

примесной фотопроводимости (см. рис. 2) характерно искажение формы участка спада.

1. Аут И., Генцов Д., Герман К. Фотоэлектрические явления. М., 1980.
2. Data in Semiconductor Science and Technology: Semiconductors: group IV elements and III-V compounds / Ed. O. Madelung. Berlin; Heidelberg, 1991.
3. Природные алмазы России / Под ред. В.Б. Кваскова. М., 1997.
4. Pan L.S., Kania D.R., Pianetta P., Landen O.L. // Appl. Phys. Lett. 1990. Vol. 57. № 6. P. 623.
5. Lee C.H., Mathur V.K. // IEEE J. Quant. Electron. 1981. Vol. QE-17. № 10. P. 2098.
6. Шаршунов Д. В. Весті НАН Беларусі. Сер. фіз.-мат. навук. 1999. № 1. С. 143.
7. Квасков В. Б. // Алмаз в электронике. М., 1990. С. 92.

Поступила в редакцию 05.02.2001.

*Шаршунов Дмитрий Вячеславович* – ассистент кафедры вычислительной техники и информатики БГСХА.

*Соловьев Валерий Сергеевич* – кандидат физико-математических наук, доцент, заведующий лабораторией НИИ ПФП БГУ.

УДК 621.382.82.001

*С.Г. МУЛЯРЧИК, И.М. ШЕВКУН, А.А. ЗИНЕВИЧ*

### УЧЕТ ТРЕХМЕРНЫХ ЭФФЕКТОВ ПРИ РАСЧЕТЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ПАССИВНОЙ ОБЛАСТИ БАЗЫ БИПОЛЯРНОГО ПЛАНАРНОГО ТРАНЗИСТОРА

The base resistance which results from the base current bending at the base contact and at the edge of the emitter perimeter is computed (at low currents and low frequencies) using a three-dimensional numerical solution. It is compared with a two-dimensional model.

Сопротивление пассивной области базы биполярного планарного транзистора -- параметр, в значительной степени определяющий электрические характеристики прибора. Этим объясняется интерес к проблеме его расчета [1–4]. Среди известных методов моделирования [1–4] универсальностью обладает только численный метод, однако и его область применения ограничена, если привлекается двумерное приближение [3, 5]. В [4] сделана попытка перейти к решению трехмерной задачи на основе послойного объединения двумерных цепей, моделирующих пассивную область базы транзистора. Эту задачу можно решить численно, распространив подход, предложенный в [5], на трехмерную модель. В соответствии с [4] будем считать, что сопротивление пассивной области базы ( $R_{бп}$ ) определяется током, текущим от базового контакта биполярного транзистора к границе между пассивной и активной областями базы (эта граница в рассматриваемом приближении является вторым омическим контактом полупроводникового резистора). Положим потенциал одного из контактов резистора ( $K_E$ ) равным нулю, а потенциал другого ( $K_B$ ) –  $V_B$ . Определив ток, текущий через любой контакт, найдем искомое сопротивление. Для этого рассчитаем распределение электростатического потенциала в области пассивной базы, решив следующую краевую задачу:

$$\nabla [\sigma(x, y, z) \nabla \varphi(x, y, z)] = 0, \quad (x, y, z) \in B;$$

$$\varphi(x, y, z) = 0, \quad (x, y, z) \in K_E;$$

$$\varphi(x, y, z) = V_B, \quad (x, y, z) \in K_B;$$

$$\frac{\partial \varphi}{\partial \eta} = 0, \quad (x, y, z) \in \Gamma_B,$$

где  $\sigma(x, y, z)$  – удельная проводимость пассивной области базы;  $\varphi(x, y, z)$  – искомое распределение потенциала,  $\eta$  – вектор единичной нормали к границе  $\Gamma_B$  пассивной области базы,  $B$  – область пассивной базы.

Сопротивление пассивной области базы вычисляется в этом случае следующим образом:

$$R_{\text{он}} = -V_B / \int_S \sigma(x, y, z) (\nabla \varphi(x, y, z), \nu) ds,$$

где  $S$  – площадь базового контакта,  $\nu$  – внешняя нормаль к нему.

Такой подход позволяет использовать высокоэффективные численные методы решения краевой задачи.

Перепишем дифференциальное уравнение краевой задачи в интегральной форме

$$\oint_S \sigma(x, y, z) (\nabla \varphi(x, y, z), \lambda) ds = 0, \quad (x, y, z) \in B,$$

где  $S$  – поверхность произвольной односвязной области, по которой ведется интегрирование,  $\lambda$  – нормаль к ней.

Дискретизацию задачи выполним аналогично [5], построив в области базы основную и вспомогательную трехмерные разностные сетки. Плоскости обеих сеток перпендикулярны осям координат. Вспомогательная сетка сдвинута на полшага относительно основной сетки по всем координатным осям. Три пары смежных разностных плоскостей основной сетки образуют ее ячейку, три пары смежных плоскостей вспомогательной сетки образуют ячейку алгебраизации. Использование интегральной формы дифференциального уравнения позволяет, во-первых, построить консервативную разностную схему и, во-вторых, сформировать разностный аналог уравнения Пуассона и граничных условий в рамках единого алгоритма обработки восьми сегментов ячейки алгебраизации [6]. В свою очередь консервативная разностная схема порождает систему линейных алгебраических уравнений, матрица которой действительная, симметрическая, положительно определенная [6]. Перечисленные свойства позволяют использовать эффективный итерационный метод сопряженных градиентов с переобуславливанием на основе неполной факторизации (ПФСГ-метод) [6].

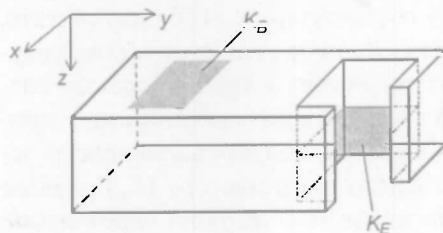


Рис. 1. Конструкция пассивной части базы планарного транзистора

Для проверки влияния трехмерности на результаты расчета сопротивления пассивной области базы разработана программа, в основе которой лежит численное решение краевой задачи. Конструкция базы транзистора приведена на рис. 1. База представляет собой прямоугольный параллелепипед. Эмиттер имеет аналогичную форму меньших размеров. Под эмиттером, расположенным внутри базы, находится ее активная часть. По периметру активной части базы расположен один из контактов к ее пассивной части ( $K_E$ ). Второй контакт ( $K_B$ ) имеет форму прямоугольника и расположен сверху. На рисунке сделан вырез в области эмиттера для того, чтобы показать один из контактов к пассивной части базы (это фактически

граница между активной и пассивной частями). Глубина базы 0,5 мкм для первого варианта и 5 мкм для второго, глубина эмиттера 0,3 мкм и 3 мкм соответственно. Остальные размеры (в микронах) приведены на рис. 2.

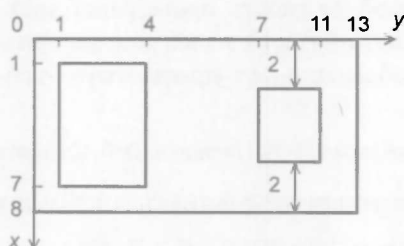


Рис. 2. Топология базы планарного транзистора

Расчеты проводились на кусочно-постоянной сетке, задаваемой пользователем. Для сохранения регулярной семидиагональной структуры матрицы разностной системы линейных алгебраических уравнений используется метод фиктивных узлов [6]. С целью оценки влияния трехмерности растекания тока в базе на результаты расчетов выполнялся двумерный расчет пассивного сопротивления базы с помощью программы, упомянутой в [5]. Во всех расчетах предполагалось, что удельная проводимость зависит только от  $z$ . Удельная поверхностная проводимость в этом случае равна

$$\sigma_S = \left[ \int_0^{z_j} \sigma(z) dz \right]^{-1},$$

где  $z_j$  – глубина залегания перехода база – коллектор.

Таблица 2

$N$	$\Delta_\sigma$	$R_1^{(3)}, \text{ Ом}$	$R_1^{(2)}, \text{ Ом}$	$\Delta, \%$	$R_2^{(3)}, \text{ Ом}$	$R_2^{(2)}, \text{ Ом}$	$\Delta, \%$
1	10	579,56	529,14	9,5	108,29	52,98	104,4
2	100	832,55	726,24	14,6	194,75	72,62	168,2
3	250	933,10	794,01	17,5	245,61	79,39	209,4
4	1000	1091,90	887,53	23,0	352,19	88,75	296,8

Примечание. Здесь  $\Delta_\sigma$  – перепад проводимости (проводимость у поверхности 0,004 См),  $R$  – сопротивление пассивной части базы, верхний индекс указывает размерность модели, нижний – номер варианта транзистора,  $\Delta$  – поправка, которую обеспечивает трехмерный расчет в сравнении с двумерным.

Обратимся к результатам вычислительных экспериментов. В табл. 1 приведены результаты расчета сопротивления пассивной базы первого варианта транзистора на разных сетках, позволяющие оценить влияние густоты сетки на результаты расчетов. Проводимость  $\sigma(z)$  уменьшается с глубиной по гауссовому закону. Ее величина в максимуме 0,004 См, в точке  $z=z_j$  в десять раз меньше.

Таблица 1  
Влияние густоты сетки на точность расчетов первого прибора

$n_x$	$n_y$	$n_z$	$N$	$M$	$R, \text{ Ом}$	$\Delta, \%$
6	6	3	108	99	438,73	24,30
12	14	6	1008	440	518,97	10,45
14	19	8	2128	496	535,23	7,65
15	23	10	3450	563	542,75	6,35
20	27	11	5940	691	551,07	4,92
21	29	12	7308	692	552,98	4,59
22	32	13	9152	741	557,71	3,77
23	36	15	12 420	841	561,77	3,07
29	41	16	19 024	875	567,71	2,04
30	45	18	24 300	1004	570,79	1,51
38	58	23	50 692	1263	579,56	–

Примечание. Здесь  $n_x, n_y, n_z$  – число узлов сетки по осям,  $N$  – полное число узлов сетки,  $M$  – число итераций НФСГ-метода (относительная погрешность решения  $10^{-14}$ ),  $R$  – искомая величина,  $\Delta$  – относительная ошибка расчета  $R_{\text{6н}}$  (в качестве точного значения использована величина  $R_{\text{6н}}$  на самой густой сетке).

Все дальнейшие расчеты проведены на сетке последнего варианта ( $n_x = 38$ ,  $n_y = 58$ ,  $n_z = 23$ ). В табл. 2 приведены результаты расчетов при разной глубине базы и перепадах проводимости.

Приведенные результаты показывают необходимость проведения трехмерных расчетов, хотя в случае малой глубины базы (0,5 мкм для рассматриваемого варианта) двумерные расчеты обеспечивают приемлемую точность (максимальная погрешность 23 %).

1. Кремниевые планарные транзисторы / В.Г. Колесников, В.И. Никишин, В.Ф. Сынов и др.; Под ред. Я.А. Федотова. М., 1973.
2. Ферри Д., Эйкерс Л., Гринич Э. Электроника ультрабольших интегральных схем. М., 1991.
3. Hebert F., Roulston D.J. // Sol. St. Electronics. 1988. Vol. 31. № 2. P. 283.
4. Idem. // Sol. St. Electronics. 1988. Vol. 31. № 8. P. 1235.
5. Мулярчик С.Г., Шевкун И.М., Зиневич А.А. // Радиофизика и электроника: Сб. науч. тр. Мн., 2000. Вып. 4. С. 181.
6. Мулярчик С.Г. Численное моделирование микроразнообразных структур. Мн., 1989.

Поступила в редакцию 22.01.2001.

*Мулярчик Степан Григорьевич* – доктор технических наук, профессор, декан факультета радиофизики и электроники БГУ.

*Шевкун Игорь Михайлович* – кандидат технических наук, доцент кафедры информатики БГУ.

*Зиневич Александр Александрович* – студент 5-го курса факультета радиофизики и электроники БГУ.

УДК 621.396.67

В.И. ДЕМИДЧИК, Р.В. КОРНЕВ

## АНТЕННАЯ МОДЕЛЬ КИРАЛЬНЫХ РАССЕИВАТЕЛЕЙ

The scattering properties of a chiral particle in the form of a helix loop with attached rectilinear conductors were analyzed using the method of integral equations.

В настоящее время все большее внимание уделяется проблеме изучения искусственных изотропных и анизотропных сред, обладающих двойным круговым лучепреломлением в микроволновом диапазоне (так называемые киральные среды), что связано прежде всего со специфическими свойствами рассеяния электромагнитных волн на объектах с киральными включениями. Киральные среды перспективны для создания различных устройств СВЧ, радиопоглощающих материалов и покрытий.

Для синтеза киральных сред чаще всего используют маленькие металлические или керамические спирали, хаотично распределенные в диэлектрике. Определение материальных параметров таких сред базируется на известных микроволновых характеристиках отдельных киральных элементов.

Цель работы – моделирование характеристик рассеяния одиночного элемента в виде витка спирали с подключенными прямолинейными проводниками и определение зависимости этих характеристик от геометрических параметров элемента.

Рассмотрим находящийся в однородном и изотропном пространстве рассеиватель, который облучается плоской электромагнитной волной (рис. 1). Волна распространяется вдоль луча, определяемого углами  $\theta_0$  и  $\varphi_0$  сферической системы координат, а вектор электрического поля волны задается углом  $\gamma_0$  относительно плоскости, проходящей через ось  $Z$  и вектор направления распространения: