УДК 621.385.6

Ю.Е. ГОРДИЕНКО, д-р физ.-мат. наук, С.Ю. ЛАРКИН, канд. техн. наук,
А.С. СОРОКА, канд. физ.-мат. наук

РАДИАЦИОННЫЕ ЭФФЕКТЫ В БЛИЖНЕПОЛЕВОЙ МИКРОВОЛНОВОЙ МИКРОСКОПИИ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Введение

Сканирующая микроволновая микроскопия (СММ) представляет современный инструментарий для выполнения экспериментальных работ в области физики твердого тела, физики полупроводников и материаловедения с микронным пространственным разрешением целого ряда свойств исследуемых объектов [1, 2]. Физической основой его функционирования является ближнеполевое СВЧ взаимодействие сканирующего микрозонда с исследуемым объектом, формирующее изображение каких-либо физических свойств объекта по типу работы сканирующих зондовых микроскопов: сканирующего туннельного, атомного силового, ближнеполевого оптического микроскопа (БПОМ) и др. [3]. БПОМ наиболее близок к СММ ввиду электромагнитного характера взаимодействия с объектом исследования. Традиционные методы получения изображений объектов как в оптическом, так и микроволновом диапазоне имеют существенные ограничения, обусловленные дифракцией электромагнитных волн. Минимальный размер объекта, изображение которого может быть построено традиционной оптической системой при использовании колебаний с длиной волны λ, определяется соотношением $R \geq \lambda / 2n$, где $n = (\mu\varepsilon)^{1/2}$ – показатель преломления среды, μ, ε – соответственно относительные коэффициенты магнитной и диэлектрической проницаемости.

Преодоление дифракционного предела достигается путем применения субволновых диафрагм. Электромагнитное поле в области диафрагмы имеет сложную структуру [4, 5]. Вблизи отверстия на расстояниях $r \ll \lambda / 2\pi$ располагается ближняя зона, в которой электромагнитное поле имеет квазистатический характер, напряженности электрического и магнитного поля сдвинуты по фазе на 90°, энергия реактивного поля существенно больше энергии поля излучения. По другой терминологии поле существует в виде так называемых *evanescent modes* (т. е. исчезающее малых, не распространяющихся мод), локализованных вблизи раскрыва диафрагмы. На расстояниях $r \gg \lambda / 2\pi$ имеет место дальняя зона, в которой наблюдается лишь поле излучения. Оно характеризуется волновым сопротивлением, равным отношению амплитуд поперечных составляющих электромагнитного поля $Z_0 = (E_t / H_t) = (\mu_0 \mu / \varepsilon_0 \varepsilon)^{1/2} = 377(\mu / \varepsilon)^{1/2}$ (Îì), которое зависит лишь от свойств среды. "Волновое сопротивление" ближнего поля существенно отличается от величины Z_0: импедансы для электрического и магнитного типов излучателей определяются выражениями соответственно $Z_E = Z_0(\lambda / 2\pi r) \gg Z_0$ и $Z_H = Z_0(2\pi r / \lambda) \ll Z_0$. Мощность излучения из субволновых круглой и коаксиальных апертур в дальней зоне для вакуума может быть оценена соответственно по формулам $P \sim k^4 a^6 W_0$ [4] и $P \sim k^4 (R_2^2 - R_1^2)^2 (\ln(R_2 / R_1))^{-2} W_0$ [6], где $k = 2\pi / \lambda$ – волновой вектор, W_0 – плотность мощности падающего излучения, a – диаметр круглой апертуры, R_1, R_2 – радиусы соответственно внешнего и внутреннего проводников коаксиального раскрыва.

Ближнепольное изображение в БПОМ формируется при сканировании исследуемого образца диафрагмой с субволновым отверстием вследствие взаимодействия "evanescent modes" с образцом, при этом часть энергии электромагнитного поля переходит в излучательные моды. Энергия этого волнового поля и регистрируется приемником в виде распределения интенсивности оптического излучения в зависимости от положения диафрагмы. Таким образом, контраст изображения в БПОМ определяется процессами отражения, преломления, по-

глощения и рассеяния света, которые зависят от локальных оптических свойств образца. При этом удается реализовать пространственное разрешение на уровне порядка 10 *нм*.

Поскольку частоты зондирующих колебаний СММ лежат в области СВЧ, то изначально обработка сигналов СММ выполняется радиоволновыми методами. При этом, в отличие от БПОМ, первичные сигналы формируются в измерительной апертуре как реакция ближнего поля на вносимое исследуемым объектом возмущение. Другое существенное отличие СММ от БПОМ состоит в том, что микроволновое поле в отличие от оптического обладает большей проникающей способностью по отношению к исследуемому материалу. Это позволяет регистрировать контраст изображения, обусловленный не только рельефом поверхности, но и изменением электрических характеристик – поверхностного сопротивления, диэлектрической и/или магнитной проницаемости, что очень важно при диагностике полупроводниковых микроструктур. Достигнутое пространственное разрешение СММ в микроволновом диапазоне составляет величины порядка 1 *мкм*. Отметим также и тот факт, что несмотря на малую величину мощности поля излучения, в БПОМ это поле является рабочим, а в СММ поле излучения может приводить к заметной систематической погрешности измерений.

Значительная часть работ, появившихся за последние 10 лет и посвященных развитию и применению СММ, приходится на экспериментальные исследования, которые ориентированы на применение в области физики ВТСП и диэлектриков. Однако наиболее широкие перспективы применения СММ могут быть связаны с многопараметровой диагностикой полупроводников. Сдерживающим обстоятельством здесь является отсутствие рабочей теории электродинамического взаимодействия рассматриваемых ближнеполевых микрозондов с полупроводниковыми объектами, которые характеризуются *очень широким диапазоном значений удельного сопротивления и диэлектрической проницаемости*. Традиционно применяемые модели СММ для диэлектриков и ВТСП оказываются несовершенными в случае полупроводников.

Цель работы – обоснование научного подхода к построению адекватной численной электродинамической модели резонаторных сенсоров с коаксиальной апертурой наиболее перспективных для микроволновой микроскопии полупроводников и выявление возможных источников систематической погрешности ближнеполевых измерений.

Общие положения по применению ближнеполевых СММ

Стандартная схема СММ (см. [1, 2]) помимо чувствительного сенсорного элемента включает генератор ВЧ колебаний для осуществления активного зондирования исследуемого объекта (образца), мост (как вариант, циркулятор), предназначенный для развязки питающей и измерительной цепей, векторный анализатор электрических цепей для измерения комплексного коэффициента отражения или прохождения, устройство отображения и накопления измерительной информации. Сенсор выполнен в виде резонансной системы, которая для осуществления электромагнитной связи с образцом оснащена микрозондом. Сенсор как метрологический элемент представляет собой разновидность резонансных измерительных преобразователей (РИП). Состав и устройство СММ в зависимости от используемого диапазона частот, конструктивного исполнения РИП и способа его включения в микроволновую измерительную схему могут отличаться. В основе принципа работы СММ лежит ближнеполевое электромагнитное взаимодействие микрозонда с материалом образца – нагрузкой сенсора. приводящее к возмущению параметров резонансной системы сенсора, которое регистрируется измерительной схемой СММ. Пространственная разрешающая способность СММ определяется линейными размерами острия микрозонда, что позволяет значительно превысить волновой предел разрешения.

Применение в СММ резонансного сенсора по сравнению с традиционными устройствами рефлектрометрического типа позволяет существенно повысить чувствительность прибора и оптимизировать процесс выделения информационных сигналов. Рассматриваемые РИП содержат две функционально самостоятельные, хотя и конструктивно связанные, части: накопительно-преобразовательную, оснащенную устройствами связи с внешними цепями, и апертурную, содержащую микрозонд. Накопительно-преобразовательная часть может суще-

ственно различаться в зависимости от выбранной рабочей частоты, требуемой для оптимального построения СВЧ схемы измерений, устройства возбуждения резонатора и способа выделения сигналов измерительной информации. Апертурная часть имеет единообразный конструктив, образующий вместе с коаксиально расположенным микрозондом (рабочим острием) коаксиальную измерительную апертуру. Различные варианты конструктивного исполнения перспективных РИП с микрозондом исследованы в работах [7 – 9].

Для построения СММ в диапазоне рабочих частот до 10 *ГГц* наибольшее применение получили достаточно простые коаксиальные конструкции резонансных сенсоров, которые выполнены в виде закороченного с одного конца отрезка коаксиального кабеля. Рабочий конец такого кабеля, примыкающий к исследуемому образцу, открыт. В рассматриваемом случае микрозондом является конец центрального провода коаксиальной линии, располагающийся в центре рабочей апертуры. Критичными для работы и моделирования такого устройства являются l – длина, $2 \cdot R_2$ – внутренний диаметр коаксиала, $d = 2 \cdot R_1$ – диаметр центрального проводника (острия), D – диаметр измерительной апертуры ($2R_1 \le D \le 2R_2$), а также форма острия и вынос его за пределы апертуры зонда. В известных работах S. Anlage' [1, 10, 11] в качестве РИП использован отрезок стандартного радиочастотного 0.085″ коаксиального кабеля с тефлоновым заполнением (диаметр внешнего проводника 1.702 *мм*, диаметр внутреннего проводника 0.287 *мм*). Такой кабель с волновым сопротивлением 74 *Ом* и погонным затуханием 2.33 *дБ/м* на частоте 10 *ГГц* позволил реализовать резонансный сенсор с собственной добротностью Q до 1000 и в целом микроволновый микроскоп, работающий на частотах вплоть 50 *ГГц* [1]. На частотах выше 10 *ГГц* более целесообразным представляется применение РИП на основе профилированных коаксиальных структур и объемных резонаторов со специально встроенной коаксиальной измерительной апертурой [7 – 9].

Когда потери в материале значительны, для диагностики материалов необходимо измерять одновременно амплитуду и фазу коэффициента отражения от РИП либо эквивалентные параметры – изменение резонансной частоты и добротности рабочего колебания резонансного сенсора, которые так же, как и комплексный коэффициент отражения, являются первичными информационными параметрами (сигналами) при измерении параметров образца. Подчеркнем также, что физически первичным является ближнеполевое взаимодействие электромагнитного поля микрозонда с расположенным вблизи открытой апертуры сенсора материальным образцом. Метрологическую роль играет поле микрозонда, сформированное в апертуре сенсора – его квазистатическая часть, в то время как излучение из открытого конца сенсора, интенсивность которого зависит от геометрии и размеров апертуры, является зачастую мешающим фактором, внося в измерительную систему дополнительные трудно учитываемые радиационные потери.

Электродинамическую модель сенсора, выполненного на отрезке однородной коаксиальной линии, и особенности формирования измерительных сигналов при весьма малых относительных размерах измерительной апертуры ($D/\lambda \ll 1$) можно построить на основе теории длинных линий [12]. Для рассматриваемого простейшего варианта РИП она позволяет установить аналитическую связь информационного параметра S_{11} – коэффициента отражения волны возбуждения от сенсора с материальными параметрами образца, которые определяются величиной возмущенного входного импеданса резонансного отрезка однородной линии (сенсора):

$$Z_{in} = R_0 + 2j\Delta\omega L_0 - \frac{1}{2} Z_0 g(\omega), \qquad (1)$$

где $g(\omega) = -2Z_0 / Z_l$ – комплексный параметр, пропорциональный адмиттансу нагрузки $Y_l = Z_l^{-1}$, который рассматривается как возмущающий фактор входного импеданса сенсора; R_0, L_0 – эквивалентные "сосредоточенные" параметры резонатора, определяемые соответственно распределенными сопротивлением и индуктивностью однородной линии.

Модуль коэффициента отражения от сенсора при резонансе определяется выражением

$$|S_{11}| \cong \frac{\tilde{Q}|\Delta\tilde{\omega}|/\tilde{\omega}_0}{\sqrt{1+\tilde{Q}^2|\Delta\tilde{\omega}|^2/\tilde{\omega}_0^2}}, \qquad (2)$$

где $\tilde{Q}$, $\Delta\tilde{\omega}$ – соответственно добротность и изменение резонансной частоты рабочего колебания сенсора с учетом возмущающего действия нагрузки.

Следует отметить, что как величина S_{11}, так и величина его изменения, обусловленная изменением параметров нагрузки, пропорциональны добротности рабочего колебания сенсора, что определяет одно из преимуществ рассматриваемого метода по сравнению с рефлектометрическим, позволяющим заметно повысить чувствительность измерений.

Для решения обратной задачи – определения параметров образца по электромагнитному отклику – необходимо иметь априорную информацию об импедансе нагрузки Z_l. Его величина зависит не только от параметров материала образца, но и целого ряда геометрических апертурных параметров, включая и геометрию микрозонда, таких, например, как диаметр и форма острия зонда, вынос зонда за пределы апертуры, диаметр апертуры, зазор между измерительной апертурой и поверхностью образца. Расчету эквивалентных параметров этой части сенсора, которую представляют в виде эквивалентной резистивно-емкостной схемы посвящено большое число работ (см., например, [13, 14], где детально представлена процедура построения эквивалентной схемы внешней нагрузки микрозонда в квазистатике). Подходы к расчету Z_l носят искусственный характер, требуют упрощения геометрии активной части РИП и пренебрежения ряда факторов, в том числе и эффекта излучения сенсора через измерительную апертуру. Основной источник погрешности обусловлен заменой реальной распределенной системы с бесконечным числом степеней свободы эквивалентной дискретной системой с конечным числом степеней свободы. Рассмотренный импедансный подход при решении задач диагностики материальных образцов с помощью СММ, несмотря на его физичность и достаточную простоту, не позволяет аналогичным образом построить решение обратной задачи применительно к более сложным конструкциям РИП [7 - 9]. Это указывает на актуальность полноволнового электродинамического анализа резонансных сенсоров с рабочей апертурой, нагруженной на исследуемый образец.

Особенности численного моделирования резонаторных сенсоров

Полноволновой (full-wave) анализ распределенной сложной системы основан на непосредственном решении уравнений Максвелла для электромагнитного поля в электродинамической системе сенсора, включая диагностируемую с его помощью нагрузку – исследуемый образец. Математическим аппаратом в этом случае являются дифференциальные уравнения в частных производных для частичных областей со смежными границами, решение которых проводится, как правило, численными методами. Возможные погрешности подхода связаны с неточным заданием границ (упрощением граничных форм), упрощением описания электрофизических параметров граничных поверхностей и среды (например, заменой реальных металлических поверхностей идеально проводящими), а также погрешностями самих численных методов. Примеры таких полевых моделей, к которым применен полноволновой анализ, представлен в [15 – 17].

Более универсальный подход при анализе резонаторных сенсоров СММ основан на непосредственном численном интегрировании уравнений Максвелла для системы *резонансный сенсор – материальная нагрузка*, который свободен от тех ограничений, которые присущи методу частичных областей. Для расчета входного импеданса и характеристик излучения такой апертурной малоразмерной антенны можно использовать метод моментов (ММ). Однако применение ММ для ее решения приводит к получению полностью заполненной матрицы и, следовательно, требует предельно большой памяти компьютера и процессорного времени. Метод конечных элементов (МКЭ – FEM – "finite element method") [18] более пригоден для

решения таких задач, поскольку позволяет сформулировать более простые уравнения для сложных проницаемых структур, приводящих к получению разреженных матриц, для которых существуют достаточно эффективные алгоритмы решения. Однако FEM метод, применяемый "в одиночку" для неограниченных объемов, не удовлетворяет условию излучения Зоммерфельда. Условия излучения на конечно удаленных границах должны быть обеспечены за счет введения соответствующих условий предельного поглощения [19]. В целом, преодоление недостатков методов MM и FEM возможно при комбинированном использовании численных методов: FEM применяется внутри резонаторной полости, а вне ее метод моментов [20, 21].

Эти численные методы широко применяются в известных системах автоматизированного проектирования и моделирования электродинамических структур. Один из наиболее эффективных алгоритмов численного моделирования основан на методе конечных элементов.

Внутри замкнутой системы *резонансная полость сенсора – исследуемый образец* вектор электрического поля должен подчиняться векторному уравнению Гельмгольца

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \right) + k_0^2 \varepsilon \vec{E} = 0 \ , \tag{3}$$

где k_0 – волновое число свободного пространства.

В соответствии с методом FEM все пространство, в котором рассматривается электромагнитный процесс, разбивается на простейшие объемные элементы, имеющие форму тетраэдров. Размер тетраэдра должен быть достаточно мал для того, чтобы поле в его пределах можно было описать простой функцией или набором функций с неизвестными коэффициентами, которые подлежат определению. Рассматриваемая задача требует учета излучения из системы, что предусматривает вычисление характеристик поля в дальней зоне. В данном случае на границе, проведенной в области вне сенсора (в области нагрузки), необходимо сформулировать условия излучения в виде

$$(\nabla \times \vec{E})_\tau = jk_0 \vec{E} - \frac{j}{k_0} \nabla \times \vec{n} (\nabla \times \vec{E})_n + \frac{j}{k_0} \nabla_\tau (\nabla_\tau \times \vec{E}_\tau) , \tag{4}$$

где $\vec{E}_\tau$ – вектор электрического поля, тангенциальный к поверхности; $\vec{n}$ – единичный вектор, нормальный к поверхности излучения.

Такая граница излучения обладает свойством прозрачности для электромагнитных волн и не порождает отраженных волн. Она должна быть расположена, по крайней мере, на расстоянии не менее $\lambda/4$ от излучающей апертуры. В результате электродинамическая задача сводится к системе линейных алгебраических уравнений относительно подлежащих определению коэффициентов, решение которой находится численным методом на ЭВМ.

Влияние радиационных потерь на ближнеполевые измерения

Реализация ближнеполевой микроволновой диагностики связана с решением достаточно сложных электродинамических задач о взаимодействии электромагнитного поля микрозонда (антенны) с материалом образца, который можно рассматривать как возмущающий фактор по отношению к резонансной электродинамической системе СММ. В отличие от задач, которые возникают в теории излучения антенн, когда внешняя среда полагается однородной, в технике микроволновой микроскопии внешняя среда принципиально неоднородна, и назначение СММ – эту неоднородность диагностировать, что становится возможным при использовании численных моделей СММ.

При микроволновой диагностике имеет место противоречивость одновременного обеспечения высокой пространственной разрешающей способности и высокой чувствительности. До настоящего времени зависимость оптимальных параметров микрозонда от характеристик исследуемой среды недостаточно хорошо изучена. Необходимо иметь в виду, что параметры среды могут существенно влиять на перераспределение электромагнитного поля вблизи из-

мерительной апертуры, в том числе приводя к возникновению условий заметного излучения из апертуры сенсора и, как следствие, увеличению радиационных потерь резонансной системы СММ. Уровень радиационных потерь по сравнению с потерями в металлических стенках можно оценить величиной радиационной добротности Q_r, которая определяется путем численного моделирования, если положить потери в металлических стенках резонатора, равными нулю ($\sigma = \infty$).

Ниже представлены результаты компьютерного моделирования радиационных эффектов для одной из перспективных конструкций сенсора в виде конической резонансной системы, выполненые на основе метода МКЭ. При численном моделировании неограниченное полупространство, заполненное однородной средой с потерями, заменялось областью однородного материала с конечными размерами, на границах которого задавались безотражательные условия согласования (4). Зависимость радиационной добротности Q_r конического коаксиального резонатора длиной l = 102.6 *мм*, раскрыв которого нагружен на однородную среду без потерь с диэлектрической проницаемостью ϵ =12, от размера области, моделирующей полупространство, представлена на рис. 1. Форма нагрузки – полусфера и цилиндр. Диаметр раскрыва (апертура сенсора) составляет D =1.2 *мм*, диаметр центрального провода (микрозонда) d =100*мкм*. Собственная добротность резонатора, обусловленная только лишь потерями в стенках металла (медь), на частоте 8 *ГГц* составляет величину Q_s =1950. На указанной частоте длина волны в свободном пространстве λ_0=37.5 *мм*, длина волны в рассматриваемой среде – λ_ϵ=37.5/$\sqrt{12}$ =10.83 *мм*.

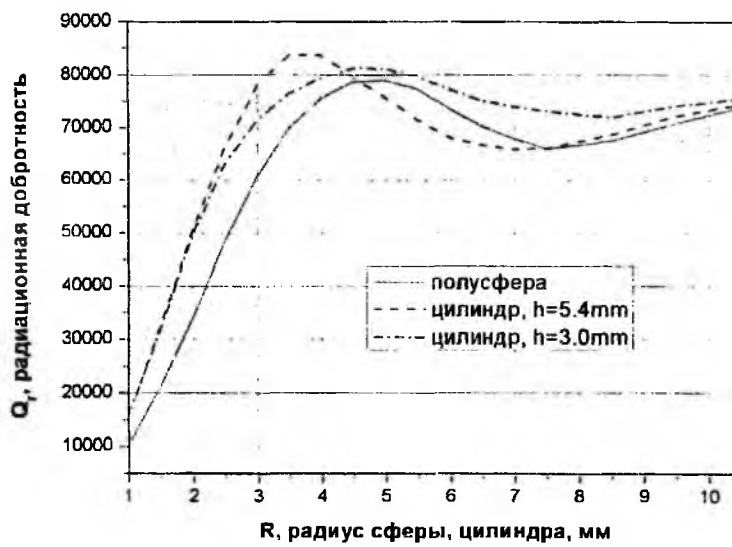

Рис. 1. Зависимость радиационной добротности конического коаксиального резонатора от размера нагрузки

Для принятого относительного размера апертуры микрозонда D/ λ_ϵ =1.2/10.83 ≈ 0.1 радиационная добротность существенно выше собственной $Q_r >> Q_s$ во всем диапазоне изменения радиуса "нагрузки" (рис. 1) – т.е. радиационные потери значительно меньше собственных. Второй важный вывод состоит в том, что применение безотражательных граничных условий на внешней границе образца дает результат, близкий к оценкам радиационной добротности, полученной другим способом, лишь при условии, если размер образца – "нагрузки" не менее половины длины волны в рассматриваемой среде R ≈ $\lambda/(2\sqrt{\epsilon})$ ≈ 5 *мм*. Это обусловлено тем, что примененные для численного исследования безотражательные граничные условия имеют смысл лишь для волновых полей, которые начинают формироваться на расстоянии порядка полдлины волны от источника излучения в соответствующей материальной среде. Если же границу с установленными условиями расположить значительно ближе, то расчет радиационной добротности дает заметно заниженный результат из-за наличия в ближней

зоне нераспространяющихся колебаний квазистатического поля. Следовательно, применение выбранного типа граничных условий для исследования собственных колебаний требует в определенном смысле некоторой осторожности.

На рис. 2 представлена зависимость радиационной добротности конического коаксиального резонатора, нагруженного на "полубесконечную" среду с потерями (ε=12; tgδ=0.001, 0.01, 0.1, 0.5), от радиуса нагрузки в форме цилиндра (высота цилиндра h = 5.4 *мм*). В этом случае к радиационным потерям добавляются потери ближнего поля в неидеальном материале нагрузки. На рис. 3 – то же, но для сенсора с учетом потерь в стенках (медь, $\sigma = 5.8 \cdot 10^7$ $Ом^{-1}м^{-1}$). В этом случае полные потери складываются из потерь в стенках сенсора, потерь на излучение и потерь в материале нагрузки. Рис. 2 и 3 показывают, что увеличение потерь в образце приводит к тому, что радиационные эффекты проявляются заметно слабее, и при моделировании такого сенсора размер образца можно выбирать достаточно малым – в 2 - 3 раза меньше того, который требуется для слабопоглощающей среды (ср. с рис. 1).

На рис. 4 представлена зависимость добротности конического коаксиального резонатора от параметра потерь tgδ в образце с проницаемостью ε =12 (пунктирная кривая). Сплошная кривая – добротность Q_r, определяемая потерями на излучение и потерями ближнего поля в образце. Результирующая (полная) добротность резонатора определяется выражением

$$Q = \left(Q_r^{-1} + Q_S^{-1}\right)^{-1}, \tag{5}$$

где Q_S – "колебательная" добротность, обусловленная потерями в стенках (штрих-пунктирная линия на рисунке).

При отсутствии потерь в образце $Q_r = 68360 \gg Q_S$. Потери в образце на фоне слабого излучения уверенно диагностируются ближним полем микрозонда, и радиационные потери можно не принимать во внимание. Если же величина Q_r (в отсутствие потерь в нагрузке) и Q_S сопоставимы, то для слабо поглощающих образцов радиационные эффекты необходимо учитывать.

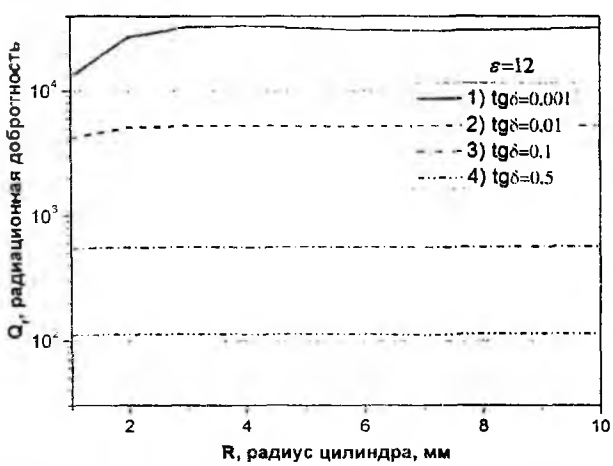

Рис. 2. Зависимость радиационной добротности от радиуса цилиндрической нагрузки

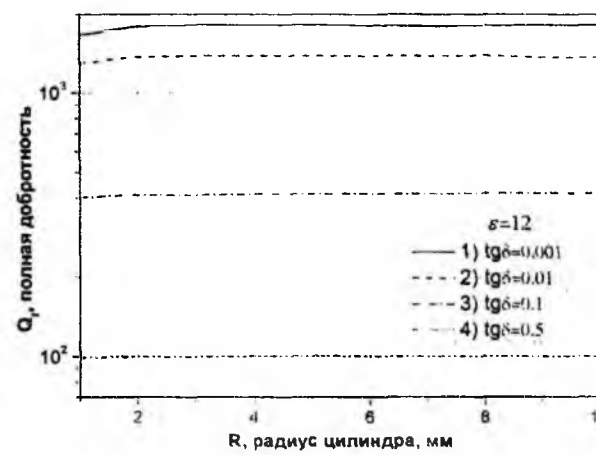

Рис. 3. Зависимость полной добротности от радиуса цилиндрической нагрузки

Представленная на рис. 5 зависимость добротности резонаторного сенсора, нагруженного на полубесконечную среду без потерь (ε=12, tgδ=0), от диаметра металлического фланца показывает, что при высоком уровне радиационной добротности эта зависимость для полной добротности практически не проявляется. Для случая бесконечного фланца величина радиационной добротности составляет $Q_r \cong 70000$. Уровень добротности резонатора с учетом потерь в стенках и на излучение $Q \cong 1920$.

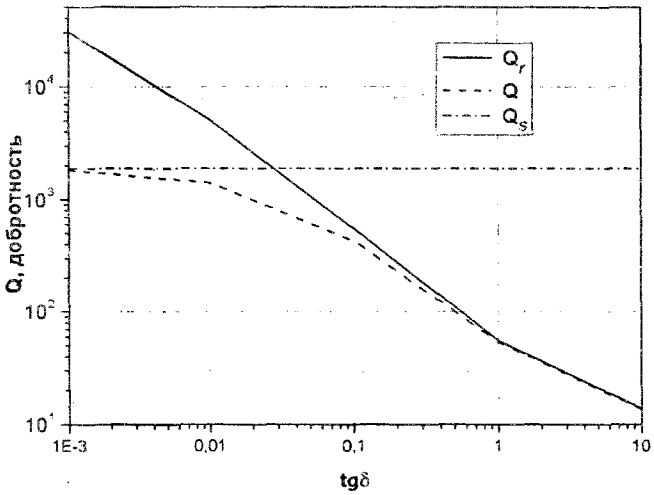

Рис. 4. Зависимость добротности конического резонатора от параметра потерь в образце

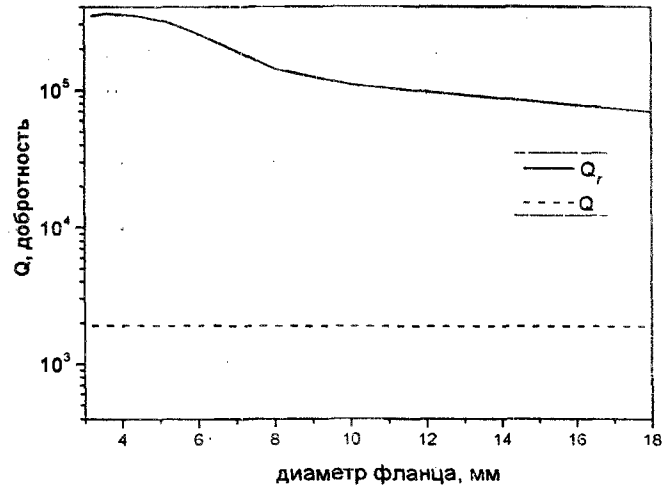

Рис. 5. Зависимость добротности конического резонатора от размера фланца

На рис. 6 представлена зависимость величины радиационных потерь сенсора от относительного размера излучающей апертуры D/λ (λ – длина волны в свободном пространстве) при излучении в "полубесконечную" среду для случая вакуума (ε=1) и ε=12. Исходя из того, что собственная "колебательная" добротность микрозонда имеет величину порядка Q_S= 2000, кривые на рисунке показывают, что радиационные потери необходимо учитывать в случае излучения в вакуум при относительной апертуре $D/\lambda \geq 0.17$, а в случае излучения в полубесконечную среду с материалом ε = 12 – при относительной апертуре $D/\lambda \geq 0.05$. Это соответствует уровню радиационной добротности $Q_r \approx$ 10000 и уровню относительного вклада потерь в общие потери резонаторного сенсора порядка 20%.

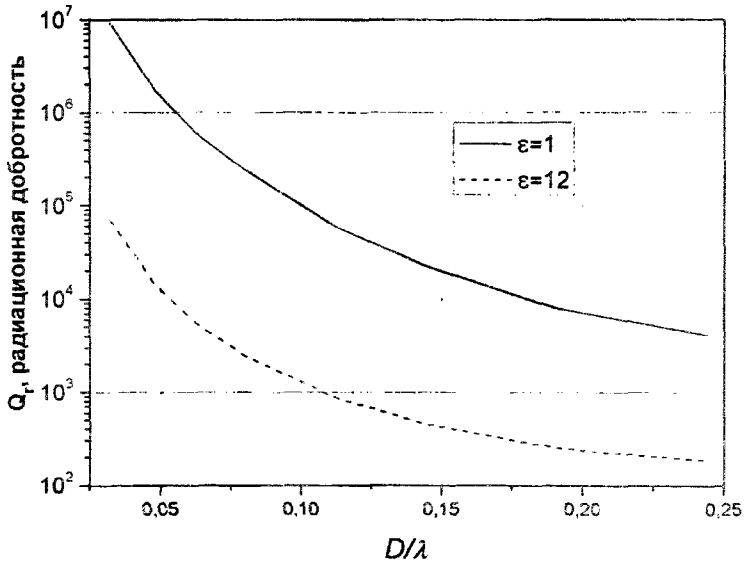

Рис. 6. Зависимость радиационной добротности сенсора от относительного размера излучающей апертуры при излучении в полубесконечную среду с проницаемостью ε=1 и ε=12 (λ – длина волны в свободном пространстве)

Следует заметить, что полученные другими авторами теоретические результаты заключаются, главным образом, в расчете квазистатических полей микрозонда, расположенного в свободном пространстве или вблизи полупространства, заполненного однородной средой. Такие импедансные модели, однако, малопригодны для диагностики внутренней структуры

неоднородных объектов и не учитывают эффекты, обусловленные волновыми процессами в образце. Как правило, при этом полем излучения измерительной апертуры пренебрегают (см., например, относительно недавний обзор [12]). В работах [22, 23] отмечено, что достаточно высокий уровень собственных (омических) потерь микрозонда позволяет не учитывать потери на излучение при диагностике исследуемых объектов, что подтверждается проведенным моделированием и экспериментами. В работах [24, 25] показано, что при определенных условиях диагностики неоднородной среды отклик СММ формируется в большей мере волновым полем микрозонда, нежели квазистатическим полем.

Выводы

Представленные результаты численного моделирования резонаторного сенсора, нагруженного на полубесконечную среду, показывают, что адекватная численная модель сенсора должна позволять предсказывать отклик заданной конструкции ближнеполевого устройства на изменение материальных параметров исследуемой среды в широких пределах и при этом учитывать радиационные эффекты. Это имеет очевидное прикладное значение, поскольку с ее помощью можно оценивать перспективы применения ближнеполевой диагностики в конкретных условиях, соответствующих той или иной практической задаче, а также обосновывать требования к конструкции и параметрам сенсора. Дальнейшее развитие теории СММ и соответствующих компьютерных моделей необходимы как база для разработки новых способов изучения поверхностных и объемных микроструктур различной природы.

Список литературы: 1. *Anlage S.M., Thanawalla A.S., Zhuravel' A.P., Hu W., Vlahacos C.P., Steinhauer D.E., Dutta S.K., Wellstood F.C.* Near-Field Scanning Microwave Microscopy of Superconducting Materials and Devices // Advances in Superconductivity. – Vol. XI, ed. by N. Koshizuka and S. Tajima. Springer-Verlag, Tokyo, 1999. – P. 1079-1084. 2. *Гордиенко Ю.Е.* Ближнеполевая сканирующая сверхвысокочастотная микродиагностика объектов в технологии электроники // Нові технології. – 2002. – №1. – С. 3-6. 3. *Миронов В.Л.* Основы сканирующей зондовой микроскопии. – М.: Техносфера, 2004. – 114 с. 4. *U. Durig, D.W. Pohl, F. Rohrer.* Near-field optical-scanning microscopy // Appl. Phys. – 1986. – Vol. 59. – P. 3318-3327. 5. *D.W. Pohl, W. Denk, M. Lanz.* Optical spectroscopy: image recording with resolution λ/20 // Appl. Phys. Lett. – 1984. – Vol. 44. – P. 651-653. 6. *Рамо С., Уиннери Дж.* Поля и волны в современной радиотехнике. – М.: ГИТТЛ, 1950. – 568 с. 7. *Гордиенко Ю.Е., Петров В.В., Полетаев Д.А.* Свойства четвертьволнового коаксиального СВЧ измерительного преобразователя для диагостики материалов // Радиотехника. – 2008. – №154. – С. 61-66. 8. *Гордиенко Ю.Е., Ларкин С.Ю., Яцкив А.М.* Ближнеполевой СВЧ датчик на основе конусного коаксиального резонатора // Радиотехника. – 2009. – №159. – С. 309-314. 9. *Гордиенко Ю.Е., Ларкин С.Ю., Ищенко А.Л.* Характеристики коаксиального конусного СВЧ датчика для микродиагностики объектов // Радиотехника. – 2010. – №162. – С. 35-40. 10. *D.E. Steinhauer, C.P. Vlahacos, S.K. Dutta, B.J. Feenstra, F.C. Wellstood, S.M. Anlage.* Quantitative imaging of sheet resistance with a scanning near-field microwave microscope // Applied physics letters. – Vol. 72, No. 7. – 16 febr. 1998. – P. 861-863. 11. *A. Tselev, S.M. Anlage, H.M. Christen, R.L. Moreland, V.V. Talanov, A.R. Schwartz.* Near-field microwave microscope with improved sensitivity and spatial resolution // Rev. Sci. Instrum. – Vol. 74, No. 6. – June 2003. – P. 3167-3170. 12. *S.M. Anlage, V.V. Talanov, A.R. Schwartz*, in Scanning Probe Microscopy: Principles of Near-Field Microwave Microscopy, edited by S. V. Kalinin and A. Gruverman (Springer, New York, 2007). – P. 207-245. 13. *G. Gajda, S. Stuchly.* An equivalent circuit of an open-ended coaxial line // IEEE Trans. Instrum. Meas. – Vol. 32. – 1983. – P. 506-508. 14. *D. Misra.* A quasistatic analysis of open ended coaxial lines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – Vol. 35. – 1987. – P. 925-928. 15. *J. Baker-Jarvis, M.D. Janezic, P.D. Domich, R.G. Geyer.* Analysis of an Open-Ended Coaxial Probe with Lift-off for Nondestructive testing // IEEE Trans. Instrum. and measurement. – Vol. 43, No 5. – 1994. – P. 711-718. 16. *S. Bakhtiari, I. Stoyan, S.I. Ganchev, Reza Zoughi.* Analysis of Radiation from an Open-Ended Coaxial Line into Stratified Dielectrics // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – Vol. 42, No 7. – 1994. – P. 1261-1267. 17. *Давидович М.В.* Коаксиальный зонд для контроля параметров многослойного магнитодиэлектрика: прямая и обратная задачи // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51, №11. – С. 1308-1315. 18. *J.M. Jin.* The Finite Element Method in Electromagnetics / John Wiley & Sons, Inc. New York, 1993. 19. *A. Chatterjee, J.M. Jin, J.L. Volakis.* Edge based finite elements and vector ABC's applied to 3D scattering // IEEE Trans. Antennas and Propagation. – Vol. AP-41. Feb. – 1993. – P. 221-226. 20. *J.M. Jin and J.L.Volakis.* A hybrid finite element method for scattering and radiation by microstrip antennas and arrays residing in a cavity // IEEE Trans. Antennas and Propagation. – Vol. AP-

39. Nov. – 1991. – P. 1598-1604. 21. *X. Yuan*. Three dimensional electromagnetic scattering from inhomogeneous objects by hybrid moment and finite element method // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – Vol. MTT-38. Aug. – 1990. – P. 1053-1058. 22. *Резник А. Н., Юрасова Н. В.* Ближнепольная СВЧ томография биологических сред // Журнал технической физики. – 2004. – Т. 74, вып. 4. – С. 108-116. 23. *Резник А. Н., Юрасова Н. В.* Обнаружение контрастных образований внутри биологических сред при помощи ближнепольной СВЧ диагностики // Журнал технической физики. – 2066. – Т. 76, вып. 1. – С. 90-104. 24. *Резник А. Н., Шершевский И. А., Вдовичева Н. К.* Радиационные эффекты в ближнеполевой сверхвысокочастотной диагностике // Радиотехника и электроника. – 2008. – Т. 53, №6. – С. 656-664. 25. *Галин М. А., Резник А. Н.* Ближнеполевая сверхвысокочастотная локация объекта сферической формы // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т. 54, №3. – С. 275-285.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.02.2011