5, pp. 437–444.
4. Yuan Y., Zhong Z., Mu S. A Novel Non-Quasi-Static Large Signal Model FET Assembled from Small Signal Re-

sponse. *International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*. Suzhou, China, 1–4 August 2017. IEEE, 2017. 2 p.

5. Janković N.D., Ilić T.R., Karamarković J.P. Non-Quasi-Static Bipolar Transistor Models for Circuit Simulators. *20th International Conference on Microelectronics (MIEL '95)*. Proceedings. Nis, Serbia, 12–14 September, 1995. IEEE, 2002. vol. 2, pp. 681–684.

6. Yang A.T., Liu Yu, Yao J.T. An Efficient Nonquasi-Static Diode Model for Circuit Simulation. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 1994, vol. 13, no. 2, pp. 231–239.

7. Semyonov E.V. *Nekvazistaticheseskaja nelinejnaja model' poluprovodnikovyh priborov, osnovannaja na povedencheskoj modeli diffuzionnoj emkosti* [Non-quasistatic nonlinear model of semiconductor devices based on the behavioral model of diffusion capacitance] // Obmen opytom v oblasti sozdaniya sverhshirokopolosnyh radioelektronnyh system. Materialy VI obshheros. nauch.-tehn. konf. [Exchange of experience in the field of creation of ultra-wideband radioelectronic systems. Proceedings of VI all-Russian. sci.-tech. conf.]. Omsk, 19–20 April 2016. Omsk, OmGTU Publ., 2016. 407 p., pp. 314–319 (in Russ.).

8. Semyonov E.V., Malakhovskij O.Yu. Non-Quasi-Static p-n Junction Model without User-Defined Recursion. *Russian Physics Journal*, 2019, vol. 62, no. 6, pp. 1090–1095.

9. Moll J.L., Krakauer S., Shen R. P-N Junction Charge-Storage Diodes. *Proceedings of the IRE*, 1962, vol. 50, no. 1, pp. 43–53.

10. Moll J.L., Hamilton S.A. Physical Modeling of the Step Recovery Diode for Pulse and Harmonic Generation Circuits. *Proceedings of the IEEE*, 1969, vol. 57, no. 7, pp. 1250–1259.

11. *Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques* / edited by Rudolph M., Fager C., Root D.E. Cambridge, United Kingdom: University Press, 2012. 352 p.

12. Kiuru T., Mallat J., Räisänen A.V., Närhi T. Schottky Diode Series Resistance and Thermal Resistance Extraction From S-Parameter and Temperature Controlled I-V Measurement. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2011, vol. 59, no. 8, pp. 2108–2116.

13. *GOST 18986.10-74. Diody poluprovodnikovye. Metody izmerenija induktivnosti* [Semiconductor diodes. Inductance measurement methods]. Moscow, Izdatel'stvo standartov, 1975. 6 p. (in Russ.).

14. *GOST 18986.8-73. Diody poluprovodnikovye. Metody izmerenija vremeni obratnogo vosstanovlenija* [Semiconductor diodes. Reverse recovery time measurement method]. Moscow, IPK Izdatel'stvo standartov, 2004. 7 p. (in Russ.).

15. Hall R.D. *Frequency Multiplication with the Step Recovery Diode*. G-MTT Symposium Digest. Clearwater, Florida, USA, 5–7 May 1965. New York: Hayden Publishing Company, Inc., 1965. pp. 87–88.

Edward V. Semyonov

Doctor of Engineering Sciences, Associate Professor, Senior Researcher, Department of Semiconductor Devices, Research Institute of Semiconductor Devices, Professor, Department of Radiocommunication Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics 99a, Krasnoarmejskaja st., Tomsk, Russia, 634034 Phone: +7 (382-2) 41-33-65 Email: edwardsemyonov@narod.ru

Oleg Yu. Malakhovskij

Candidate of Sciences in Physics and Mathematics,
Head of Laboratory, Department of Semiconductor Devices,
Research Institute of Semiconductor Devices
99a, Krasnoarmejskaja st., Tomsk, Russia, 634034
Phone: +7 (382-2) 28-84-92
Email: malakhovskiy_oy@niipp.ru

Vladimir G. Bozhkov

Doctor of Engineering Sciences, Professor, Head of Department,
Research Institute of Semiconductor Devices
99a, Krasnoarmeyskaya st., Tomsk, Russia, 634034
Phone: +7 (382-2) 555-089
Email: bozhkov_vg@niipp.ru