



НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МОДУЛЯЦИОННЫХ МЕТОДОВ ПРИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ ПАРАМЕТРОВ ВЕЩЕСТВ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ

ПАНЧЕНКО А.Ю.

Проводится анализ ряда конструкций резонаторных измерителей диэлектрической проницаемости, применяемых для диагностики материалов, объектов и сред. На основании результатов численного моделирования делается вывод о перспективности использования механической модуляции для повышения количества информации, которое необходимо при косвенных оценках параметров исследуемых образцов. СВЧ датчики резонаторного типа позволяют проводить неразрушающий контроль качества различных объектов. Однако информация, получаемая с их помощью, ограничена по объему и несет лишь косвенные сведения об объекте.

Введение

Расширить информационные возможности резонаторных датчиков можно с помощью модуляции параметров объекта или самого резонаторного датчика. На практике наиболее просто осуществить механическую модуляцию положения металлических поверхностей, образующих волновой сенсор, можно с помощью акустических преобразователей. Подобный вид модуляции эквивалентен простому изменению размеров. Однако модуляция параметров во времени имеет преимущества, так как при обработке периодического сигнала можно увеличить помехозащищенность.

Целью данной работы является оценка возможностей дополнительных информационных параметров, образовавшихся при использовании модуляции. Оценка проводится на примере датчиков для определения параметров объектов, представляющих собой плоскостойкие образцы.

Постановка задачи

На практике применяются резонаторные датчики с внешним и внутренним расположением образца. Одна из конструкций сенсора с внешним расположением представляет собой открытый конец коаксиала в бесконечном плоском экране [1]. В качестве резонансной камеры используют четвертьволновой резонатор. Плоскость образца расположена параллельно плоскости экрана. Между сенсором и образцом может оставаться воздушный зазор. Для исключения неопределенности поперечные размеры коаксиальной

апертуры выбираются значительно меньше длины волны зондирующего поля λ_0 . Выходной импеданс сенсора носит емкостной характер. В ряде случаев при анализе такого датчика можно пренебречь изменением параметров резонансной камеры, которое проявляется только в случае значительного изменения резонансной частоты после внесения исследуемого образца в область поля, излучаемого апертурой. Как правило, выбором размеров апертуры это изменение ограничивают диапазоном несколько процентов, так как в противном случае уменьшится разрешающая способность датчика и возникнут сложности при создании автоматической системы обработки сигналов. Поэтому при теоретическом описании такого датчика достаточно провести анализ изменений комплексной емкости сенсора.

Данный тип датчика предназначен для исследования образцов, имеющих плоскую поверхность. Информации, полученной на основании измеренного значения изменения комплексной емкости сенсора, достаточно для того, чтобы однозначно определить два параметра образца. Современное производство требует большего количества информации. Особый интерес представляет измерение параметров многослойных образцов, например, кремниевых пластин, с поверхностным легированием или нанесенным эпитаксиальным слоем.

Один из возможных вариантов резонаторного датчика с внутренним расположением образца представляет собой закрытый коаксиальный четвертьволновой резонатор, в область укорачивающей емкости которого помещен измеряемый образец [2]. В этом случае требуется предварительная обработка образца для придания его боковой поверхности цилиндрической формы. При этом диаметр выбирают равным диаметру резонатора, таким образом можно упростить электродинамическую задачу.

В этом случае характеристиками преобразования являются зависимости резонансной частоты f и добротности Q от исследуемых параметров.

Оценка приближений

Первоначально для расчета емкости измерительной апертуры (рис. 1) использовалось электростатическое приближение [3]. Далее в ряде работ было разработано более сложное электродинамическое приближение, достаточно полно представленное в [1]. В обоих случаях используется приближение заданного поля, при котором в каком-либо сечении коаксиала задается поперечное распределение \vec{E} , обычно равное полю в бесконечной линии: $\vec{E}_s(z_0, r) = \vec{r}_0 E_0 / r$.

В электростатическом приближении рассматривается случай, когда центральный проводник коаксиала находится в плоскости апертуры и поле \vec{E}_s считается заданным в плоскости экрана $z_0 = z_1 = z_2 = 0$. Выра-

жение для емкости апертуры при многослойном диэлектрике имеет вид [1]:

$$\tilde{C}_s = \frac{2\pi\epsilon_0 r_2}{\ln(r_2/r_1)} \int_0^\infty \frac{J_0(\kappa r_1) - J_0(\kappa r_2)}{\kappa} J_1(\kappa r_1) M d\kappa. \quad (1)$$

Величина M определяется количеством, толщиной и диэлектрической проницаемостью слоев. В частности, при однородном полубесконечном образце M равна абсолютной диэлектрической проницаемости образца $\tilde{\epsilon}_a$. В этом случае комплексное значение емкости апертуры \tilde{C}_s пропорционально комплексному значению $\tilde{\epsilon}_0$ образца. Введя $\alpha = r_1/r_2$ и опустив линейный множитель $A = 2\pi\epsilon_0\tilde{\epsilon}_0 r_2$, для относительного значения емкости апертуры получим

$$S_s(\alpha) = \frac{1}{-\ln(\alpha)} \int_0^\infty \frac{J_0(\alpha\zeta) - J_0(\zeta)}{\zeta} J_1(\alpha\zeta) d\zeta. \quad (2)$$

Аналогичная нормировка в случае электродинамического подхода потребует введения еще одного параметра, который показывает диаметр апертуры относительно длины волны в свободном пространстве $\beta = r_2/\lambda_0$. При той же геометрии сенсора и расположении плоскости заданного поля на основании выражений, представленных в [3], для относительного значения емкости апертуры после несложных преобразований можно получить:

$$\tilde{S}_e = \frac{1}{\ln^2(\alpha)} \int_0^\infty \frac{[J_0(\zeta\alpha) - J_0(\zeta)]^2}{\zeta \sqrt{\zeta^2 - \tilde{\epsilon}_a 4\pi^2(\beta)^2}} d\zeta. \quad (3)$$

Линейный множитель, необходимый для вычисления емкости апертуры \tilde{C}_e , будет такой же, как и при электростатическом приближении.

Поведение действительной части S'_e для ряда значений обобщенного параметра $\beta' = \sqrt{\epsilon'}\beta$ представлено на рис. 1. Детальные расчеты показывают, что при $\text{tg}\delta \leq 0,3$ действительное значение S'_e меняется слабо. Для сравнения представлена зависимость $S_s(\alpha)$.

Поведение зависимостей, полученных с помощью электродинамического подхода, соответствует физическим представлениям. Для $\beta < 1$ величина S'_e возрастает с уменьшением α , для $\beta > 1$ прогнозируемый результат можно получить только при $\alpha \rightarrow 1$.

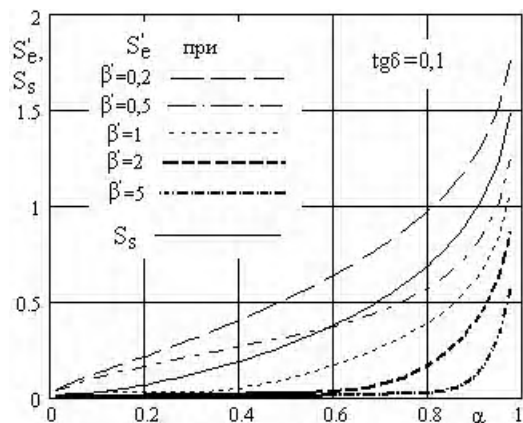


Рис. 1. Сравнение расчетных значений емкости измерительной апертуры

Значительные расхождения между расчетными значениями, полученными с помощью электростатического и волнового подходов, даже при малых β вызваны тем, что электростатический подход не учитывает накопление энергии магнитного поля.

Методы расчета параметров датчика с внутренним расположением образца (см.рис.1) подробно анализировались в [2]. Алгебраизация решения с последующим использованием численного алгоритма для нахождения корней характеристического уравнения позволяет учесть все основные факторы, влияющие на параметры датчика. Исключения составляют влияние элементов ввода-вывода, которые имеют сложную геометрию, и потери в стенках из-за конечной проводимости материала. В этом направлении ведутся активные разработки [4]. Влияние этих и других факторов обычно учитывают при калибровке измерителя.

Модуляция в датчиках с внешним расположением образца

Технически наиболее просто осуществляется модуляция воздушного зазора $\Delta z_3 = z_3 - z_2$ (см.рис.1). В этом случае внешняя граница образца находится в области неоднородного поля, поэтому связь между изменением ширины зазора и изменением емкости апертуры будет нелинейной и в результирующем модуляционном отклике будет содержаться основная модулирующая частота и ее высшие гармоники.

При исследовании двухслойных образцов с толщиной покрытия $\Delta z_n = z_4 - z_3$, которое находится в области неоднородного поля, соотношение между гармониками будет определяться Δz_n и электрическими характеристиками покрытия. Это дает возможность получить дополнительную информацию, использование которой определяется конкретным назначением датчика.

Для численного примера рассмотрим влияние толщины диэлектрического покрытия, имеющего $\epsilon' = 12$ и $\text{tg}\delta_n = 0,1$ на диэлектрическом образце с такой же диэлектрической проницаемостью, но с меньшими потерями – $\text{tg}\delta_o = 0,01$. Размеры сенсора выбраны следующие: $r_1 = 0,45\text{мм}$, $r_2 = 0,75\text{мм}$, $z_1 = z_2 = 1,5\text{мм}$, рабочая частота $f_0 = 1600\text{МГц}$, Δz_n изменялась от 0 до 50мм, расчеты проводились для трех значений зазора: $\Delta z_{31} = 0,01\text{мм}$, $\Delta z_{32} = 0,02\text{мм}$ и $\Delta z_{31} = 0,03\text{мм}$. По полученным значениям определялись амплитуды первой и второй гармоник девиации значений C'_e и C''_e .

Численные расчеты показали, что C''_e изменялась слабо. Во всем диапазоне изменение ее толщины покрытия составило 1,00213, 1,00198 и 1,0185 соответственно для каждого из значений Δz_3 . Это объясняется тем, что при малых $\text{tg}\delta$ сравнительно небольшая часть силовых линий электрического поля замыкается через ток проводимости. Амплитудные коэффициенты первой и второй гармоник девиации действительной части равны $K'_1 = 0,8285 \cdot 10^{-2}$ [пФ/мм] и $K'_2 = 0,5286 \cdot 10^{-3}$ [пФ/мм²]. При расчете для идеально проводящей пластины коэффициенты гармоник увеличились до $K'_1 = 1,6657 \cdot 10^{-2}$ [пФ/мм] и $K'_2 = 1,2097 \cdot 10^{-3}$ [пФ/мм²].

Возрастание обоих коэффициентов обусловлено вытеснением силовых линий электрического поля только в область зазора, а увеличение нелинейности – неоднородностью поля в рабочей области датчика. Совместно со средним значением действительной части емкости датчика C'_e полученные значения K'_1 и K'_2 позволят вычислить ϵ' и скомпенсировать погрешность установки среднего значения Δz_3 и амплитуды модуляции Δz_M , что позволит уменьшить аппаратную погрешность измерения ϵ' .

Влияние потерь иллюстрируют графики, представленные на рис.2.

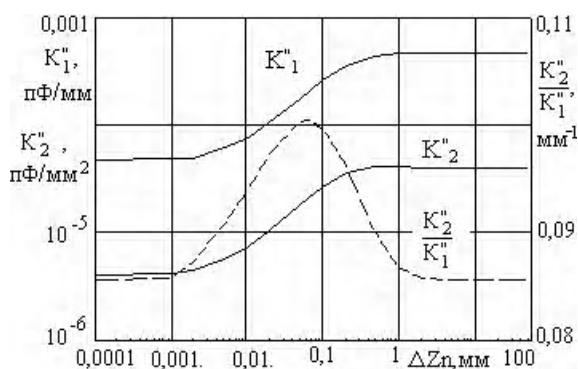


Рис. 2. Модуляционные отклики образца с потерями

Увеличение толщины покрытия и соответственного перераспределения поля датчика в зону с большей проводимостью приводит к возрастанию потерь. Здесь показано поведение модуляционных откликов на первой и второй гармониках мнимой части емкости апертуры.

По величине K''_1 можно определять толщину покрытия. Учитывая K''_1 , можно компенсировать аппаратную погрешность установки Δz_M , а учитывая K''_2 – непостоянство среднего значения Δz_3 .

Нелинейность поля в рабочей области определяет связь между K''_1 и K''_2 (штриховая линия, рис.2), которая также может быть использована как источник информации.

Дальнейший анализ погрешностей показал, что при учете текущих Δz_M и Δz_3 можно на современной элементной базе создать измерительные преобразователи, позволяющие по отношению коэффициентов K''_2/K''_1 при известном $\text{tg}\delta$ образца определять $\text{tg}\delta$ покрытия.

Модуляционные резонансные датчики закрытого типа

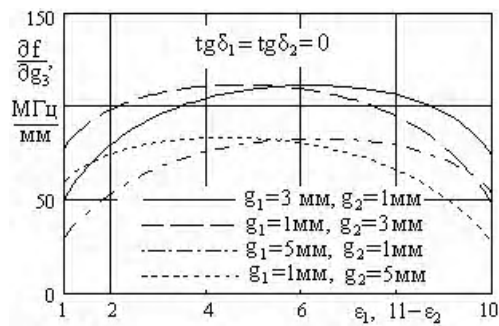
Рассмотрим возможности, которые возникают при модуляции размеров резонаторных камер (см. рис. 1). Дальнейшие расчеты проводились с использованием соотношений [2]. Малые приращения модулируемых параметров вводились программным путем.

Для иллюстрации выберем двухслойные образцы с малыми потерями и умеренными значениями диэлектрической проницаемости и резонатор, аналогичный тому, анализ которого представлен в [2]. Резонатор имеет следующие размеры: длина коаксиальной части $g_0 = 50\text{мм}$; радиус центрального стержня $a = 15\text{мм}$; радиус резонатора $b = 30\text{мм}$.

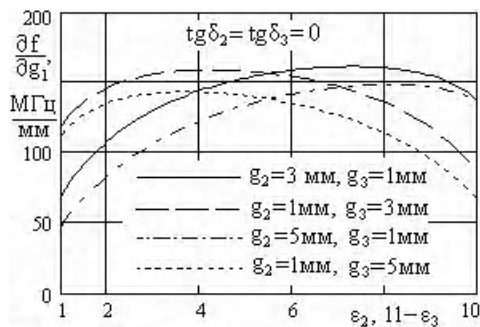
В качестве модулируемого параметра выберем осевой размер цилиндрической камеры, куда помещается измеряемый образец, радиус камеры также равен b . Модуляцию можно осуществить с помощью мембранных акустических преобразователей, расположенных на нижней стенке цилиндрической части или на торце центрального стержня. Чтобы вибрация не передавалась образцу, будем считать, что между акустическим преобразователем и образцом необходим нижний или верхний воздушный промежуток. Поэтому в электродинамической задаче рассматриваются три слоя, имеющие толщину g_1 , g_2 и g_3 соответственно. Два из них являются слоями образца, а один – воздушный промежуток.

В дальнейших расчетах будем считать, что воздушные промежутки одинаковые и соответственно равны $g_3 = 1\text{мм}$ для первого случая и $g_1 = 1\text{мм}$ – для второго.

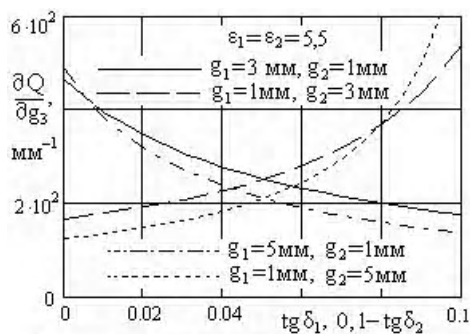
На рис.3 показаны зависимости модуляционных откликов резонансной частоты $\partial f / \partial g_3$ и $\partial f / \partial g_1$ в [МГц/мм] и добротности $\partial Q / \partial g_3$ в [мм⁻¹].



а



б



в

Рис.3. Модуляционные отклики измерительного резонатора

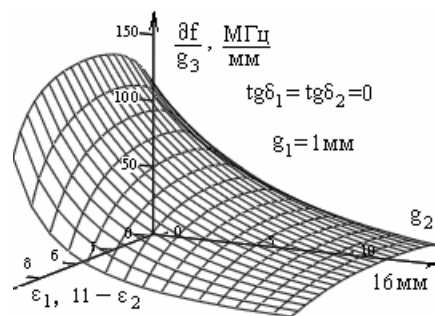
Поскольку зависимости выходных параметров резонатора при исследовании однородного диэлектрика неоднократно описывались в литературе, в том числе и в [2], здесь представлены только зависимости, полученные при изменении соотношения между параметрами материалов каждого из слоев образца. Связь параметров выбрана следующая: $\epsilon_2 = 11 - \epsilon_1$ и $\text{tg} \delta_2 = 0,1 - \text{tg} \delta_1$ при модуляции нижнего промежутка g_3 и $\epsilon_3 = 11 - \epsilon_2$ и $\text{tg} \delta_3 = 0,1 - \text{tg} \delta_2$ при модуляции g_1 .

Зависимости $\frac{\partial f}{\partial g_3}$ и $\frac{\partial f}{\partial g_1}$ имеют похожее поведение. Но в первом случае зависимость слабее, так как модулируется область с меньшей плотностью поля. Аналогичные факторы действуют и при формировании модуляционного отклика добротности, поэтому $\frac{\partial Q}{\partial g_3}$ здесь не показана.

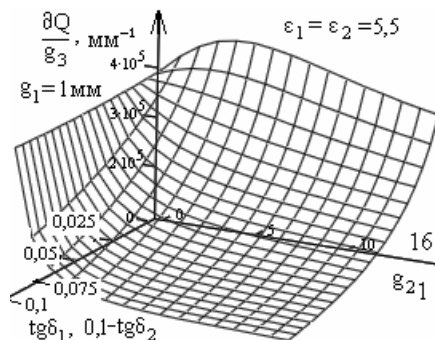
Диэлектрик с потерями оказывает воздействие на резонансную частоту и на добротность резонатора. При малых потерях ($\text{tg} \delta < 1$) воздействие на частоту имеет второй порядок малости, добротность в первом

приближении изменяется линейно. Для выбранного резонатора, у которого имеется воздушный зазор $g_3 = 1 \text{ мм}$ и в который помещается двухслойный диэлектрик с $\epsilon'_1 = \epsilon'_2 = 5,5$, резонансная частота при совместном изменении $\text{tg} \delta_1$ и $\text{tg} \delta_2$ по закону $\text{tg} \delta_2 = 0,1 - \text{tg} \delta_1$ изменяется менее, чем на 0,1%.

Чтобы представить, как процесс перераспределения поля с нижней стенки резонатора на боковую поверхность при значительном увеличении размеров цилиндрической части влияет на величину модуляционных откликов, на рис.4 показаны зависимости модуляционных откликов $\frac{\partial f}{\partial g_3}$ и $\frac{\partial Q}{\partial g_3}$.



а



б

Рис. 4. Зависимость модуляционных откликов при изменении толщины образца

Дальнейшие расчеты показали, что при расположении модулятора на торце центрального стержня такие зависимости выражены значительно слабее, что соответствует физическим представлениям.

Для дальнейшей иллюстрации влияния конструкции резонатора и соответственно распределения поля в рабочей области на величину модуляционных откликов на рис. 5 показаны зависимости $\frac{\partial f}{\partial g_3}$ и $\frac{\partial f}{\partial g_1}$ от радиуса центрального проводника. Расчет проведен для образцов, имеющих одинаковую толщину обоих слоев.

В отличие от графика, представленного на рис.5,а, функция на рис.5,б имеет монотонную зависимость, что обусловлено иным взаимным расположением модулируемого распределения поля и образца.

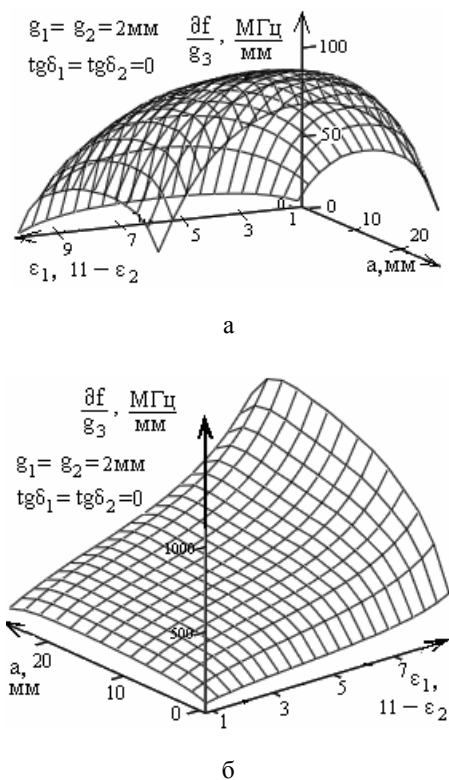


Рис. 5. Зависимости модуляционных откликов при изменении радиуса центрального проводника

В целом поведение представленных зависимостей соответствует физическим представлениям, основанным на анализе распределения поля в данном типе объемных резонаторов.

Подробное описание поведения всех представленных выше зависимостей будет весьма громоздким. Не менее громоздким будет рассмотрение поведения высших гармоник модуляционного отклика для закрытого резонатора.

Поскольку в данной работе не ставится задача проектирования конкретного датчика или оптимизации конструкций под определенный вид измерений, то можно ограничиться представленными зависимостями.

Выводы

Показано, что использование электростатического приближения не позволяет получить необходимую точность при расчете характеристики преобразования. Этим требованиям удовлетворяет электродинамическое приближение.

Применение модуляции позволит увеличить объем получаемой информации, что необходимо для проведения косвенных измерений. Варьируя взаимное расположение пространственного распределения электрического поля, его переменную составляющую, появившуюся благодаря введению модуляции, и положение границ исследуемого объекта, можно в широких пределах изменять свойства датчика, увеличивая объем получаемой информации. Изучение закономерностей поведения модуляционных откликов, способов осуществления модуляции позволит оптимизировать параметры датчиков и трактов обработки первичных сигналов.

Результаты данной работы показывают перспективность использования модуляции как направления для дальнейшего развития СВЧ диагностики.

Литература: 1. Гордиенко Ю.Е., Панченко А.Ю., Фар Р.С. Приближение заданного поля в задачах определения характеристик резонаторных СВЧ-датчиков апертурного типа // Радиотехника. 1998. №107, С. 93-103. 2. Гордиенко Ю.Е., Панченко А.Ю., Рябухин А.А. Теоретический анализ резонаторного СВЧ измерительного преобразователя тороидального типа // Радиотехника. 2000. Вып. 113. С. 174-179. 3. Данилов Г.Н., Детинко М.В., Медведев Ю.В., Свирыкина А.Д. СВЧ резонаторный метод измерения удельного сопротивления и толщины эпитаксиальных пленок // Электрон. техника. Сер. Электрон. СВЧ. 1982. Вып. 6(342). С. 16-19. 4. Пенкин Ю.М. Возбуждение продольными токами цилиндрических областей с импедансными торцевыми границам // Радиотехника. 2000. Вып. 113. С. 70-74.

Поступила в редколлегию 08.11.2005

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Чумаков В.И.

Панченко Александр Юрьевич, канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры микроэлектроники, электронных приборов и устройств ХНУРЭ. Научные интересы: радиофизика, микроэлектроника, неразрушающий контроль сред, материалов и изделий. Адрес: Украина, 61736, Харьков, пр. Ленина, 14, тел.: (057) 7021-362.