

абсолютный объем пор, а отношение данного значения к объему исходного образца дает процентное содержание пор в исследуемом образце.

Проведение измерений параллельно на 3—5 тождественных образцах и определении среднеарифметического значения пористости повышает точность измерений.

Разработанную методику определения пористости проверили на пластичных изделиях (втулках размерами 21×9,6×13,5 мм из порошка марки Сп100Д2,5, которые не поддаются дроблению) и их пористость составила 15—17 %.

Эффективность использования рассмотренной разработки позволит расширить область применения стандартов [8, 9] и на пластичные материалы. При этом обеспечивается повышение точности, оперативности и производительности при определении пористости изделий.

Л и т е р а т у р а

1. **Богодухов С. И. и др.** Повышение износостойкости сплава Т5К10 // Вестник Оренбург. гос. ун-та. 2010. № 10. С. 127—130.

2. **Богодухов С. И. и др.** Повышение эксплуатационных характеристик твердых сплавов термической обработкой // Вестник Оренбург. гос. ун-та. 2011. № 5. С. 164—170.

3. **Килов А. С.** Совмещение отделочной и упрочняющей операций при ППД плунжера алмазным выглаживанием // СТИН. 2012. № 2. С. 29—32.

4. **Килов А. С.** Определение твердости тонких ребер через совмещение (интегрирование) результатов нескольких значений // Контроль. Диагностика. 2011. № 9. С. 35—37.

5. **Орлов Л. И., Карпов Е. Н.** Петрофизические исследования коллекторов нефти и газа. М.: Недра, 1987.

6. **Плаченков Т. Г., Колосенцев С. Д.** Порометрия. Л.: Химия, 1988.

7. **Пат. 2342646 РФ.** Устройство для определения пористости и проницаемости образцов горных пород / Ю. А. Афиногенов // Изобретения. Полезные модели. 2008. № 36.

8. **ГОСТ 8269.0—97.** Щебень и гравий из плотных горных пород и отходов промышленного производства для строительных работ. Методы физико-механических испытаний.

9. **ГОСТ 30629—99.** Материалы и изделия облицовочные из горных пород. Методы испытаний.

10. **Пат. 107359 РФ.** Комплект лабораторного оборудования для определения пористости / А. С. Килов и др. // Изобретения. Полезные модели. 2011. № 22.

Дата принятия 18.09.2013 г.

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

621.317.332

Погрешность измерения дифференциального сопротивления нелинейных двухполюсников

В. А. СЕРГЕЕВ*, И. В. ФРОЛОВ**

* Ульяновский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Ульяновск, Россия, e-mail: ilya-frolov88@mail.ru

** Ульяновский государственный технический университет, Ульяновск, Россия

Получены зависимости погрешности измерения дифференциального сопротивления нелинейных двухполюсников от амплитуды тестового гармонического сигнала при использовании различных типов преобразователей переменного напряжения в постоянное. Показано, что наименьшая погрешность достигается для преобразователей средневывпрямленного значения. Приведены численные оценки на примере полупроводникового диода.

Ключевые слова: нелинейный двухполюсник, полупроводниковый диод, дифференциальное сопротивление.

The dependences of the measurement error of the differential resistance of the non-linear two-terminal on the test harmonic signal level when using different types of AC/DC converters was obtained. It is shown that the smallest error is achieved with the use of half period average value converters. The numerical estimates of the example of a semiconductor diode are given.

Key words: non-linear two-terminal, semiconductor diode, the differential resistance.

Параметры малосигнальных эквивалентных схем полупроводниковых приборов (ПП) широко используются в качестве информативных при выходном и входном контроле качества этих приборов; конкретные значения и диапазоны изменений параметров необходимы на этапе проектирова-

ния большинства устройств радиоэлектроники [1—5]. Элементы эквивалентной схемы ПП являются, как правило, нелинейными, т. е. их параметры зависят от протекающих токов и (или) приложенных напряжений [3—5]. Так, эквивалентная емкость $p\text{-}n$ -перехода зависит от напряжения при пря-

мом и обратном смещении; дифференциальное сопротивление диода, термистора или входное сопротивление транзистора зависят от протекающего тока и т. д.

Процедура измерения параметров эквивалентной схемы заключается в задании рабочей точки (I_0 , U_0), подаче тестового переменного сигнала и измерении отклика ПП на этот сигнал [3—5]. Поскольку элементы эквивалентной схемы являются нелинейными, амплитуда тестового сигнала не должна превышать определенного значения. Например, в [6] установлено, что при измерении дифференциального сопротивления R_d полупроводникового диода амплитуда переменного тока, протекающего через диод, должна составлять не более 10 % силы постоянного тока. Однако зависимости, устанавливающие связь между погрешностью измерений, обусловленной нелинейностью элемента, и амплитудой тестового сигнала при использовании различных видов преобразования переменного напряжения в постоянное, в литературе не приводятся. При проведении практических измерений дифференциальных параметров ПП очень важна также оценка влияния аддитивных шумов преобразователей, в частности, шума квантования аналого-цифрового преобразователя (АЦП) на порог чувствительности и предельно достижимую погрешность измерений.

На примере дифференциального сопротивления нелинейного двухполосника (НДП) рассмотрим погрешности измерений, обусловленные его нелинейностью, при использовании различных типов детекторов напряжения: пикового, размаха, средневыпрямленного (СВЗ) и среднеквадратического (СКЗ) значений.

Анализ погрешности измерения R_d при использовании детекторов. Обозначим вольт-амперную характеристику (ВАХ) НДП функцией вида $U = F(I)$. Согласно определению R_d элемента в рабочей точке (I_0 , U_0) определяется как отношение малого приращения напряжения ΔU к соответствующему малому приращению тока ΔI :

$$R_d = dF(I)/dI \Big|_{I=I_0} \approx \Delta U / \Delta I \Big|_{I=I_0}.$$

В силу нелинейности ВАХ приращение напряжения ΔU можно разложить в ряд Тейлора функции $F(I)$:

$$\begin{aligned} \Delta U = \frac{dF(I)}{dI} \Big|_{I=I_0} \Delta I + \frac{d^2F(I)}{2dI^2} \Big|_{I=I_0} (\Delta I)^2 + \\ + \frac{d^3F(I)}{6dI^3} \Big|_{I=I_0} (\Delta I)^3 + \dots \end{aligned} \quad (1)$$

В данной работе ограничимся тремя членами разложения и для упрощения формул введем обозначения коэффициентов разложения в (1):

$$d^2F(I)/(2dI^2) \Big|_{I=I_0} = a; \quad d^3F(I)/(6dI^3) \Big|_{I=I_0} = b.$$

В случае полупроводникового диода, который предлагается использовать в качестве примера для количественных оценок, ВАХ описывается выражением

$$I(U) = I_{обр} \left(e^{qU/(mkT)} - 1 \right),$$

где $I_{обр}$ — обратный тепловой ток диода; q — элементарный заряд; m — коэффициент неидеальности ВАХ; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура.

Тогда дифференциальное сопротивление диода будет

$$R_d = dU/dI \Big|_{I=I_0} = mkT/(qI_0),$$

а коэффициенты a , b примут вид

$$a = -R_d^2/(2m\phi_T), \quad b = R_d^3/[3(m\phi_T)^2], \quad (2)$$

где $\phi_T = kT/q$ — тепловой потенциал, $\phi_T = 26$ мВ при $T = 300$ К.

В качестве тестового сигнала согласно [6] используется электрический ток $I(t)$ с амплитудой I_m и частотой ω :

$$I(t) = I_0 + \Delta I(t) = I_0 + I_m \sin \omega t.$$

При такой форме тестового сигнала изменение напряжения на контролируемом изделии запишем как

$$\Delta U(t) = R_d I_m \sin \omega t + a I_m^2 \sin^2 \omega t + b I_m^3 \sin^3 \omega t. \quad (3)$$

Заметим, что из-за квадратичного члена в (3), поскольку $\sin^2 \omega t = (1 - \cos 2\omega t)/2$, тестовый сигнал создает дополни-

тельное смещение рабочей точки НДП $\Delta U_{PT} = a I_m^2/2$, которое, строго говоря, при измерениях необходимо компенсировать. Оценка влияния этого смещения на результат измерений представляет отдельную задачу и здесь не рассматривается, так как при подаче полезного сигнала $\Delta U(t)$ через разделительный конденсатор постоянное напряжение не подается на вход преобразователя. Таким образом, выражение для переменного напряжения, поступающего на вход преобразователя, будет иметь вид

$$\tilde{U}(t) = R_d I_m \sin \omega t + a I_m^2 \sin^2 \omega t + b I_m^3 \sin^3 \omega t - a I_m^2/2. \quad (4)$$

Рассмотрим далее погрешность определения R_d при преобразовании переменного напряжения (4) различными типами детекторов.

Пиковый детектор с закрытым входом для положительной полуволны. Очевидно, переменное напряжение в (4) принимает максимальное значение при $\sin \omega t = 1$, пиковое значение положительной полуволны $U_{п+} = R_d I_m + 0,5a I_m^2 + b I_m^3$ и относительная погрешность измерений R_d НДП будет определяться выражением

$$\Theta_{п+} = \frac{|R_d I_m - U_{п+}|}{R_d I_m} = \frac{a I_m}{2R_d} + \frac{b I_m^2}{R_d}. \quad (5)$$

С учетом (2) формула (5) для полупроводникового диода принимает вид

$$\Theta_{n+}^A = \frac{R_d I_m}{m \varphi_T} \left(\frac{R_d I_m}{3m \varphi_T} - \frac{1}{4} \right).$$

Пиковый детектор с закрытым входом для отрицательной полуволны. При $\sin \omega t = -1$ напряжение в (4) принимает минимальное значение:

$$U_{n-} = -R_d I_m + 0,5a I_m^2 - b I_m^3.$$

Относительная погрешность измерения R_d НДП в этом случае будет

$$\Theta_{n-} = \frac{|-R_d I_m - U_{n-}|}{-R_d I_m} = \frac{b I_m^2}{R_d} - \frac{a I_m}{2 R_d},$$

а для полупроводникового диода

$$\Theta_{n-}^A = \frac{R_d I_m}{m \varphi_T} \left(\frac{R_d I_m}{3m \varphi_T} + \frac{1}{4} \right).$$

Детектор размаха. Постоянное напряжение на его выходе определяется как разность между максимальным и минимальными значениями переменного напряжения:

$$U_p = U_{n+} - U_{n-} = 2(R_d I_m + b I_m^3).$$

В этом случае выражение для относительной погрешности измерения R_d НДП будет

$$\Theta_p = |2R_d I_m - U_p| / (2R_d I_m) = b I_m^2 / R_d$$

и, соответственно, для полупроводникового диода

$$\Theta_p^A = \frac{|2R_d I_m - U_p|}{2R_d I_m} = \frac{1}{3} \left(\frac{R_d I_m}{m \varphi_T} \right)^2.$$

Детектор средневывпрямленного значения. Чтобы вычислить СВЗ переменного напряжения (согласно определению

$U_{СВЗ} = \frac{1}{T} \int_0^T |\tilde{U}(t)| dt$, где T — период функции $\tilde{U}(t)$), необходимо найти нули функции $\tilde{U}(t)$ и провести ее интегрирование на интервалах между нулями. Поскольку амплитуда $R_d I_m$ полезной составляющей измерительного сигнала в (4) должна намного превышать дополнительное смещение $a I_m^2 / 2$, для нахождения корней $\tilde{U}(t)$ используем приближенное выражение

$$\tilde{U}_{np}(t) \approx R_d I_m \sin \omega t + a I_m^2 \sin^2 \omega t + b I_m^3 \sin^3 \omega t. \quad (6)$$

На интервале $[0, T]$ это уравнение имеет корни: $t_1 = 0$; $t_2 = T/2$; $t_3 = T$. Интегрируя (6) на двух интервалах $[0, T/2]$ и $[T/2, T]$, получим следующее выражение для напряжения на выходе детектора СВЗ:

$$U_{СВЗ} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \tilde{U}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^T \tilde{U}(t) dt = \frac{2I_m}{\pi} \left(R_d + \frac{2}{3} b I_m^2 \right).$$

Для относительной погрешности измерения R_d НДП получим

$$\Theta_{СВЗ} = 2b I_m^3 / (3R_d),$$

а для полупроводникового диода

$$\Theta_{СВЗ}^A = (2/9) [R_d I_m / (m \varphi_T)]^2. \quad (7)$$

Заметим, что учет величины $a I_m^2 / 2$ при нахождении корней $\tilde{U}(t)$ приводит к некоторому их смещению на $(a I_m / 4\pi R_d) T$, которое при интегрировании практически полностью компенсируется.

Детектор среднеквадратического значения. Подставляя (4) в формулу $U_{СКЗ} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \tilde{U}^2(t) dt}$, получаем выражение для напряжения на выходе детектора СКЗ:

$$U_{СКЗ} = \frac{I_m R_d}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{I_m^2}{2R_d^2} \left(3R_d b + \frac{5}{4} b^2 I_m^2 + \frac{a^2}{2} \right)}.$$

Используя приближенную формулу разложения функции $\sqrt{1+x} \approx 1+x/2$ при малых x и пренебрегая составляющей I_m^4 в подкоренном выражении, находим

$$U_{СКЗ} \approx \frac{I_m R_d}{\sqrt{2}} \left(1 + \frac{a^2 I_m^2}{8R_d^2} + \frac{3b I_m^2}{4R_d} \right).$$

Относительная погрешность измерения R_d НДП в этом случае будет

$$\Theta_{СКЗ} = \frac{a^2 I_m^2}{8R_d^2} + \frac{3b I_m^2}{4R_d}$$

и для полупроводникового диода

$$\Theta_{СКЗ}^A = (9/32) [R_d I_m / (m \varphi_T)]^2.$$

Полученные выражения для погрешностей сведены в табл. 1.

Выражения для различных типов детекторов напряжения

Детектор	Сигнал на выходе детектора	Θ	Θ^A
Пиковый с закрытым входом для положительной полуволны	$R_d I_m + \frac{1}{2} a I_m^2 + b I_m^3$	$\frac{b I_m^2}{R_d} + \frac{1}{2} \frac{a I_m}{R_d}$	$\frac{1}{3} \left(\frac{R_d I_m}{m \varphi_T} \right)^2 - \frac{1}{4} \frac{R_d I_m}{m \varphi_T}$
Пиковый с закрытым входом для отрицательной полуволны	$-R_d I_m + \frac{1}{2} a I_m^2 - b I_m^3$	$\frac{b I_m^2}{R_d} - \frac{1}{2} \frac{a I_m}{R_d}$	$\frac{1}{3} \left(\frac{R_d I_m}{m \varphi_T} \right)^2 + \frac{1}{4} \frac{R_d I_m}{m \varphi_T}$
Размаха	$2 (R_d I_m + b I_m^3)$	$b I_m^2 / R_d$	$\left[R_d I_m / (m \varphi_T) \right]^2 / 3$
СВЗ	$\frac{2 I_m}{\pi} \left(R_d + \frac{2}{3} b I_m^2 \right)$	$\frac{2 b I_m^2}{3 R_d}$	$\frac{2}{9} \left(\frac{R_d I_m}{m \varphi_T} \right)^2$
СКЗ	$\frac{I_m R_d}{\sqrt{2}} \left(1 + \frac{I_m^2}{4 R_d^2} \left(3 R_d b + \frac{a^2}{2} \right) \right)$	$\frac{a^2 I_m^2}{8 R_d^2} + \frac{3 b I_m^2}{4 R_d}$	$\frac{9}{32} \left(\frac{R_d I_m}{m \varphi_T} \right)^2$

Из формул для относительной погрешности измерения следует, что она пропорциональна квадрату амплитуды тестового сигнала I_m . В соответствии с данными табл. 1 наименьшая погрешность измерения R_d НДП, обусловленная нелинейностью, достигается при использовании детектора СВЗ. Однако при сравнимой погрешности сигнал на выходе детектора размаха, а следовательно, и чувствительность этого детектора в π раз больше, чем на выходе детектора СВЗ.

Очевидно, для уменьшения погрешности нелинейности необходимо уменьшать амплитуду тестового сигнала, однако снизу величина I_m ограничена аддитивными шумами измерительных цепей. Уровень шума на выходе современных аналоговых измерительных преобразователей АС/ДС составляет единицы нановольт на корень из герца и в полосе до 1 МГц не превышает нескольких микровольт. Гораздо большее влияние оказывает шум квантования, возникающий при преобразовании напряжения на выходе аналогового детектора в цифровой отсчет [7] при помощи АЦП. Шум квантования является случайным знакопеременным дискретным сигналом с равномерным распределением и амплитудой, равной единице младшего разряда АЦП, $U_{\text{ш}} = U_{\text{max}} / 2^N$, где U_{max} — верхний предел рабочего диапазона напряжений, N — число разрядов АЦП. При наличии систематической и

случайной составляющих в качестве оценки предельной погрешности измерений примем их сумму и для детектора СВЗ запишем результат измерения в виде [8]:

$$A_{\text{АЦП}} = U_{\text{СВЗ}} + U_{\text{ш}} = \frac{2 I_m}{\pi} R_d + \left(\frac{4}{3\pi} b I_m^3 + U_{\text{ш}} \right), \quad (8)$$

где первое слагаемое в правой части — полезный сигнал, а слагаемое в скобках — предельная суммарная абсолютная погрешность измерения.

Согласно (8) суммарная относительная погрешность измерения R_d НДП будет

$$\Theta_{\Sigma}(I_m) = \Theta_{\text{СВЗ}} + \Theta_{\text{ш}} = \frac{1}{R_d} \left(\frac{2}{3} b I_m^2 + \frac{\pi U_{\text{ш}}}{2 I_m} \right).$$

Так как одна из составляющих относительной погрешности обратно пропорциональна амплитуде тестового сигнала, суммарная погрешность принимает минимальное значение при некоторой оптимальной амплитуде $I_m^{\text{опт}} = \sqrt[3]{3\pi U_{\text{ш}} / (8b)}$, которая легко находится путем приравнивания нулю производной функции $\Theta_{\Sigma}(I_m)$. Тогда при измерении R_d диода с учетом (7) получим

$$I_m^{\text{опт}} = \frac{1}{R_d} \sqrt[3]{9\pi U_{\text{ш}} (m \varphi_T)^2 / 8}.$$

В табл. 2 представлены результаты расчета оптимальной амплитуды тестового сигнала и минимальной погрешности измерения R_d диода при использовании детектора СВЗ и АЦП различной разрядности с верхним пределом 5,0 и 3,3 В. При расчетах принято: коэффициент неидеальности ВАХ диода $m = 1$, $R_d = 10$ Ом.

Для уменьшения относительной погрешности квантования необходимо работать в верхней части динамического диапазона АЦП. Для этого до преобра-

Таблица 2

Расчетные данные для детектора СВЗ

Параметры измерения	Значения параметров при различной разрядности АЦП и верхнем пределе рабочего диапазона АЦП, В							
	10	12	14	16	10	12	14	16
	5,0				3,3			
$U_{\text{ш}}$, мВ	4,88	1,22	0,31	0,08	3,22	0,81	0,20	0,05
$I_m^{\text{опт}}$, мА	2,27	1,43	0,91	0,57	1,97	1,25	0,78	0,49
$\Theta_{\Sigma}^{\text{min}}$, %	50,71	20,12	8,07	3,27	38,43	15,32	6,03	2,39

зования измерительный переменный сигнал требуется усилить в K_{yc} раз. В этом случае относительная погрешность измерения, обусловленная нелинейностью, не изменится, относительная погрешность, вызванная шумом квантования, уменьшится в K_{yc} раз, а оптимальная амплитуда зондирующего сигнала уменьшится

в $\sqrt[3]{K_{yc}}$ раз. При $K_{yc} \approx 100$ за счет усиления сигнала можно снизить минимальную погрешность измерения с 3,27 до 0,15 % при использовании 16-разрядного АЦП с пределом 5 В. При этом следует иметь в виду, что нестабильность K_{yc} должна быть как минимум в 3—5 раз меньше, т. е. не превышать 0,03 %.

На рисунке представлены зависимости суммарной относительной погрешности Θ_{Σ} измерения R_d диода от амплитуды I_m при $R_d = 10$ Ом, $m = 1$ и 16-разрядного АЦП с пределом 5,0 В без усиления полезного сигнала (1) и с усилением в $K_{yc} = 100$ раз до преобразования его детектором СВЗ.

Проводя аналогичные расчеты для детектора размаха, получаем

$$\Theta_{\Sigma} = \Theta_p + \Theta_{\Sigma} = (bI_m^2 + U_{\Sigma}/(2I_m)) / R_d.$$

Минимальное значение Θ_{Σ} принимает, когда

$$I_m^{opt} = \sqrt[3]{U_{\Sigma}/(4b)}.$$

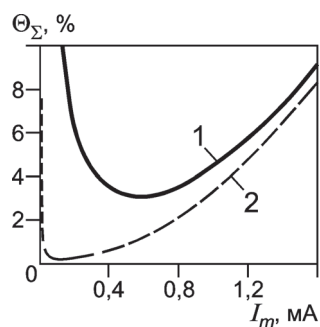
При измерении R_d диода оптимальная амплитуда тестового сигнала

$$I_m^{opt} = \frac{1}{R_d} \sqrt[3]{3U_{\Sigma}(m\varphi_T)^2/4}.$$

В табл. 3 приведены результаты расчета оптимальной амплитуды зондирующего сигнала и предельно достижимого уровня погрешности измерения R_d диода для АЦП различной разрядности с рабочим диапазоном 5,0 и 3,3 В при использовании детектора размаха. В расчете также принято $m = 1$, $R_d = 10$ Ом.

Расчетные данные для детектора размаха

Параметры измерения	Значения параметров при различной разрядности АЦП и верхнем пределе рабочего диапазона АЦП, В							
	10	12	14	16	10	12	14	16
	5,0				3,3			
U_{Σ} , мВ	4,88	1,22	0,31	0,08	3,22	0,81	0,20	0,05
I_m^{opt} , мА	1,35	0,85	0,54	0,34	1,18	0,74	0,47	0,29
Θ_{Σ}^{min} , %	27,06	10,74	4,31	1,75	20,51	8,17	3,22	1,28



Зависимости суммарной относительной погрешности Θ_{Σ} измерения дифференциального сопротивления R_d диода от амплитуды тестового синусоидального тока I_m при $R_d = 10$ Ом, $m = 1$, $U_{\Sigma} = 76,3$ мкВ:

1 — без усиления полезного сигнала; 2 — с усилением в $K_{yc} = 100$ раз на входе детектора СВЗ

Из сравнения данных табл. 2 и 3 следует, что при наличии аддитивного шума квантования минимальная погрешность измерения при использовании детектора размаха меньше, чем для детектора СВЗ. Это объясняется тем, что чувствительность детектора размаха в π раз больше чувствительности детектора СВЗ.

Выводы. Анализ полученных выражений показывает, что наименьшая погрешность измерения дифференциального сопротивления нелинейных двухполюсников методом вольтметра—амперметра достигается при использовании в качестве преобразователя сигнала детектора СВЗ, а наибольшую — при использовании пикового детектора с закрытым входом для отрицательной полуволны.

Погрешность измерения, обусловленная нелинейностью двухполюсника, прямо пропорциональна квадрату амплитуды тестового сигнала. Для уменьшения погрешности измерения необходимо снижать амплитуду тестового сигнала. Однако снизу амплитуда тестового сигнала ограничена аддитивными шумами электронных схем детекторов. Существует оптимальное значение амплитуды тестового сигнала, при котором суммарная погрешность измерения, вызванная нелинейностью НДП и аддитивными шумами квантования, принимает минимальное значение. При этом минимальная достижимая погрешность измерения с использованием детектора размаха меньше, чем погрешность измерения в случае детектора СВЗ. В присутствии аддитивного шума чувствительность детектора размаха в π раз больше чувствительности детектора СВЗ.

Влияние погрешности квантования АЦП можно уменьшить, усилив сигнал на входе детектора, при этом усилитель должен иметь высокостабильный коэффициент усиления.

Литература

1. Аронов В. Л., Федотов Я. А. Испытание и исследование полупроводниковых приборов: Учеб. пособие. М.: Высшая школа, 1975.
2. Концевой Ю. А., Кудин В. Д. Методы контроля технологии производства полупроводниковых приборов. М.: Энергия, 1973.
3. Полупроводниковые диоды. Параметры, методы измерений / Под ред. Н. Н. Горюнова, Ю. Р. Носова. М.: Сов. радио, 1968.
4. Гудкова Н. Б. и др. Методика определения параметров модели диодов СВЧ // Электронная техника. СВЧ-техника. 2007. № 1. С. 80—86.

5. Гусев В. Г., Косулин И. А., Милина Т. В. Измерение электрических параметров нелинейных объектов // Измерительная техника. 2009. № 3. С. 60—62; Gusev V. G., Kosulin I. A., Mirina T. V. Measurement of the electrical parameters of nonlinear objects // Measurement Techniques. 2009. V. 52. N 3. P. 318—321.

6. ГОСТ 18986.14—85. Диоды полупроводниковые. Методы измерения дифференциального и динамического сопротивлений.

7. Мирский Г. Я. Электронные измерения. М.: Радио и связь, 1986.

8. Сергеев А. Г. Метрология: Учеб. пособие. М.: Логос, 2005.

Дата принятия 21.10.2013 г.