

УДК 621.382.2

Г.М. Шевченко, Э.В. Семенов

Неквазистатическая модель переходных процессов в прямосмещенном $p-n$ -переходе

Продемонстрирован выброс напряжения в начале переходной характеристики при прямосмещенном $p-n$ -переходе, возникающий из-за зависимости последовательного сопротивления потерь от диффузионного заряда. Показано, что современные SPICE-модели $p-n$ -переходов не позволяют описывать этот выброс в связи с тем, что последовательное сопротивление считается независимым от заряда, а накопленный диффузионный заряд рассчитывается в квазистатическом приближении. Предложена неквазистатическая модель переходных процессов в прямосмещенном $p-n$ -переходе, корректно описывающая выброс на переходной характеристике прямого восстановления. Предложенная модель включает в себя только распространенные квазистатические элементы систем автоматизированного проектирования, что делает ее доступной для реализации на пользовательском уровне.

Ключевые слова: $p-n$ -переход, прямое восстановление, последовательное сопротивление потерь, диффузионный заряд, неквазистатическая модель.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-3-7-13

Моделирование является одним из основных этапов при разработке радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). Адекватное моделирование сводит к минимуму время и стоимость процесса разработки РЭА, а также позволяет получать достоверные результаты исследования разработанного устройства.

В радиоэлектронике среди используемой при проектировании электронной компонентной базы широко распространены полупроводниковые приборы с $p-n$ -переходом. Например, быстровосстанавливающиеся диоды, диоды с накоплением заряда, биполярные и IGBT-транзисторы и т.д.

При формировании положительного потенциала на области p -типа относительно области n -типа (прямое восстановление), в начале переходной характеристики $p-n$ -перехода наблюдается выброс напряжения. Длительность выброса может составлять несколько сот нс, поэтому его невозможно объяснить индуктивностью исследуемого объекта. Возникновение выброса объясняется зависимостью последовательного сопротивления диода от накопленного в нем диффузионного заряда [1, 2]. В начале процесса прямого восстановления диффузионный заряд мал (количество свободных носителей заряда относительно мало), что соответствует большому значению последовательного сопротивления потерь и большому падению напряжения на $p-n$ -переходе. При открывании $p-n$ -перехода зарядов становится больше. Чем больше свободных носителей заряда в p - и n -областях, тем меньше последовательное сопротивление и наоборот.

Актуальность адекватного моделирования динамических процессов в полупроводниковых приборах в настоящее время возрастает [3, 4] по причине сокращения длительности рабочих сигналов в различных радиотехнических системах. Особую актуальность правильное моделирование выброса при открывании диодов имеет для разработки защитных устройств [5].

В источниках [1, 2] предложено описывать зависимость сопротивления пассивных областей диода от заряда по следующей формуле:

$$R_S(Q_d) = \frac{1}{Y_0 + \alpha Q_d}, \quad (1)$$

где Q_d – диффузионный заряд, Y_0 – проводимость пассивных областей при нулевом токе, α – параметр, зависящий от геометрии диода и процессов изготовления, которым подвергался диод.

Недостаток формулы (1) заключается в том, что она получена фактически в предположении одинаковой плотности диффузионного заряда во всей базовой области диода. Действительно, при увеличении диффузионного заряда последовательное сопротивление потерь в соответствии с (1) неограниченно уменьшается. В реальности при удалении от $p-n$ -перехода плотность диффузионного заряда уменьшается, в связи с чем образуется часть последовательного сопротивления потерь, которая от тока диода (диффузионного заряда) практически не зависит. Это явление особенно заметно при большой толщине базы.

В свою очередь, диффузионный заряд в (1) зависит от тока электропроводности через диод [6–9]. Современные системы автоматизированного проектирования (САПР) предлагают в своих SPICE-моделях квазистатическое приближение диффузионного заряда [10]

$$Q_d(t) = i(t)T, \quad (2)$$

где $i(t)$ – описываемый вольт-амперной характеристикой ток электропроводности; T – время жизни неравновесных носителей заряда. Данное представление не в состоянии удовлетворительно охарактеризовать процессы, протекающие в $p-n$ -переходах, а именно инерцию накопления и релаксации неравновесных носителей заряда при прямом и обратном восстановлении. Это приводит к сглаживанию переходной характеристики прямого восстановления

p - n -перехода при моделировании p - n -перехода на импульсных широкополосных сигналах [10].

Основная идея для усовершенствования модели (2), изложенная во многих работах, состоит в замене алгебраического уравнения (2) на дифференциальное следующего вида [11–15]:

$$Q_d(t) = i(t)T - \tau_d \frac{dQ_d(t)}{dt},$$

где τ_d – постоянная времени релаксации диффузионного заряда. Основной недостаток данного представления Q_d сводится к тому, что последнее уравнение не является разрешенным относительно Q_d (в отличие от (2)), что приводит пользователя к необходимости применять рекурсивные алгоритмы для интеграции в САПР [10]. Кроме этого, в известных работах не рассмотрена реализация модели прямого восстановления в виде эквивалентной схемы.

Цель работы – на основе рассмотренных особенностей переходных процессов при импульсном прямом смещении p - n -перехода предложить его неквазистатическую модель с возможностью простой интеграции этой модели в САПР.

Зависимость последовательного сопротивления потерь от диффузионного заряда p - n -перехода

Авторы предлагают модифицировать формулу (1) путем добавления не зависящего от заряда последовательного сопротивления потерь. Это та часть сопротивления, которая образуется на удаленных областях p - n -перехода, в которых накопление неосновных носителей заряда незначительно. Тогда предлагаемая формула последовательного сопротивления p - n -перехода имеет вид

$$R_S(Q_d) = \frac{1}{Y_0 + \alpha Q_d} + R_0, \quad (3)$$

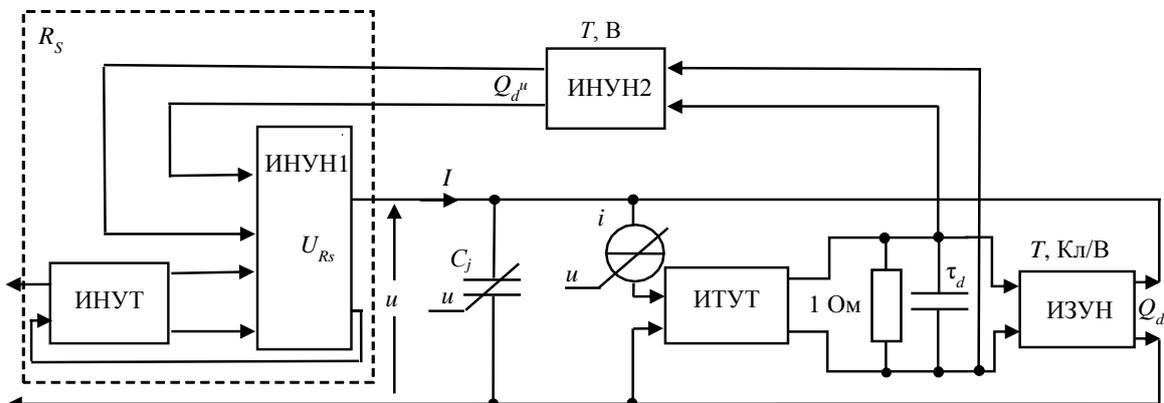


Рис. 1. Неквазистатическая эквивалентная схема p - n -перехода

В предложенной эквивалентной схеме (см. рис. 1), диффузионный заряд отражается выходными сигналами двух блоков: на выходе источника заряда, управляемого напряжением (ИЗУН), и на выходе источника напряжения, управляемого напряжением (ИНУН2). В первом случае в блоке ИЗУН устанавливается коэффициент преобразования, численно равный времени жизни диффузионного заряда для

где R_0 – не зависящее от диффузионного заряда значение последовательного сопротивления потерь. Величина R_0 определяется толщиной базы и омическим сопротивлением выводов.

Для нахождения диффузионного заряда будем использовать предложенную авторами ранее формулу [10]

$$Q_d(t) = h(t) * i(t) T, \quad (4)$$

где * – символ свертки, $h(t)$ – импульсная характеристика, определяющая произвольное линейное преобразование тока электропроводности через диод в заряд неравновесных носителей. Эта формула определяет диффузионный заряд в замкнутой, разрешенной относительно диффузионного заряда неквазистатической форме, учитывающей инерцию накопления и релаксации неравновесных носителей заряда.

Использование формулы (4) позволит без затруднений реализовать модель диода в современных САПР в виде соответствующей эквивалентной схемы, так как Q_d представлен в явной форме, и поэтому применение рекурсивных алгоритмов не требуется.

Структурный синтез неквазистатической эквивалентной схемы для режима прямого восстановления p - n -перехода

Для реализации модели прямого восстановления p - n -перехода в САПР предлагается эквивалентная схема, приведенная на рис. 1.

Ранее авторами было установлено [10], что для реализации неквазистатического уравнения диффузионного заряда (4) эквивалентная электрическая цепь должна иметь импеданс параллельной RC -цепи. Емкость конденсатора RC -цепи численно равна постоянной времени τ_d при $R = 1$ Ом. Параметр τ_d устанавливает динамический процесс накопления и релаксации неравновесных носителей заряда.

добавления к заряду p - n -перехода. Во втором случае блок ИНУН2 предназначен для получения напряжения, численно равного значению диффузионного заряда Q_d , путем умножения напряжения с RC -цепи (см. рис. 1) на время жизни неравновесных носителей заряда T . Данное решение предложено из-за отсутствия в САПР источников сигналов, управляемых зарядом (для вычислений по (3)).

Отличительная особенность схемы на рис. 1 заключается в учете неквазистатических свойств прямого восстановления. Неквазистатические свойства реализуются в блоке ИНУН1, где происходит расчет падения напряжения на R_s по формуле

$$U_{R_s} = \left(\frac{1}{Y_0 + \alpha Q_d''} + R_0 \right) I, \quad (5)$$

где I – ток диода, а множитель в скобках представляет собой последовательное сопротивление $p-n$ -перехода (см. формулу (3)). Выход блока источника напряжения управляемым током (ИНУТ) формирует напряжение, численно равное току диода I . Источник тока, управляемый током ИТУТ, введен в качестве развязывающего буфера.

Параметры формулы (5) R_0 , Y_0 и α реализованы в виде констант. Кроме того, в схеме учитывается барьерная емкость $p-n$ -перехода C_j .

Эквивалентная схема разработана с возможностью беспрепятственной ее реализации в популярных САПР (например, AWR Design Environment и Advanced Design System), так как предложенные элементы имеются во многих библиотеках современных САПР. Пример реализации приведен ниже.

Объект исследования

В качестве примера для экспериментальных измерений используем биполярный транзистор $n-p-n$ -типа 2N6488G производства ON Semiconductor. Транзистор исследуется в диодном включении эмиттерного перехода. Коллектор при этом замкнут с базой.

Экспериментальные измерения и моделирование прямого восстановления $p-n$ -перехода проводятся по схеме двухполюсника.

Параметрический синтез неквазистатической эквивалентной схемы $p-n$ -перехода

Экстракция большинства параметров представленной на рис. 1 модели происходит обычными способами из вольт-амперной характеристики (ВАХ) и вольт-фарадной характеристики (ВФХ) эмиттерного перехода [16–20].

Из ВАХ рассчитываются параметры нелинейного источника тока на рис. 1: ток насыщения I_s и коэффициент неидеальности N , входящие в формулу

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

где q – заряд электрона; k – постоянная Больцмана; T – температура.

Из ВФХ определяются параметры барьерной емкости C_j : емкость при нулевом смещении C_{j0} , контактная разность потенциалов V_j и градиентный коэффициент M , входящие в формулу

$$C_j(u) = C_{j0} \left(1 - \frac{u}{V_j} \right)^{-M}.$$

Время обратного восстановления $t_{вос}$ определяется по кривой обратного восстановления $p-n$ -перехода (рис. 2). Измерение в соответствии со стандар-

том [21] приводит к систематической погрешности измерения, из-за добавления к действительному времени восстановления половины длительности фронта импульса обратного напряжения. Поэтому решено использовать способ, приведенный в источнике [22].

Время жизни неравновесных носителей заряда T определяется по кривой обратного восстановления $p-n$ -перехода как отношение диффузионного заряда к прямому току. Диффузионный заряд – это разность между общим и барьерным зарядом $p-n$ -перехода. Общий заряд неосновных носителей вычисляется путем интегрирования кривой (см. рис. 2) на интервале, где первая и вторая отсчётная точка имеет ток, равный нулю. Барьерный заряд отыскивается путем интегрирования вольт-фарадной характеристики диода (от 0 до 5 В).

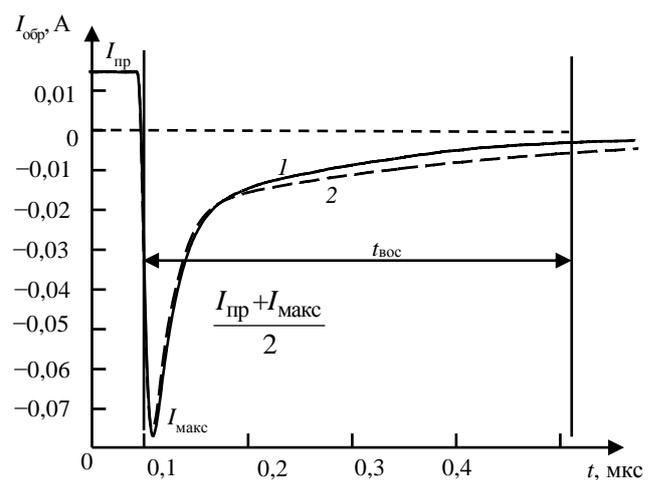


Рис. 2. Импульс тока обратного восстановления эмиттерного перехода биполярного транзистора: 1 – эксперимент; 2 – неквазистатическая модель

Постоянная времени τ_d (см. рис. 1) определяется путем минимизации невязки экспериментальной (кривая 1, рис. 2) и модельной кривой (кривая 2, рис. 2), полученной путем расчета на компьютерной модели, реализованной по предложенной схеме (см. рис. 1).

В итоге SPICE-параметры эмиттерного перехода биполярного транзистора получились равными: $I_s = 2,6$ пА; $N = 0,9569$; $M = 0,41$; $V_j = 0,44$ В; $C_{j0} = 419$ пФ; $T = 416$ нс; $\tau_d = 300$ нс.

При экстракции параметров трудности вызывает вычисление последовательного сопротивления потерь. При прямом измерении доступна только сумма сопротивления $p-n$ -перехода и последовательного сопротивления потерь R_s . R_s будем определять как разность дифференциального сопротивления диода r_d и дифференциального сопротивления $p-n$ -перехода r_{pn} [23]. Удобство оперирования дифференциальными сопротивлениями состоит в том, что для отыскания сопротивления $p-n$ -перехода r_{pn} достаточно определить лишь коэффициент неидеальности N .

На рис. 3 приведены дифференциальные сопротивления диода (кривая 1) и $p-n$ -перехода (кривая 2).

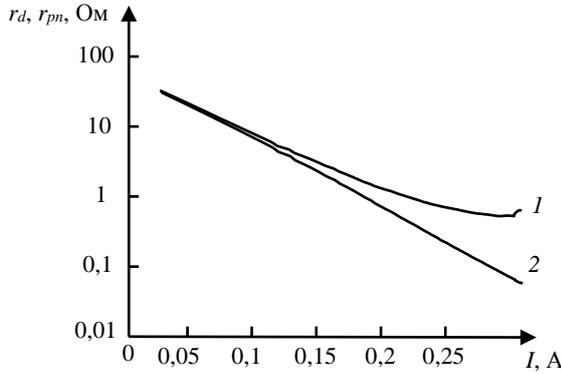


Рис. 3. Сопротивления p - n -перехода:
 1 – дифференциальное сопротивление диода;
 2 – дифференциальное сопротивление p - n -перехода

Дифференциальное сопротивление диода вычисляется дифференцированием ВАХ. Авторы применили численное дифференцирование по пяти экспериментальным точкам. Дифференциальное сопротивление p - n -перехода вычисляется как гиперболическая функция тока, построенная по коэффициенту неидеальности эмиттерного перехода, найденного в области максимального наклона ВАХ [23]:

$$r_{pn}(I) = \frac{NTk}{Iq}$$

На рис. 4 приведены расчетные и экспериментальная кривые последовательного сопротивления потерь R_s p - n -перехода, демонстрирующие его зависимость от тока, проходящего через диод. Для демонстрации целесообразности введения переменной R_0 приведена кривая (кривая 1), построенная по формуле (1). Параметры Y_0 и α функций (1) и (3) подбираются так, чтобы обеспечить наименьшую невязку между моделью (кривая 1 и 2) и экспериментом (кривая 2). В итоге параметры Y_0 и α для формулы (3) равны 0,09 См и 400 МСм/Кл соответственно, а для формулы (1) – 0,7 См и 20 МСм/Кл соответственно. При этом R_0 составляет 0,44 Ом.

Из рис. 4 также видно, что кривая 1, полученная по формуле (1), имеет существенное расхождение с

экспериментальной кривой 2, в то время как кривая 3, построенная по предложенной авторами формуле (3), соответствует экспериментальной кривой 2 значительно лучше.

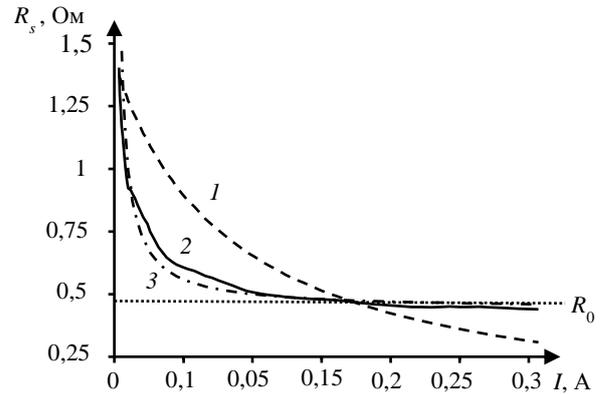


Рис. 4. Последовательное сопротивление потерь:
 1 – расчет по формуле (1); 2 – эксперимент;
 3 – расчет по формуле (3)

Кривые на рис. 4 можно интерпретировать следующим образом. Перед включением диода заряд Q_d незначителен и $R_s = 1/Y_0$. Это аналогично использованию постоянного сопротивления R_s в обычной модели. Когда $\alpha Q_d \gg Y_0$ последовательное сопротивление диода стремится к параметру R_0 . При любом конечном токе диода, в том числе и в установившемся состоянии, R_s будет между крайними значениями $1/Y_0$ и R_0 .

Реализация предлагаемой неквазистатической эквивалентной схемы p - n -перехода в системе автоматизированного проектирования

На рис. 5 представлена неквазистатическая модель биполярного транзистора в диодном включении в САПР.

На рис. 5 элемент PNCAP предназначен для реализации нелинейной барьерной емкости эмиттерного перехода, элемент PNIV отвечает за вольт-амперную характеристику. За источник диффузионного заряда отвечает элемент DYN_VCS.

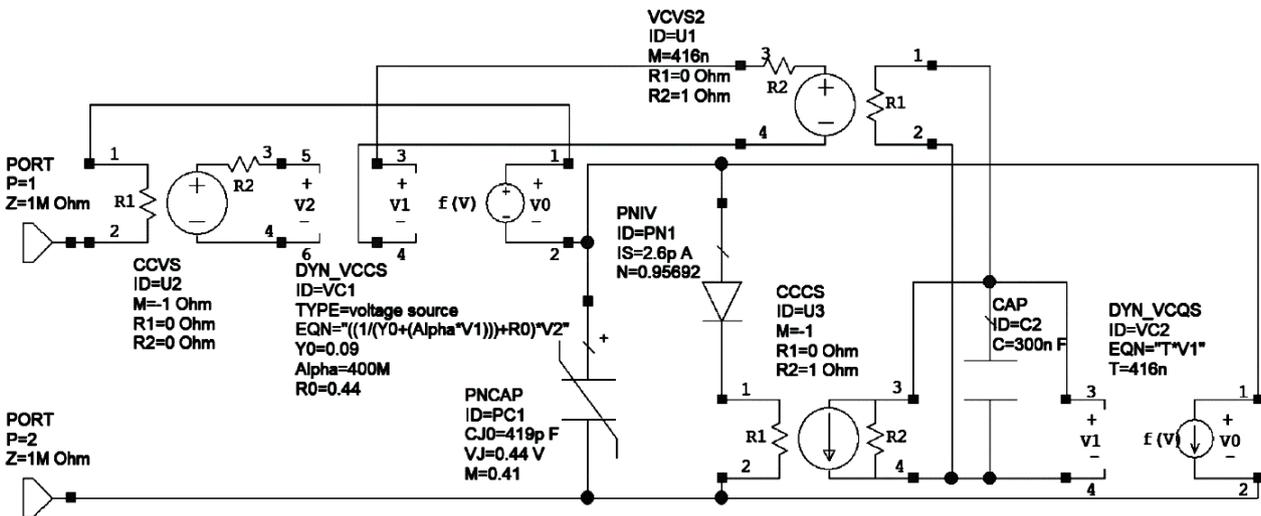


Рис. 5. Неквазистатическая модель биполярного транзистора 2N6488G в диодном включении, реализованная в САПР

ИНУН1, ИНУН2 и ИНУТ (см. рис. 1) реализуются на элементах DYN_VCCS, VCVS (M численно равно T) и CCVS соответственно. Формула (3) с ее параметрами реализована в элементе DYN_VCCS.

Сравнительный анализ результатов моделирования и экспериментальных измерений в режиме прямого восстановления $p-n$ -перехода

Экспериментальная установка для измерений в режиме прямого восстановления включает в себя генератор Tabor Electronics 5201 и осциллограф National Instruments PXI-5114. Генератор формирует ступенчатое воздействие с амплитудой прямого тока 15 мА. С помощью осциллографа фиксируется напряжение на диоде.

Рис. 6 иллюстрирует кривые прямого напряжения на диоде, полученные с помощью эксперимента и моделирования.

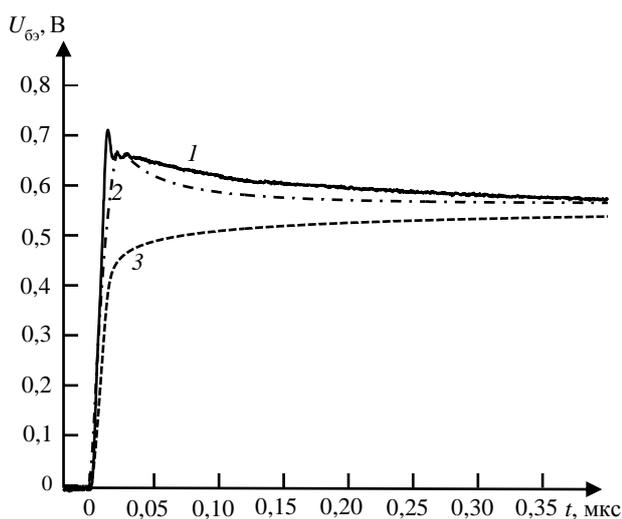


Рис. 6. Прямое напряжение на $p-n$ -переходе:
1 – эксперимент; 2 – неквазистатическая модель;
3 – квазистатическая модель

На рис. 6 отчетливо наблюдается невязка кривой импульса напряжения прямого восстановления квазистатической модели диода (3) с экспериментальной кривой (1). В то же время кривая, полученная с помощью неквазистатической модели (2), имеет существенно меньшее расхождение с экспериментальной.

Невязка экспериментальной кривой (1) с предложенной неквазистатической моделью (2) не превышает $\pm 9\%$. Квазистатическая модель (3) имеет отклонение от экспериментальной кривой до $\pm 35\%$.

Заключение

На переходной характеристике прямого восстановления $p-n$ -переходов наблюдается выброс напряжения, обусловленный зависимостью электропроводности базы диода от диффузионного заряда.

Известные модели, учитывающие этот эффект, получены в предположении равномерного распределения диффузионного заряда по базе диода, что приводит к существенной погрешности моделирования последовательного сопротивления потерь диода при больших токах.

Авторами предложена модифицированная модель последовательного сопротивления диода, учитывающая уменьшение плотности диффузионного заряда при удалении от $p-n$ -перехода. При этом значение диффузионного заряда рассчитывается в неквазистатическом приближении, учитывающем конечную подвижность неравновесных носителей заряда.

Предложенная модель реализована в виде эквивалентной схемы, допускающей реализацию в современных САПР на пользовательском уровне.

Большинство параметров в предложенной эквивалентной схеме не требуют нестандартных способов экстракции. Параметры зависимости последовательного сопротивления потерь от тока $p-n$ -перехода определяются вариационным методом до обеспечения наименьшей невязки между расчетной и экспериментальной кривыми зависимости последовательного сопротивления потерь от тока $p-n$ -перехода.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, проект № FWRM-2021-0015.

Литература

1. Tseng K.J. Modelling of diode forward recovery characteristics using a modified charge-control equation // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – Vol. 84, No. 5. – P. 437–444.
2. Complete Time-Domain Diode Modeling: Application to Off-Chip and On-Chip Protection Devices / B.B. M'Hamed, F. Torres, A. Reineix, P. Hoffmann // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2011. – Vol. 53, No. 2. – P. 349–365.
3. Лосев Д.В. Возбуждение полупроводникового диода коротким импульсом / Д.В. Лосев, Д.С. Бардашов, А.Г. Быков // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 58, № 8-2. – С. 147–150.
4. Айзенштат Г.И. Переходные процессы в СВЧ-диодных на арсениде галлия / Г.И. Айзенштат, А.Ю. Ющенко, В.Г. Божков // Изв. вузов. Физика. – 2014. – Т. 57, № 12. – С. 14–19.
5. Разработка и исследование СВЧ-ограничителей мощности на основе pin -диодов / А.Ю. Ющенко, Г.И. Айзенштат, Е.А. Монастырев, А.А. Ивашенко, А.В. Акимов // Изв. вузов. Физика. – 2010. – Т. 53, № 9-2. – С. 315–319.
6. Ebers J.J. Large-Signal Behavior of Junction Transistors / J.J. Ebers, J.L. Moll // Proceedings of the IRE. – 1954. – Vol. 42, No. 12. – P. 1761–1772.
7. SPICE Modeling of Photoelectric Effects in Silicon With Generalized Devices / C. Rossi, P. Buccella, C. Stefanucci, J.M. Sallese // IEEE Journal of the Electron Devices Society. – 2018. – Vol. 6, No. 2. – P. 985–995.
8. Huszka Z. Implementation of Delay-Time-Based Nonquasi-Static Bipolar Transistor Models in Circuit Simulators / Z. Huszka, A. Chakravorty // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2014. – Vol. 61, No. 8. – P. 3004–3006.
9. Winkel J. Extended charge-control model for bipolar transistors // IEEE Transactions on Electron Device. – 1973. – Vol. 20, No. 12. – P. 389–394.
10. Семенов Э.В. Неквазистатическая 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.

11. 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.

12. 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. 231–234.

13. Tien B. Determination of carrier lifetime from rectifier ramp recovery waveform // IEEE Electron Device Lett. – 1988. – Vol. 9, No. 10. – P. 553–555.

14. Sochova L. Enhanced Non-quasi-static Lauritzen Diode Model / L. Sochova, P. Betak, J. Plojhar // IETE Journal of Research. – 2014. – Vol. 58, No. 3. – P. 226–229.

15. Koldehoff A.A. Compact Bipolar Transistor Model for Very-High-Frequency Applications with Special Regard to Narrow Emitter Stripes and High Current Densities / A. Koldehoff, M. Schroter, H.M. Rein // Solid-State Electron. – 1993. – Vol. 36, No. 7. – P. 1035–1048.

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

17. Значение высоты барьера Шоттки и расчет ВАХ диодов Al/n-(SiC)[1-x](AlN)x и гетеропереходов на основе 4H-SiC / В.И. Алтухов, А.В. Санкин, В.Ф. Антонов, С.В. Филипова, О.А. Митюгова // Изв. вузов. Физика. – 2019. – Т. 62, № 9. – С. 113–116.

18. Sadovnikov A.D. Parameter extraction for bipolar transistors / A.D. Sadovnikov, D.J. Roulston, D. Celi // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. – 1996. – Vol. 15, No. 11. – P. 1332–1339.

19. Прудаев И.А. Ограничение тока в светодиодах на основе нитридов AzBs при прямом смещении / И.А. Прудаев, И.В. Ивонин, О.П. Толбанов // Изв. вузов. Физика. – 2011. – Т. 54, № 12. – С. 66–68.

20. Dvorak M.W. On the accuracy of direct extraction of the heterojunction-bipolar-transistor equivalent-circuit model parameters C_p, C_{bc} , and R_E ; T-MTT / M.W. Dvorak, C.R. Volognesi // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2003. – Vol. 51, No. 6. – P. 1640–1649.

21. ГОСТ 18986.8–73. Диоды полупроводниковые. Метод измерения времени обратного восстановления. – М.: ИПК Изд-во стандартов, 1973. – 5 с.

22. Шевченко Г.М. Уменьшение погрешности измерения времени обратного восстановления быстровосстанавливающихся диодов при использовании осциллографов с узкой полосой пропускания / Г.М. Шевченко, Э.В. Семенов // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 2. – С. 37–41.

23. Семенов Э.В. Неквазистатическая модель диода с учетом токов экстракции и рекомбинации неравновесных носителей заряда / Э.В. Семенов, О.Ю. Малаховский, В.Г. Божков // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 4. – С. 26–32.

Шевченко Глеб Михайлович

М.н.с. лаб. нелинейной видеоимпульсной локации Института сильноточной электроники СО РАН (ИСЭ СО РАН), ассистент каф. радиоэлектроники и систем связи (РСС) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Академический пр-т, 2/3, г. Томск, Россия, 634055
ORCID: 0000-0002-1752-3671
Тел.: +7-960-976-1991
Эл. почта: gleb.m.shevchenko@tusur.ru

Семенов Эдуард Валерьевич

Д-р техн. наук, доцент, с.н.с. лаб. нелинейной видеоимпульсной локации Института сильноточной электроники СО РАН (ИСЭ СО РАН), профессор каф. РСС ТУСУР Академический пр-т, 2/3, г. Томск, Россия, 634055
ORCID: 0000-0001-5470-1185
Тел.: +7-909-539-1176
Эл. почта: edwardsemyonov@narod.ru

Shevchenko G.M., Semyonov E.V.

Non-quasi-static model of transient processes in a forward-biased $p-n$ -junction

A voltage surge at the beginning of the transient characteristic for a forward-biased $p-n$ -junction is demonstrated, which occurs due to the dependence of the series loss resistance on the diffusion charge. It is shown that modern SPICE models of a $p-n$ -junction do not allow one to describe this surge due to the fact that the series resistance is assumed to be independent of the charge, and the accumulated diffusion charge is calculated in the quasi-static approximation. A non-quasi-static model of transient processes in a forward-biased $p-n$ -junction is proposed, which correctly describes the overshoot in the direct recovery transient response. The proposed model includes only common quasistatic elements of computer-aided design systems, which makes it available for implementation at the user level.

Keywords: $p-n$ -junction, direct recovery, series loss resistance, diffusion charge, non-quasi-static model.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-3-7-13

References

1. 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.
2. M'Hamed B.B., Torres F., Reineix A., Hoffmann P. Complete Time-Domain Diode Modeling: Application to Off-Chip and On-Chip Protection Devices. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2011, vol. 53, no. 2, pp. 349–365.
3. Losev D.V., Bardashov D.S., Bykov A.G. [Excitation of a semiconductor diode with a short pulse]. *Izvestiya vuzov. Physics*, 2015, vol. 58, no 8-2, pp. 147–150 (in Russ.).
4. Aizenshtat G.I., Yushchenko A.Yu., Bozhkov V.G. [Transient processes in microwave pin diodes based on gallium arsenide]. *Izvestiya vuzov. Physics*, 2014, vol. 57, no. 12, pp. 14–19 (in Russ.).
5. Yushchenko A.Yu., Aizenshtat G.I., Monastyrnev E.A., Ivashchenko A.A., Akimov A.V. [Development and research of microwave power limiters based on pin diodes]. *Izvestiya vuzov. Physics*, 2010, vol. 53, no. 9-2, pp. 315–319 (in Russ.).
6. Ebers, J.J., Moll J.L. Large-Signal Behavior of Junction Transistors. *Proceedings of the IRE*, 1954, vol. 42, no. 12, pp. 1761–1772.
7. Rossi C., Buccella P., Stefanucci C., Sallese J.M. SPICE Modeling of Photoelectric Effects in Silicon With Generalized Devices. *IEEE Journal of the Electron Devices Society*, 2018, vol. 6, no. 2, pp. 985–995.
8. Huszka Z., Chakravorty A. Implementation of Delay-Time-Based Nonquasi-Static Bipolar Transistor Models in Circuit Simulators. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2014, vol. 61, no. 8, pp. 3004–3006.
9. Winkel J. Extended charge-control model for bipolar transistors. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1973, vol. 20, no. 12, pp. 389–394.

10. Semyonov E.V., Malakhovskij O.Yu. Non-quasi-static p - n - junction model without userdefined recursion. *Russian Physics Journal*. 2019. vol. 62, no. 6, pp. 151–156 (in Russ.).
11. Lauritzen P., Ma C. A Simple Diode Model with Reverse Recovery. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1991, vol. 6, no. 2, pp.188–191.
12. 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. 231–234.
13. Tien B., Hu C. Determination of carrier lifetime from rectifier ramp recovery waveform. *IEEE Electron Device Letters*, 1988, vol. 9, no. 10, pp. 553–555.
14. Sochova L., Betak P., Plojhar J. Enhanced Non-quasi-static Lauritzen Diode Model. *IETE Journal of Research*, 2014, vol. 58, no. 3, pp. 226–229.
15. Koldehoff A., Schroter M., Rein H. M. A Compact Bipolar Transistor Model for Very-High-Frequency Applications with Special Regard to Narrow Emitter Stripes and High Current Densities. *Solid-State Electron*, 1993, vol. 36, no. 7, pp. 1035–1048.
16. Rudolph M., Fager C., Root D.E. *Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques*. Cambridge, United Kingdom: University Press, 2012. 352 p.
17. Altukhov V.I., Sankin A.V., Antonov V.F., Filipova S.V., Mityugova O.A. [The value of the height of the Schottky barrier and the calculation of the CVC of Al/n-(SiC)[1-x](AlN)x diodes and heterojunctions based on 4H-SiC]. *Izvestiya vuzov. Physics*, 2019, vol. 62, no. 9, pp. 113–116 (in Russ.).
18. Sadovnikov A.D., Roulston D.J., Celi D. Parameter extraction for bipolar transistors. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 1996, vol. 15, no. 11, pp. 1332–1339.
19. Prudaev I.A., Ivonin I.V., Tolbanov O.P. [Current limitation in LEDs based on A3B5 nitrides with forward bias]. *Izvestiya vuzov. Physics*, 2011, vol. 62, no. 12, pp. 66–68 (in Russ.).
20. Dvorak M.W., Bolognesi C.R. On the accuracy of direct extraction of the heterojunction-bipolar-transistor equivalent-circuit model parameters $C_{p,CBC}$, and R_E ; *T-MTT. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2003, vol. 51, no. 6, pp. 1640–1649
21. GOST 18986.8-73. Semiconductor diodes. The method of measuring the reverse recovery time. Moscow, Standartinform Publ., 1973, 5 p. (in Russ.).
22. Shevchenko G.M., Semyonov E.V. [Reducing the error in measuring the reverse recovery time of fast recovery diodes when using oscilloscopes with a narrow bandwidth]. *Proceedings of TUSUR University*, 2019, vol. 2, no. 1, pp. 37–41 (in Russ.).
23. Semyonov E.V., Malakhovskij O.Yu, Bozhkov V.G. [Non-quasi-static model of the diode taking into account the currents of extraction and recombination of non-equilibrium charge carriers.]. *Proceedings of TUSUR University*, 2019, vol. 22, no. 4, pp. 26–32 (in Russ.).

Gleb M. Shevchenko

Junior Researcher, Department of Nonlinear Video Pulse Location, Institute of High-Current Electronics, Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Assistant, Department of Radiocommunication Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
2, Akademicheskyy pr., 2/3, Tomsk, 634055, Russia
ORCID: 0000-0002-1752-3671
Phone: +7-960-976-19-91
Email: gleb.m.shevchenko@tusur.ru

Edward V. Semyonov

Doctor of Science in Engineering, Associate Professor, Senior Researcher, Department of Nonlinear Baseband Pulse Location, Institute of High-Current Electronics, Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Professor, Department of Radiocommunication Systems, TUSUR
2, Akademicheskyy pr., 2/3, Tomsk, 634055, Russia
ORCID: 0000-0001-5470-1185
Phone: +7-909-539-11-76
Email: edwardsemyonov@narod.ru