помощью электрометрического зонда напряжения на "затворе" в условиях освещения и в его отсутствие.

В отсутствие освещения потенциал «затвора» КОП-структуры равен:

$$U_{Gdk} = U_{FB} + \frac{Q_G}{C_{ox}} + \varphi_S. \qquad (8)$$

Освещение никак не влияет ни на осажденный заряд Q_G, ни на напряжение плоских зон U_{FB}. В то же время поглощение квантов света полупроводником приводит к генерации избыточных носителей заряда, что приводит к уменьшению поверхностного потенциала φ_S, связанного с приповерхностным изгибом энергетических зон. Как следует из теории полупроводников [2], в пределе, т.е. при интенсивном освещении, изгиб зон стремится к нулю и, соответственно, $\varphi_S \to 0$. Тогда напряжение на «затворе» будет:

$$U_{Glt} = U_{FB} + \frac{Q_G}{C_{ox}}. \qquad (9)$$

Из (7) и (8) разность напряжений при освещении и в его отсутствие, называемая поверхностной фотоЭДС U_{SPV}, равна:

$$U_{SPV} = U_{Gdk} - U_{Glt} = \varphi_S. \qquad (10)$$

В условиях плоских зон $\varphi_S = 0$, и, соответственно, $U_{SPV} = 0$. Следовательно, для измерения U_{FB} можно использовать график зависимости $U_{SPV}(U_G)$, построенный на основании серии измерений U_{SPV}. Пример такого графика показан на рисунке 2. Значение U_G, при котором $U_{SPV} = 0$, и даст величину напряжения плоских зон U_{FB}.

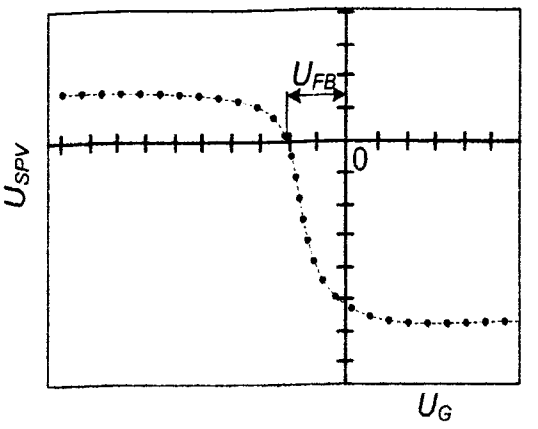


Рисунок 2 – Определение напряжения плоских зон U_{FB} по графику зависимости $U_{SPV}(U_G)$

Важным преимуществом измерений с использованием комбинированного воздействия коронного разряда и оптического излучения является возможность непосредственного измерения U_{FB} в отсутствие информации о таких параметрах исследуемой структуры, как толщина и диэлектрическая проницаемость диэлектрика, степень легирования полупроводника и т.п., что выгодно отличает данный метод от традиционных *C-V* измерений.

1. Kamieniecki, E. in: D.C. Gupta, F.R. Bacher, W.M. Hughes (Eds.) Recombination Lifetime Measurements in Silicon – vol. STP 1340, ASTM, Philadelphia, PA, – 1998. – p.147.
2. Зи, С.М. Физикаполупроводниковыхприборов./ С.М. Зи. – Кн. 1. – М.: Мир, 1984. – 456 с.

УДК 621.382

МЕТРОЛОГИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВХОДНОЙ ЦЕПИ ЗОНДОВОГО ЭЛЕКТРОМЕТРА НА ОСНОВЕ ДИНАМИЧЕСКОГО КОНДЕНСАТОРА

Воробей Р.И.[1], Гусев О.К.[1], Жарин А.Л.[1], Петлицкий А.Н.[2], Пилипенко В.А.[2], Тявловский А.К.[1], Тявловский К.Л.[1], Свистун А.И.[1]

[1]*Белорусский национальный технический университет, Минск, Республика Беларусь*
[2]*НТЦ «Белмикросистемы» НПО «Интеграл», Минск, Республика Беларусь*

Одной из основных задач метрологического моделирования входной цепи средств измерений, содержащих динамический конденсатор (таких, как зондовые электрометры, конденсаторные микрофоны и т.п.) является определение их номинальной передаточной характеристики. Нелинейный характер дифференциального уравнения, описывающего работу цепи, содержащей динамический конденсатор, делает задачу нахождения данной характеристики нетривиальной, в связи с чем ее решение в общем виде не было получено вплоть до настоящего времени [1, 2].

Динамический конденсатор представляет собой две обкладки (пластины), разделенные воздушным промежутком, расстояние между которыми меняется по определенному, чаще всего гармоническому, закону. Последний, как правило, реализуется за счет наложения на одну из пластин механической вибрации от внешнего источника колебаний (рисунок 1). Между обкладками присутствует разность потенциалов, определяемая наличием поверхностного заряда на одной из обкладок. В эквивалентной схеме эта разность потенциалов имитируется включением последовательно с динамическим конденсатором

источника постоянной ЭДС U_C. Входное сопротивление следующего каскада полагается чисто активным и равным $R_Н$.

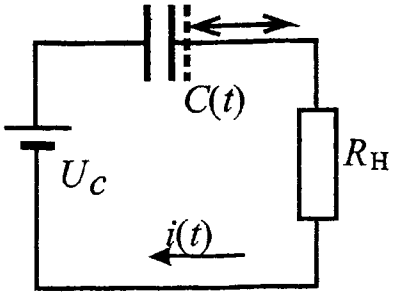


Рисунок 1 – Эквивалентная схема электрической цепи зондового электрометра, содержащей динамический конденсатор

Временная зависимость электрической емкости такого конденсатора описывается выражением:

$$\Delta C(t) = \frac{mC_0 \cos\omega t}{1 - m\cos\omega t}, \quad (1)$$

не являющимся чисто гармонической функцией.

В соответствии со вторым правилом Кирхгофа для цепи, показанной на рисунке 1, справедливо равенство:

$$U_C = i(t)R_Н + U(t), \quad (2)$$

где $i(t)$ – сила тока в рассматриваемой цепи.

Равенство (2) можно переписать в дифференциальной форме:

$$\frac{U_C}{R_Н} = \frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{R_Н C(t)}, \quad (3)$$

где $Q(t)$ – заряд на пластинах динамического конденсатора.

Интегрируя уравнение (3) с помощью интегрирующего множителя μ, определяемого выражением:

$$\mu = e^{\int \frac{1}{R_Н C(t)} dt}, \quad (4)$$

можно получить общее решение уравнения (3) в виде:

$$Q(t) = \frac{U_C}{R_Н} e^{\left(-\frac{t}{R_Н C_0} - \frac{m}{\omega R_Н C_0}\cos\omega t\right)} \times \times \int_0^t e^{\left(\frac{t}{R_Н C_0} - \frac{m}{\omega R_Н C_0}\cos\omega t\right)} dt \quad (5)$$

Недостатком данного решения является необходимость отыскания интеграла вида $\int_0^t e^{(\alpha+\beta\cos\omega t)} dt$, который не может быть выражен через элементарные функции.

В связи с этим решение уравнения (5) предлагается искать методом комплексно-гармонического анализа, впервые предложенного Г. Е. Пуховым [3].

В основе метода лежат преобразования Лапласа и Фурье с конечными пределами, имеющие вид:

$$F_n^* = j\frac{2}{T}\int_0^T e^{-jn\omega t} f(t) dt, \quad (6)$$

где F_n^* – комплексное изображение функции вещественного аргумента $f(t)$, характеризующая комплексную амплитуду n-й гармоники (n = 0, 1, 2, ...) $f(t)$ на отрезке [0, T]; T – период изменения функции $f(t)$; j – мнимая единица.

Обозначим оператор перехода от вещественного оригинала к его комплексному изображению как K_n тогда $F_n^* = K_n[f(t)]$.

Обратное преобразование (переход от комплексного изображения к вещественному оригиналу) заключается в простом суммировании тригонометрического ряда Фурье по F_n^*:

$$f(t) = \frac{1}{2j}\sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n^* e^{jn\omega t} = \frac{F_0}{2j} + + \sum_{n=1}^{\infty} F_n \sin(n\omega t + \varphi_n), \quad (7)$$

где F_n и φ_n – амплитуда и фаза n-й гармоники функции $f(t)$ соответственно:

$$F_n = \sqrt{(\mathrm{Re}F_n^*)^2 + (\mathrm{Im}F_n^*)^2}, \quad (8)$$

$$\varphi_n = \mathrm{arctg}\frac{\mathrm{Im}F_n^*}{\mathrm{Re}F_n^*}, \quad (9)$$

где $\mathrm{Re}F_n^*$ и $\mathrm{Im}F_n^*$ – действительная и мнимая части комплексного числа F_n^*, соответственно.

Комплексное изображение функции $Q(t)$ имеет вид $K_n[Q(t)]=Q_n^*$ [3]. Тогда комплексное изображение производной от этой функции $\frac{dQ(t)}{dt}$ будет:

$$K_n\left[\frac{dQ(t)}{dt}\right] = jn\omega Q_n^*. \quad (10)$$

Используя правило умножения оригинала на константу [3], получим:

$$K_n\left[\frac{1}{R_Н}\frac{Q(t)}{C(t)}\right] = \frac{1}{R_Н}K_n\left[\frac{Q(t)}{C(t)}\right], \quad (11)$$

$$K_n\left[\frac{U_C}{R_Н}\right] = \frac{U_C}{R_Н}K_n[1], \quad (12)$$

где $K_n[1]$ – комплексное изображение единичной функции, равное:

$$K_n[1] = \begin{cases} j2, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases}. \quad (13)$$

Обозначим $\frac{1}{C(t)} = N$. Тогда:

$$K_n\left[\frac{1}{C(t)}\right] = K_n[N] = N_n^*. \quad (14)$$

Используя формулу для изображения произведения двух функций [3], можно записать:

$$K_n\left[\frac{1}{C(t)}Q(t)\right] = \frac{1}{j2}\sum_{v=-\infty}^{\infty} N_{n-v}^* Q_v^* = \frac{1}{j2}\sum_{v=-\infty}^{\infty} N_v^* Q_{n-v}^*. \quad (15)$$

Таким образом, с учетом (10), (11) и (15) комплексное изображение уравнения (5) можно представить в виде системы алгебраических уравнений:

$$jn\omega Q_n^* + \frac{1}{j2R_H}\sum_{v=-\infty}^{\infty} N_v^* Q_{n-v}^* = \frac{U_C}{R_H} K_n[1] \quad (16)$$

Подставляя (2) в (19) и применяя преобразование (10), получим:

$$N_v^* = \begin{cases} j2C_0, & v = 0 \\ -\frac{jm}{C_0}, & v = 0 \\ 0, & v \neq 0, \ 1 \end{cases} \quad (17)$$

Подставляя (13) и (17) в (16) и используя свойство $Q_{-n}^* = -Q_n^*$ [3], получим:

$$Q_0^* = \frac{j^2 U_C C_0}{1 - \frac{m}{2}\frac{Q_1^* - \hat{Q}_1}{Q_0^*}}, \quad Q_n^* = \frac{m}{2}\frac{Q_{n-1}^* + Q_{n+1}^*}{1 jn\omega R_H C_0 + 1}, \quad (18)$$

где $\hat{Q}_n$ – число, комплексно сопряженное Q_n.

Решение системы уравнений (22) с учетом (7) – (9) может быть найдено в виде суммы гармоник:

$$Q(t) = Q_0 + Q_1\sin(\omega t + \varphi_1) + Q_2\sin(\omega t + \varphi_2) + \ldots + Q_n\sin(\omega t + \varphi_n) + \ldots, \quad (19)$$

Выражение (19) содержит бесконечное количество слагаемых, поэтому для его практического использования необходимо оборвать ряд, задавшись максимальным номером n значащей гармоники.

Чтобы найти отклик измерительной системы, содержащей динамический конденсатор, необходимо продифференцировать уравнение (19) по времени, что даст силу тока в цепи, и умножить результат на R_H в соответствии с законом Ома для участка цепи. Тогда искомый коэффициент преобразования $A = \frac{U(t)}{u_C}$ разности потенциалов между обкладками U_C в выходное переменное напряжение $U(t)$ может быть выражен в виде:

$$A = \frac{U(t)}{U_C} = \frac{Q_1\omega R_H}{U_C}\sin(\omega t + \varphi_1) + \frac{2Q_2\omega R_H}{U_C}\sin(2\omega t + \varphi_2) + \ldots + \frac{nQ_n\omega R_H}{U_C}\sin(n\omega t + \varphi_n). \quad (20)$$

Таким образом, применение комплексно-гармонического метода к анализу цепи, содержащей динамический конденсатор, позволило найти функцию преобразования емкостного первичного преобразователя зондового электрометра в виде суммы гармоник, причем система уравнений (18) разрешима для любых значений параметров анализируемой цепи.

1. Lonardo, P. M. Emerging Trends in Surface Metrology / P. M. Lonardo, D. A. Lucca, et al.// CIRP Annals - Manufacturing Technology. – 2002. – № 51(2). – P. 701-723.
2. Booth, J. E., Harvey, T. J., et al. Scuffing detection of TU3 cam–follower contacts by electrostatic charge condition monitoring // Tribology International. – 2010. – № 43. –P. 113-128.
3. Пухов, Г. Е. Комплексное исчисление и его применение. / Г. Е. Пухов– Киев: Из-во АН УССР, 1961. – 220 с.

МЕТОДЫ КАЛИБРОВКИ АНТЕНН С КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛИНЕЙНО-ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ЭТАЛОННЫХ АНТЕНН

Галыго А.В., Волынец А.С.

Белорусский государственный институт метрологии, Минск, Республика Беларусь

С развитием науки все большее распространение получают антенны с круговой поляризационной характеристикой электрического поля. Примерами использования антенн с круговой поляризацией могут быть различные спутниковые системы связи, системы позиционирования объектов, радиочастотные метки [1], радиорелейные системы связи, при реализации неразрушающих методов контроля. В