

## ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ КОНСТРУКЦИИ НА ИНФОРМАЦИОННУЮ СПОСОБНОСТЬ РЕЗОНАТОРНЫХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ

Повышение информационной способности резонаторных измерительных преобразователей требует оптимизации их характеристик. Параметры резонаторных преобразователей определяются их геометрическими размерами, материалом и способом соединения деталей. Материал и способ соединения определяют собственную добротность и, как следствие, возможность определения потерь в исследуемом образце. На практике весьма важен случай малых потерь, при котором действительная часть диэлектрической проницаемости образца определяется по изменению резонансной частоты преобразователя, так как потери в этом случае вносят добавку второго порядка малости. Резонансная частота определяется геометрическими размерами резонатора и вставки из исследуемого материала. При разработках преобразователей уделялось внимание оптимизации их размеров [1,2], но, несмотря на простоту устройства, его оптимизация представляет собой достаточно сложную задачу. Определение диэлектрических параметров материала вставки производится на основании решения обратной электродинамической задачи. Оптимизация размеров с использованием методов нелинейного программирования, несмотря на видимое отсутствие принципиальных препятствий [3], приводит к вычислительной процедуре, которая требует значительных затрат машинного времени, выходящих за рамки практических возможностей. Поэтому в данном случае необходимо общую задачу оптимизации разделить на ряд отдельных этапов и переходы между ними осуществлять с учетом физических процессов в устройстве.

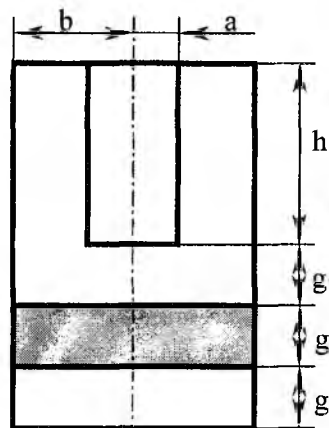


Рис. 1

Наиболее часто применяются апертурные преобразователи, обладающие рядом эксплуатационных достоинств [4]. Но пути оптимизации рассмотрим на примере коаксиально-емкостного преобразователя, возбуждаемого на квази-ТЕМ типе колебаний. Закрытый резонатор требует специальной подготовки образца, но его математическая модель разработана лучше, а ряд аналогий, которые можно провести между обоими типами преобразователей, придает практическую ценность данному анализу. Ограничим рассмотрение только анализом частотных свойств, так как диапазон рабочих частот резонатора является тем критическим параметром, который определяет состав и конструкцию последующих цепей. Схема коаксиально-емкостного резонатора представлена на рис. 1. Исследуемый образец изготавливается в виде вставки, заполняющей полностью или частично цилиндрическую часть, в которой сосредоточено электрическое поле.

Нужно отметить, что у более простого цилиндрического резонатора, полностью заполненного исследуемым материалом, зависимость изменения резонансной частоты от  $\epsilon'$  материала сильнее. Но при этом не всегда имеется возможность реализовать это преимущество вследствие ограниченного частотного диапазона генераторных и измерительных цепей. Выбор тороидальной конструкции преобразователя зачастую является вынужденной мерой для обеспечения возможности измерения  $\epsilon'$  в заданном диапазоне. Наличие коаксиальной части в целом уменьшает изменение резонансной частоты, но на некоторых участках, в которых происходит эффективное перераспределение энергии электромагнитного поля между отдельными областями резонатора, чувствительность может быть достаточно высокой.

Расчет резонансной частоты резонатора при помещении в него диэлектрических вставок проводился с помощью метода частичных областей с представлением поля в каждой при помощи функций Грина [5]. Первая область — коаксиальная часть. Длина этой области равна  $h$ , внутренний радиус —  $a$ , внешний —  $b$ . Цилиндрическая часть имеет радиус, также равный  $b$ , а вся ее длина разделена на три области: первая — между торцом центрального проводника коаксиала и границей диэлектрика, ее длина равна  $g_1$ , вторая — сам диэлектрик, его длина —  $g_2$ , третья область — часть цилиндра за диэлектриком, ее длина равна  $g_3$ . Такое деление внутреннего объема резонатора соответствует делению, принятому в [6], и позволяет провести расчет с минимальными временными затратами.

Для квази-ТЕМ типа колебаний напряженность магнитного поля имеет только азимутальную составляющую, а напряженность электрического – радиальную и осевую. Поэтому наиболее простой вид волновые уравнения имеют для магнитной составляющей, тогда источниками магнитных полей в каждой из областей являются радиальные компоненты электрического поля на границах. Расчеты проводились с использованием математического пакета Mathcad-2000.

Вначале необходимо провести оценку работы преобразователя, у которого вставка из исследуемого материала занимает всю цилиндрическую область ( $g_1 = g_3 = 0$ ). В этом случае чувствительность преобразователя определяется отношениями  $g_2/h$ ,  $b/h$  и  $a/h$ . В качестве масштабной единицы здесь взята длина коаксиальной части, так как эта область остается неизменной в процессе измерений. Вместо  $a/h$  в некоторых случаях удобнее использовать отношение  $a/b$ . В качестве результирующего параметра наиболее удобно использовать величину, которая пропорциональна частоте резонатора. Если все предыдущие параметры нормированы к  $h$ , то тогда в качестве выходного можно использовать отношение  $h/\lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны резонансной частоты в свободном пространстве.

На рис. 2 представлена функциональная зависимость частоты в относительных единицах для резонатора без образца, у которого  $b/h = 0,2$ . Аналогичная зависимость для резонатора с  $b/h = 0,4$  представлена на рис.3.

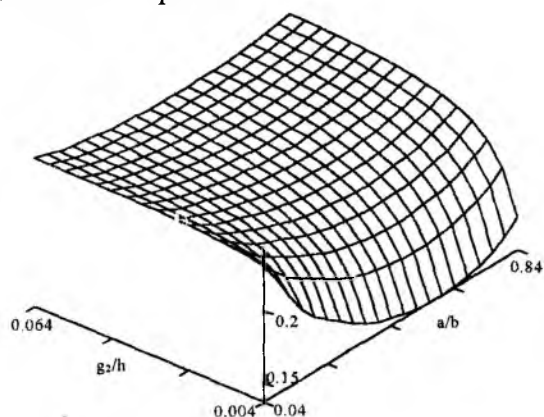


Рис. 2

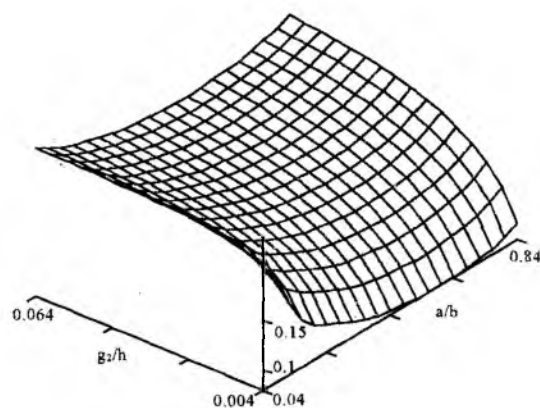


Рис. 3

Спадающий участок при  $g_2/h \rightarrow 0$  обусловлен перераспределением силовых линий электрического поля с боковой поверхности центрального проводника коаксиальной части на его торцевую поверхность. Пока электрическое и магнитное поля сосредоточены в коаксиальной части, а цилиндрическая часть является участком запердельного волновода ( $g_2/h$  велико), уменьшение диаметра центрального проводника вызывает увеличение погонной индуктивности и уменьшение погонной емкости коаксиала, которые в значительной мере компенсируют друг друга. При малых  $g_2/h$  и  $a/b \approx 0,5$  происходит существенное уменьшение частоты, так как эффективно работающая площадь эквивалентной сосредоточенной емкости включает в себя дно и нижнюю часть боковых стенок цилиндрической части, и компенсирующее действие ослабляется. Для больших  $g_2/h$  при увеличении  $b/h$  действие компенсации ослабляется, что обеспечивает более резко выраженный минимум.

Для  $g_1 = g_3 = 0$  выбор отношения  $a/b$  больше или меньше 0,5 определяет чувствительность преобразователя. Для  $g_2/h \rightarrow 0$  зависимости асимптотически стремятся к параболе аналогично изменению резонансной частоты контура с сосредоточенными параметрами

Отношение  $b/h$  определяет относительную критическую частоту для цилиндрического волновода, что приводит к перераспределению энергии поля между коаксиальной и цилиндрической частью резонатора и, соответственно, к изменению чувствительности преобразователя. Изменение относительной частоты для  $a/b = 0,5$  при отсутствии вставки (рис.4) показывает, что уменьшение отношения  $b/h$  приводит к уменьшению  $g_2/h$ , при котором ослабляется изменение резонансной час-

тоты. Это обусловлено уменьшением критической длины волны цилиндрического волновода. Расчет для образца с  $\epsilon' = 4$  (рис. 5) показал, что в области больших  $g_2/h$  изменение частоты определяется, во-первых, увеличением эквивалентной емкости, во-вторых, уменьшением критической частоты запредельного волновода при внесении в него измеряемого образца. На практике этот механизм представляет наибольший интерес, так как позволяет повысить чувствительность преобразователя в случае, если диапазон изменения диэлектрической проницаемости измеряемых образцов невелик. Для малых  $g_2/h$  влияние этого размера уменьшается пропорционально росту  $\epsilon'$ . Нужно также отметить, что, выбрав  $g_2/h$  достаточно большим (для  $\epsilon'_2 = 4$  это соответствует  $g_2/h > 0,05$ ), можно существенно уменьшить погрешность, которая обусловлена изменением толщины образца. На рис.4 и 5 также  $g_1 = g_2 = 0$ , а  $a/b = 0,5$ .

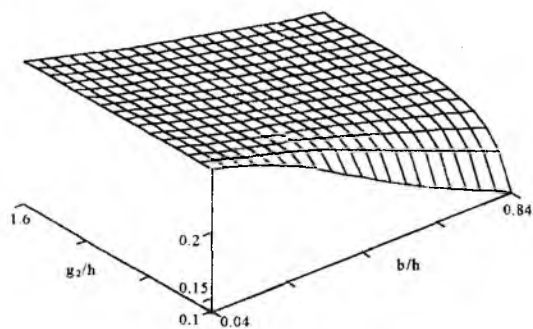


Рис. 4

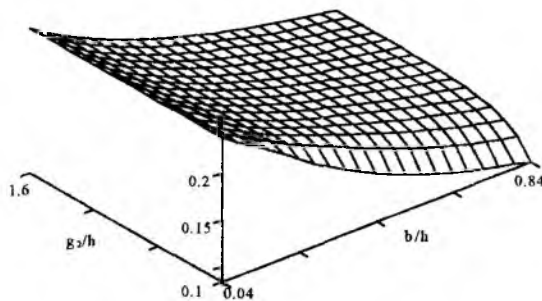


Рис. 5

Зазор между торцом центрального проводника и измеряемым образцом приводит к уменьшению чувствительности преобразователя. Поэтому необходимо определить его максимальное значение, при котором потеря чувствительности будет допустима. На рис.6,7 представлены зависимости относительной частоты от ширины зазора при изменении диаметра преобразователя для  $a/b = 0,5$ ,  $\epsilon'_2 = 4$  и толщины образца  $g_2/h = 1$  (рис.6),  $g_2/h = 0,01$  (рис.7). Здесь  $g_3 = 0$ . Как и на предыдущих графиках при малых  $b/h$  частота остается почти постоянной. Существует некоторое минимальное значение  $b/h$ , при котором резонансная частота существенно зависит от изменения зазора. Наиболее сильно изменение частоты происходит в случае тонкого диэлектрика.

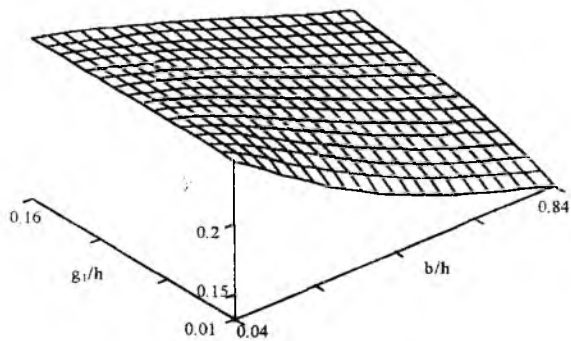


Рис. 6

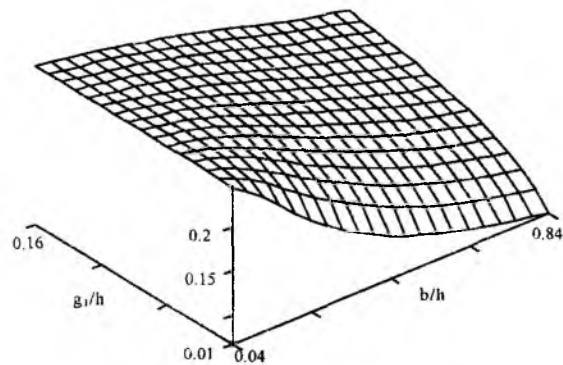


Рис. 7

Аналогичный вид имеет поведение частоты от  $g_3/h$  для тонких образцов при  $g_1/h = 0$  (рис.8 –  $g_2/h = 0,05$ , рис.9 –  $g_2/h = 0,01$ , и также  $a/b = 0,5$  и  $\epsilon'_2 = 4$ ). Только в этом случае влияние  $g_3/h$  определяется толщиной и диэлектрической проницаемостью образца.

Представленные графики показывают основные механизмы, определяющие чувствительность резонаторного преобразователя тороидального типа. Действие этих механизмов проиллюстрируем на примере преобразователя, у которого исследуемый диэлектрик заполняет всю цилиндрическую часть, а отношение  $a/b = 0,5$ .

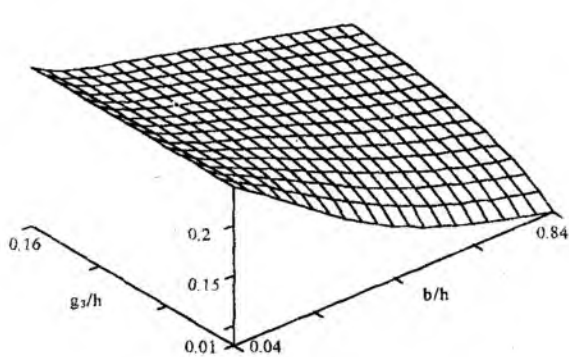


Рис. 8

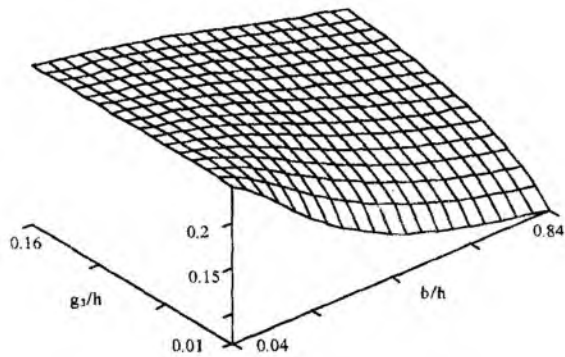


Рис. 9

На рис. 10 показано изменение относительной частоты в зависимости от  $\epsilon'_2$  и  $b/h$  при  $g_2/h = 1$ , то есть для очень длинного образца. В этом случае уменьшение  $b/h$  позволяет расширять диапазон измерения  $\epsilon'_2$ . На рис. 11 показаны аналогичные зависимости для тонкого диэлектрика  $g_2/h = 0,02$ . Здесь так же отмечается усиление зависимости  $h/\lambda$  от диэлектрической проницаемости.

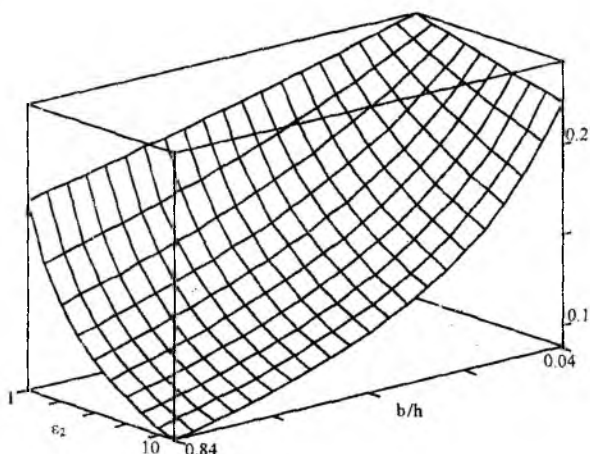


Рис. 10

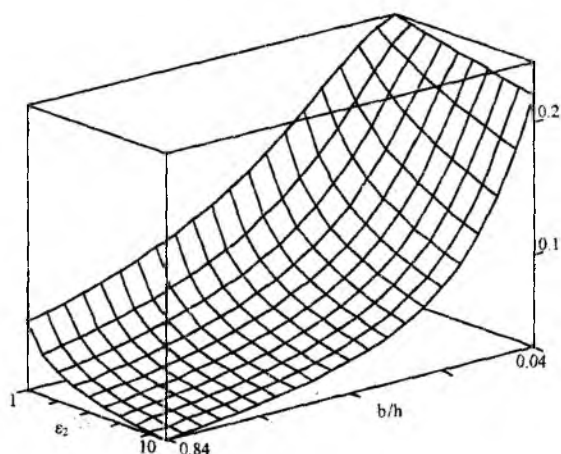


Рис. 11

Проделанный анализ показал, что задача оптимизации резонаторных измерительных преобразователей достаточно сложная и многофакторная. Поэтому получить универсальное решение в виде аналитической записи или численного алгоритма весьма проблематично. Приведенные рекомендации позволяют выбрать геометрию тороидального резонатора для обеспечения требований конкретной конструкции. Варьируя отношения  $a/b$ ,  $b/h$ , толщину диэлектрика и размеры зазоров, можно изменять чувствительность преобразователя в заданном диапазоне измерений.

Для решения задачи оптимизации конкретного преобразователя можно использовать универсальные математические пакеты, однако в этом случае принятие решения даже на промежуточных этапах будет зависеть от квалификации разработчика. Для применения более совершенных алгоритмов, позволяющих увеличить степень автоматизации в процессе принятия решения, необходимо использовать универсальные алгоритмические языки.

**Список литературы:** 1. Ю.Е. Гордиенко. Резонансные измерительные преобразователи в диагностике микрослоистых структур // Радиотехника. 1996. Вып. 100. С. 253-266. 2. Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий / Под ред. В.В. Клюева. М.: 1986. Т. 1, 2. 485 с. 3. Численные методы условной оптимизации / Под ред. Ф. Гилла и У. Мюррея. Пер. с англ. М.: Мир, 1977. 290 с. 4. А.Ю. Панченко, Ю.Е. Гордиенко, Р.С. Фар. Приближение заданного поля в задачах определения характеристик резонаторных СВЧ- датчиков апертурного типа // Радиотехника. 1998. Вып. 107. С. 93-103. 5. Б.А. Панченко. Тензорные функции Грина уравнений Максвелла для цилиндрических областей // Радиотехника. 1970. Вып. 15. С. 82-91. 6. Ю.Е. Гордиенко, А.Ю. Панченко, А.А. Рябухин. Теоретический анализ резонаторного СВЧ измерительного преобразователя тороидального типа // Радиотехника. 2000. Вып. 113. С. 174-179.