

Ю. Е. ГОРДИЕНКО, д-р физ.-мат. наук, А. В. ПАШКОВ, А. А. РЯБУХИН,
Н. И. СЛИПЧЕНКО, канд. техн. наук

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЧ РЕЗОНАТОРНЫХ СЕНСОРОВ ДЛЯ ГИГРОМЕТРИИ ГАЗОВ

При разработке СВЧ резонаторных сенсоров для гигрометрии газов с использованием конденсирующих или влагосорбирующих диэлектрических материалов [1-3] изначально важным этапом является формирование их электродинамических моделей. Как правило, степень строгости таких моделей входит в противоречие с их применимостью для решения многокритериальных оптимизационных задач. Поэтому целесообразно располагать как строгими моделями для формирования концептуальных и принципиальных представлений, так и приближенными для решения задач оптимизации конкретных конструктивов сенсоров.

Нам представляется, что для оценки перспективных направлений разработки таких сенсоров в первую очередь следует проанализировать систему на основе четвертьволнового коаксиального резонатора, на открытом конце которого располагается слоистая диэлектрическая структура со свойствами обратимой сорбции влаги из окружающей среды.

На рис. 1, а, б схематически представлено два варианта таких сенсоров: (а) без экранирования и (б) с экранированием излучения электромагнитных колебаний резонатора. Эти варианты отображают реальные конструкции с учетом возможного зазора h_1 между плоскостью открытого торца резонатора и сорбирующей структурой и прогрева ее со стороны экрана для удаления сорбированной влаги в предыдущем измерении. В варианте (а) такой прогрев может быть осуществлен со стороны резонатора. Сама диэлектрическая структура здесь на первых порах представлена диэлектрическим слоем толщиной h_2 с некоторыми эффективными параметрами ε_2 и $\text{tg}\delta_2$, зависящими от ее влагосодержания. Более подробная детализация этой структуры потребуется непосредственно при постановке оптимизационных задач.

Электродинамическое моделирование такого сенсора в первую очередь необходимо для выяснения требований к соотношению толщины структуры h_2 с размерами зазоров h_1 и h_3 ; внутреннего и внешнего радиусов коаксиала R_1 и R_2 .

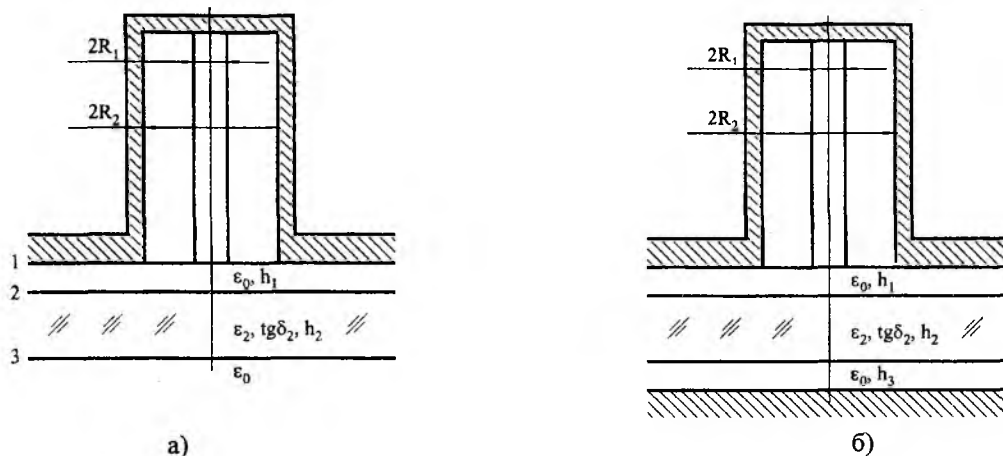


Рис. 1

Строгую модель можно сформулировать по аналитическому алгоритму, разработанному в [4]. В его основу положено интегральное представление полей с помощью функций Грина уравнений Максвелла во всех координатных частях системы, включая сорбирующую среду, и удовлетворение граничным условиям для полей на границах этих областей. Решение возникающих при этом интегральных уравнений 1-го рода может быть осуществлено с использованием метода полуобращения интегрального оператора. В результате формируется

бесконечная система линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) 2-го рода, условие нетривиального решения которой фактически является характеристическим уравнением, позволяющим устанавливать зависимости резонансной частоты и добротности сенсора от влагосодержания сорбирующей среды и всех параметров его конструкции. Коэффициенты этой СЛАУ позволяют также определять структуру электромагнитных полей в любой части сенсора.

Результирующая СЛАУ для рассмотренной электродинамической системы имеет следующий вид

$$\begin{cases} \sum_{n=0}^{\infty} d_{0n} \cdot \varphi_n - d \cdot \varphi_0 = 0, \\ \sum_{n=0}^{\infty} d_{mn} \cdot \varphi_n + \frac{\varphi_m}{m} = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где d и d_{mn} – элементы определителя СЛАУ,

$$d = \ln \frac{R_2 - R_1}{4}; \quad d_{mn} = \int_{-1}^1 \frac{\hat{T}_m(t)}{\sqrt{1-t^2}} \int_{-1}^1 \frac{\hat{T}_n(t')}{\sqrt{1-t'^2}} \tilde{K}(t, t') dt' dt; \quad (2)$$

$\hat{T}_m(t)$ – полином Чебышева первого рода;

$$\tilde{K}(t, t') = \frac{1}{1 + \tilde{\epsilon}_2} [\tilde{G}^I(t, t') + \tilde{\epsilon}_2 \cdot \tilde{G}^{II}(t, t')];$$

$\tilde{G}^I(t, t')$ и $\tilde{G}^{II}(t, t')$ – функции Грина уравнений Максвелла для коаксиальной области и объема, содержащего сорбирующую среду, соответственно.

На рис. 2 представлены полученные по этому алгоритму характерные зависимости изменения добротности и резонансной частоты указанных выше резонаторных сенсоров для следующих параметров сенсоров: добротность сенсора с сухой средой $Q_0 = 10^3$; резонансная длина волны $\lambda_0 = 30$ мм; $R_2/\lambda_0 = 0.167$; $h_1/\lambda_0 = 10^{-3}$. (рис. 2, а, б – сенсор без экрана; рис. 2, в, г – сенсор с экраном).

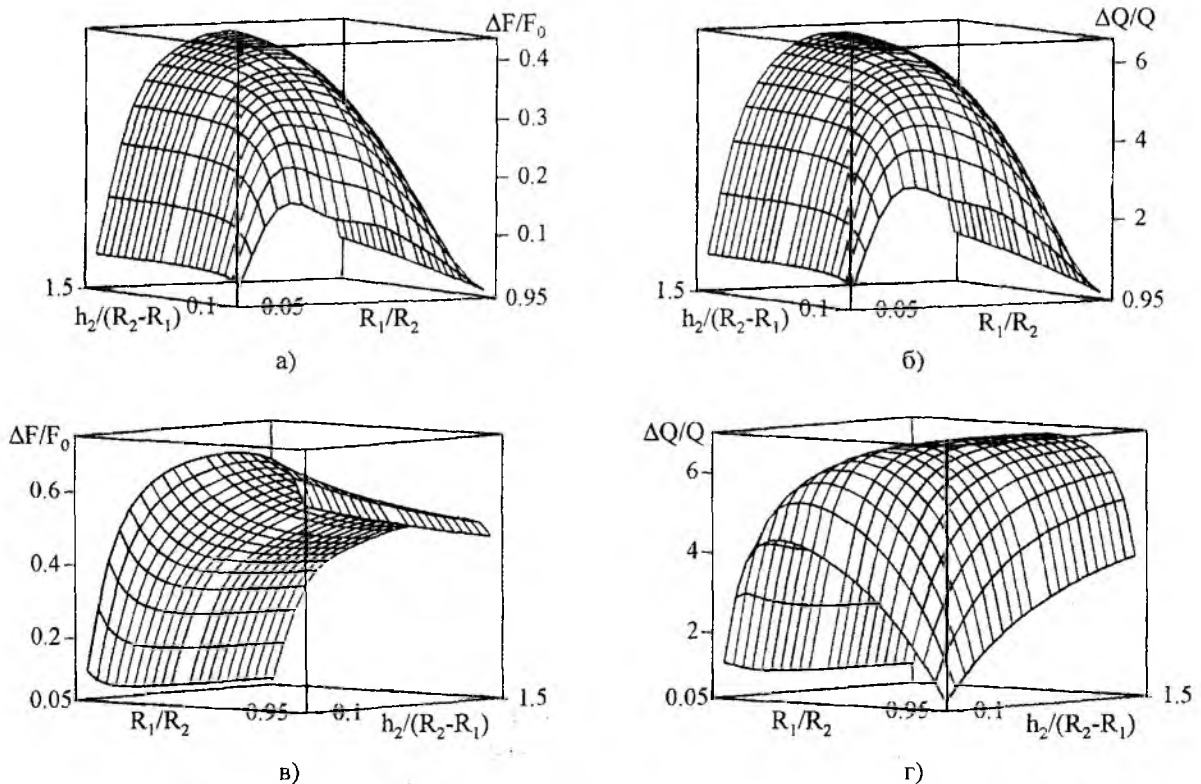


Рис. 2

Для вычисления комплексной резонансной частоты с погрешностью не более 0.1% необходимо использовать размерность определителя $N = 8..10$. При этом время одного вычисления на ПК с процессором AMD Athlon-1000 составляет 10-15 с. Подготовка аналитической части решения при модификации структуры сорбирующей области занимает 1,5-2 часа рабочего времени.

Характер представленных зависимостей не является физически очевидным. В частности, если уменьшение чувствительности сенсора при $R_1/R_2 \rightarrow 1$ объяснимо уменьшением глубины провисания поля резонатора в сорбирующую среду, то физические причины ее снижения при $R_1/R_2 \rightarrow 0$ необходимо устанавливать отдельно. Возможно, что это связано с уменьшением вклада вносимой этой средой емкости в значение возмущения электромагнитного поля резонатора.

Для рассматриваемой геометрии сенсоров можно предложить более простую, но менее строгую электродинамическую модель, базирующуюся на так называемом алгоритме приближения заданного поля. Суть его заключается в представлении электромагнитного поля во внешней области, содержащей сорбирующий элемент, через заданное поле источников по радиусу на открытом торце резонатора и функцию Грина для указанной области. Электромагнитное поле во внутреннем объеме резонатора считается соответствующим ТЕМ моде.

Из условий непрерывности тангенциальных составляющих магнитного поля на открытом торце в этом случае вытекает следующее характеристическое уравнение

$$\int_0^{\infty} \frac{(J_0(\kappa R_1) - J_0(\kappa R_2))^2}{\kappa \ln(R_2/R_1) \gamma_0} \left[\text{cth}(\gamma_0 h_1) - \text{csc} h(\gamma_0 h_1) P_2 \right] d\kappa + \frac{\text{cth}(\gamma_{\text{coax}} H)}{\gamma_{\text{coax}}} = 0, \quad (3)$$

где $\gamma_0 = \sqrt{\kappa^2 - k_0^2}$ – постоянная распространения;

k_0 – постоянная распространения в свободном пространстве;

P_2 – коэффициент, связывающий распределение радиальных составляющих электрического поля на границе раздела 1 и 2 слоев;

H – длина коаксиальной части сенсора;

γ_{coax} – постоянная распространения в коаксиальной области.

В таком варианте модели можно представить более доступные для анализа, чем в случае строгой модели выражения электрических компонент поля для слоистой внешней области. В частности для сенсора со структурой, показанной на рис. 1,а это выражение имеет вид (верхний индекс в обозначении $E_r^i(r)$ соответствует номеру сечения на рис. 1, а)

$$E_r^1(r) = E_0/r,$$

$$E_r^2(r) = E_r^1(r) \frac{\frac{1}{\gamma_0} \text{csc} h(\gamma_0 h_1)}{\frac{1}{\gamma_0} \text{cth}(\gamma_0 h_1) + \frac{\tilde{\epsilon}_2}{\gamma_2} \left[\text{cth}(\gamma_2 h_2) - \text{csc} h^2(\gamma_2 h_2) \frac{E_r^3(r)}{E_r^2(r)} \right]},$$

$$E_r^3(r) = E_r^2(r) \frac{\frac{\tilde{\epsilon}_2}{\gamma_2} \text{csc} h(\gamma_2 h_2)}{\frac{\tilde{\epsilon}_2}{\gamma_2} \text{cth}(\gamma_2 h_2) + \frac{1}{\gamma_0}}, \quad (4)$$

где $\gamma_2 = \sqrt{\kappa^2 - \tilde{\epsilon}_2 k_0^2}$ – постоянная распространения в области сорбирующего элемента.

Выражения (4) позволяют исследовать структуру «провисания» поля резонатора во внешний объем.

Однако прежде всего следует оценить применимость характеристического уравнения (3) для моделирования рассматриваемых сенсоров. Для этого сравним результаты численных исследований по строгой и приближенной моделям. Из физических соображений наиболее целесообразно исследовать зависимости параметров сенсора от h_1 при различных R_1/R_2 и $\text{tg}\delta_2$. На рис. 3. показаны зависимости изменения добротности и резонансной частоты коаксиальных СВЧ резонаторных сенсоров от величины зазора (сплошные линии – приближение заданного поля; пунктирные – строгая модель).

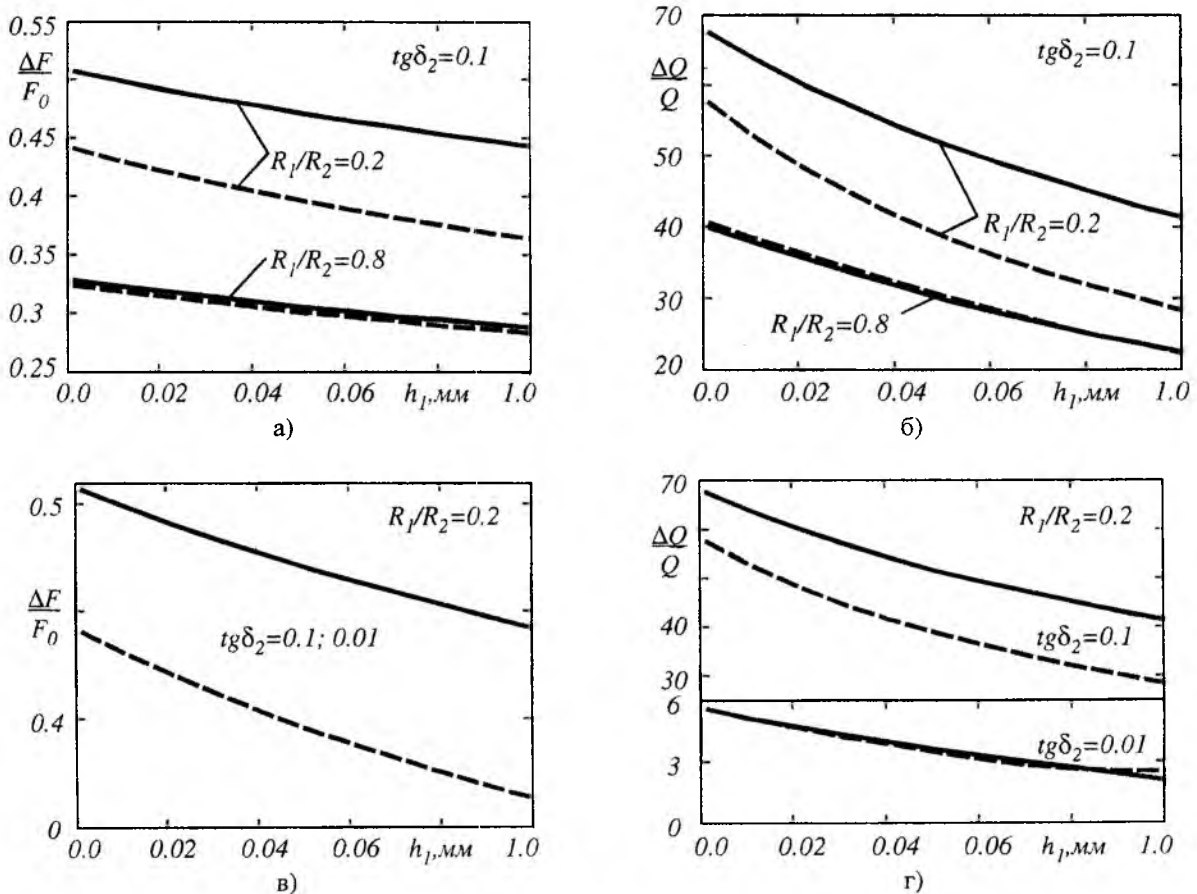


Рис. 3

Анализ представленных и других данных позволяет заключить, что на систематическую погрешность рассматриваемой приближенной модели в первую очередь влияет раскрыв апертуры сенсора (R_1/R_2) и отражающие свойства объекта (ϵ_2 и $\text{tg}\delta_2 > 5 \cdot 10^{-2}$). Учитывая монотонность зависимости указанной погрешности в широком интервале изменения всех параметров электродинамической системы, можно предложить следующий вариант проектирования таких сенсоров. Исследование качественных особенностей сенсоров и оптимальное их проектирование целесообразно осуществлять, используя модель с приближением заданного поля. Рабочие градуировочные характеристики и оценку вклада мешающих факторов необходимо устанавливать, пользуясь строгой моделью.

Список литературы: 1. Беляниц А.Ч., Бычинов Е.В. Резонаторный сверхвысокочастотный влагомассомер // ПТЭ. 1992. №1. С. 240. 2. Потапов А.А., Кукин Е.А. Микроволновый гигрометр // Измерительная техника. 1986. № 3. С. 36 – 37. 3. Лебедев И.В., Мецнер Е.П., Потапов А.А. Высокочастотный СВЧ гигрометр // Измерительная техника. 1985. № 7. С. 56 – 58. 4. Гордиенко Ю.Е., Рябухин А.А. Вычисление комплексных резонансных частот СВЧ резонаторных датчиков апертурного типа // Радиоэлектроника и информатика. 2001. №2. С. 4 – 7.