

АНАЛИЗ СВОЙСТВ КОАКСИАЛЬНОГО СВЧ СЕНСОРА. ОСОБЕННОСТИ ИССЛЕДОВАНИЙ ДВУХСЛОЙНЫХ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Введение

Биологические объекты являются одними из наиболее сложных составляющих окружающего нас мира. Процесс получения информации о них должен учитывать множество факторов. К ним относятся необходимость получения большого объема данных, неинвазивность исследований *in vivo* в реальном масштабе времени и прочее. Это предъявляет к средствам диагностики биообъектов множество требований. В частности, сложная пространственная структура объектов требует, чтобы средства измерений обладали высокой разрешающей способностью. Этому и ряду других требований отвечают сенсоры СВЧ диапазона [1]. К ним относятся и ближнеполевые сенсоры в виде открытой коаксиальной апертуры (ОКС) [2, 3].

Цель работы - оценка пространственной разрешающей способности ОКС в направлении оси. Задачи работы - на основании решения интегрального уравнения для распределения источников поля в плоскости апертуры представить поведение компонент электромагнитного поля (ЭМП) в рабочей зоне ОКС. После этого провести анализ передаточной характеристики сенсора при изменении осевого размера двухслойного образца.

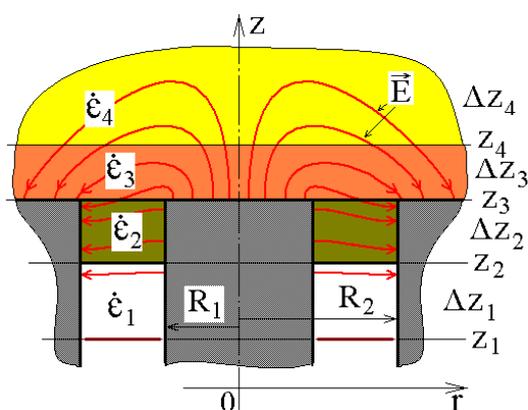


Рис. 1. Геометрическая схема рабочей области коаксиального сенсора

Описание условий решения задач

Аналитическое решение задачи определения компонент ЭМП в пространстве, как правило, можно получить только в случаях, когда границы областей совпадают с координатными плоскостями [4]. Структура ОКС соответствует этому требованию. Геометрическая схема рабочей области ОКС совместно с двухслойным исследуемым образцом представлена на рис. 1.

На схеме участок Δz_1 – подводящая линия, Δz_2 – защитная вставка, отделяющая основной объем резонатора от образца, Δz_3 , Δz_4 – двухслойный образец. Данная геомет-

рическая форма в наибольшей степени соответствует технологическим возможностям изготовления сенсора и указанным выше условиям неинвазивности исследований [5]. При использовании такого сенсора к форме образца предъявляются минимальные требования.

Для данного сенсора наиболее сложно создать математическое описание источников ЭМП. В реальных конструкциях элементы связи по СВЧ полю представляют собой отверстия, петли, штыри. Их описание приводит к увеличению размерности задачи, что в ряде случаев исключает решение даже при использовании современных компьютеров. Поэтому в данной работе эти вопросы не рассматриваются. Ниже будет дано обоснование этому факту, а также тому, что вопрос выбора источника поля непосредственно связан с вопросом связи изменений параметров ЭМП с информационными сигналами на выходе СВЧ части измерителя.

Достоинством коаксиальной апертуры является широкий частотный диапазон ее работы [6]. Свойства ОКС монотонно изменяются, если длина волны в первом слое образца λ_3 удовлетворяет условию

$$\lambda_3 / 4 > R_2. \quad (1)$$

Это условие обеспечивает преимущество данного вида сенсоров перед другими [7]. Поскольку при косвенных измерениях необходимо обеспечить максимальный объем первичной информации, то широкий диапазон ОКС позволяет проследить частотный ход комплексной диэлектрической проницаемости образца $\epsilon_{3,4}(f)$. Ограничение относится к высшей частоте диапазона.

Для выделения такого объема информации необходим чувствительный вторичный преобразователь. Для этого наилучшим образом подходит четвертьволновой измерительный резонатор [8]. Механическое изменение длины индуктивной части резонатора и электронное изменение продольной моды поля в резонаторе позволяют обеспечить многократное изменение рабочей частоты. При этом сохраняется высокая чувствительность всей измерительной системы к сдвигам резонансной частоты при внесении образцов в рабочую область.

Отрезок коаксиальной линии, соединяющий основной объем резонатора с ОКС, также должен обладать необходимой широкополосностью, то есть ограничивать распространение высших мод. Поэтому радиус его внешней образующей должен быть существенно меньше минимальной длины волны. Это условие соответствует условию существования только ТЕМ волны в резонаторе, что также является достоинством использования ОКС совместно с четвертьволновым резонатором. Кроме того, это условие соответствует условиям малости апертуры (1), высокой разрешающей способности и возможности упростить решение общей задачи путем разделения его на две части. В одной части ищется решение для поля внутри основного объема резонатора. Поскольку в реальных резонаторах стараются обеспечить высокую добротность, то амплитуда вынужденных колебаний в них существенно меньше, чем свободных. Таким образом, уже на этом этапе увеличивается доля ТЕМ поля в общем поле измерительной системы.

Решение задачи определения поля в рабочей области ОКС ищется во второй части задачи. Поскольку в тонкой коаксиальной линии (отрезки Δz_1 и Δz_2 на рис. 1) высшие гармоники быстро затухают, то уже на малом расстоянии от апертуры поле будет соответствовать полю ТЕМ в бесконечной линии. Это позволяет представить действие составляющих измерительной системы сверху и снизу от данного сечения (z_1 на рис.1) как действие сосредоточенных элементов. Тогда в сечении z_1 можно считать, что распределение радиальной компоненты электрического поля $E_r(z_1, r)$ определяется как

$$E_r(z_1, r) = U_0 r^{-1}. \quad (2)$$

При таком задании произвольное напряжение U_0 целесообразно связать с напряжением между проводниками коаксиальной линии – U_C . Связь между U_0 и U_C выражается интегралом по радиусу:

$$U_C = \int_{R_1}^{R_2} U_0 r^{-1} dr = U_0 \ln \left(\frac{R_2}{R_1} \right).$$

Очевидно, что действие ОКС можно представить действием емкостной нагрузки. Таким образом, выходным параметром сенсора может быть некоторая сосредоточенная емкость \dot{C}_s . Ее значение определяется на основании вычисления потока вектора Пойнтинга в сечении z_1 . Располагая это сечение на необходимой глубине, можно с заданной степенью точности выбрать $E_r(z_1, r)$ соответствующей равенству (2).

Распределение компонент ЭМП в рабочей области ОКС

Распределение компонент ЭМП в ОКС получается трансформацией ТЕМ волны коаксиальной линии вблизи открытого конца. Поэтому в ОКС имеется азимутальная компонента магнитного поля H_φ , радиальная компонента электрического поля E_r и осевая E_z , которая усиливается вблизи открытого конца. Вид распределения электрической компоненты ЭМП представлен на рис. 1.

Строгое математическое представление компонент ЭМП в рабочей области ОКС можно получить на основании известных тензорных функций Грина \tilde{A} уравнений Максвелла для цилиндрических областей [9]. Поскольку в ОКС имеется только одна компонента магнитного поля, то наиболее простой будет запись для магнитного поля:

$$\vec{H}(\vec{r}, z) = \int_V \tilde{A}^M(\vec{r}, \vec{r}') \vec{j}^i(\vec{r}') dv,$$

где \tilde{A}^M – функций Грина для магнитной компоненты ЭМП; \vec{j}^i – источники магнитного поля.

При одной компоненте магнитного поля H_φ она будет связана только с одной составляющей источника – j_φ^i . Поэтому из 9 компонент тензора \tilde{A}^M для определения H_φ достаточно одной поперечной. Тогда для рабочей области имеем:

- при проникновении поля только через горизонтальные сечения (рис.1) источниками будут поверхностные токи j_s^i . Они связаны с электрическим полем в сечениях как

$$j_s^i = -[\vec{n}_0 \vec{E}],$$

где \vec{n}_0 – нормаль к поверхности;

- при одной компоненте j_s^i для верхней и нижней грани области это выражения приобретает вид

$$j_\varphi^i = \begin{cases} -E_r(r, z = z_{i+1}) \\ E_r(r, z = z_i) \end{cases}.$$

Тогда

$$H_\varphi(r, z) = -j\omega\varepsilon_0\hat{\varepsilon}_i \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\partial}{\partial r}(\chi(r)) \frac{\partial}{\partial r'}(\chi(r')) \frac{2\pi r'}{\eta\kappa^2 \gamma_i} \times \left[\frac{\text{ch}[\gamma_i(z_{i+1}-z)]}{\text{sh}(\gamma_i\Delta z_i)} E_r(r', z_i) - \frac{\text{ch}[\gamma_i(z-z_i)]}{\text{sh}(\gamma_i\Delta z_i)} E_r(r', z_{i+1}) \right] dkdr', \quad (3)$$

где ε_0 – диэлектрическая постоянная вакуума; $\hat{\varepsilon}_i$ – комплексная диэлектрическая проницаемость материала i -й области; ω – круговая частота; $\chi(r)$ – собственные функции осесимметричных областей; η – нормы собственных функций; κ – собственные числа;

В этом выражении первая дробь в подынтегральном выражении представляет собой поперечную составляющую тензора \tilde{A} . Действие источников описывается сомножителем в квадратных скобках (3), где γ_i – продольные постоянные распространения. Для неограниченной области $\gamma_i = \sqrt{\kappa^2 - \hat{\varepsilon}_i k_0^2}$, k_0 – волновое число в свободном пространстве. В ограни-

ченной области k заменит ряд собственных чисел k_n радиальных функций, которые представляются линейными комбинациями функций Бесселя-Неймана вида

$$\chi_n(r, R) = [N_0(k_n r)J_0(k_n R) - J_0(k_n r)N_0(k_n R)],$$

где R – одна из границ области.

В этом случае интеграл по k в (3) заменяется суммой вида $\sum_n G[\chi(k_n)]$, где G – поперечная составляющая тензора \tilde{A} .

Далее для сокращения записи будем обозначать $\chi_n(r, R)$ без индекса и аргументов, ее производную по r обозначим как χ' . Аналогично поступим с остальными составляющими выражений.

При регулярных границах из равенства $G_i = G_{i+1}$ и на основании граничных условий $H_{1\tau} = H_{2\tau}$, $E_{1\tau} = E_{2\tau}$ можно получить коэффициенты связи между источниками $E_r(r', z_{i+1})$ и $E_r(r', z_i)$ в виде «лестничной» структуры, выражаемой элементарными функциями:

$$K_i = \frac{\text{ch}^2(\gamma_i \Delta z_i)}{\text{sh}(\gamma_i \Delta z_i)} + \frac{\dot{\epsilon}_{i+1} \gamma_i \text{csh}(\gamma_i \Delta z_i) / \dot{\epsilon}_i \gamma_{i+1}}{\text{cth}(\gamma_{i+1} \Delta z_{i+1}) - \text{csh}^3(\gamma_{i+1} \Delta z_{i+1}) / K_{i+1}}.$$

Данное представление относится к границам $z = z_4$ и $z = z_2$. Причем, в образце коэффициенты K_i являются функциями числа k , а в коаксиальной линии – k_n .

Таким образом, строгое решение для данного типа ОКС можно, как и в [10] свести к одному интегральному уравнению для компоненты $E_r(r', z_3)$.

Интегральное уравнение источника

Приравнявая магнитное поле на границе $z = z_3$, получаем для $E_r(r', z_3)$ уравнение вида

$$\int_{R_1}^{R_2} E_r(r', z_3) [\dot{\epsilon}_3 \dot{S}_1(r') - \dot{\epsilon}_2 \dot{S}_2(r')] r' dr' = \dot{\epsilon}_2 \int_{R_1}^{R_2} E_r(r', z_1) \dot{S}_3(r') r' dr', \quad (4)$$

где $\dot{S}_1(r') = \int_0^\infty \frac{J_1(kr) J_1(kr') k}{\gamma_3} \left[\text{cth}(\gamma_3 \Delta z_3) - \frac{\text{csh}^2(\gamma_3 \Delta z_3)}{\text{cth}(\gamma_3 \Delta z_3) + \dot{\epsilon}_4 \gamma_3 / \dot{\epsilon}_3 \gamma_4} \right] dk$;

$$\dot{S}_2(r') = - \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\frac{\partial}{\partial r}(\chi(r)) \frac{\partial}{\partial r'}(\chi(r'))}{\eta_n k_n^2 \gamma_2} \left[\text{cth}(\gamma_2 \Delta z_2) - \frac{\text{csh}^2(\gamma_2 \Delta z_2)}{\text{cth}(\gamma_2 \Delta z_2) + \text{cth}(\gamma_1 \Delta z_1) \dot{\epsilon}_1 \gamma_2 / \dot{\epsilon}_2 \gamma_1} \right];$$

$$\dot{S}_3(r') = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\frac{\partial}{\partial r}(\chi(r)) \frac{\partial}{\partial r'}(\chi(r'))}{\eta_n k_n^2 \gamma_2} \frac{\text{csh}(\gamma_1 \Delta z_1) \text{csh}(\gamma_2 \Delta z_2)}{\text{cth}(\gamma_1 \Delta z_1) + \text{cth}(\gamma_2 \Delta z_2) \dot{\epsilon}_2 \gamma_1 / \dot{\epsilon}_1 \gamma_2}.$$

Разложение тангенциальных компонент электрического поля на границах $z = z_1$ и $z = z_3$ и функции Грина рабочей области по собственным функциям коаксиального участка позволит алгебраизировать задачу. Тогда связь между гармониками $E_r(r', z_1)$ и $E_r(r', z_3)$ будет выражаться системой алгебраических уравнений.

При использовании такого подхода степень приближения конечных результатов будет определяться только точностью эвристического выбора распределения $E_r(r', z_1)$. Для получения точного решения во всем объеме резонатора необходимо продолжить процедуру «сшивания» полей ниже Δz_1 (рис. 1), в индуктивной части резонатора. В частности, в про-

стейшем случае можно считать, что ниже z_2 находится индуктивная часть, сечение и заполнение которой не меняется вплоть до нижней плоской проводящей стенки. Тогда правая часть (4) равна нулю, а его нетривиальное решение даст распределение $E_r(r', z_3)$ для заданной частоты ω .

В случае однородного образца результаты решения интегрального уравнения показаны в [11]. В данном случае расчет поля $E_r(r', z_3)$ показал аналогичные результаты. При малых апертурах, при выполнении условия (1) поле $E_r(r', z_3)$ хорошо совпадает с распределением (2). Осцилляции решения уменьшаются при увеличении порядка системы уравнения при алгебраизации (4). Определенное отличие состоит в стремлении поля к бесконечности на границах, что соответствует поведению электрической компоненты на ребрах. Но вклад этих участков в результат расчета распределений поля в образце незначительный. Этот факт подтверждает правильность методики.

Распределение интенсивности электрического поля

Электрофизические свойства биологических объектов в значительной степени определяются изменением соотношения свободной и связанной воды в них [12]. Это соотношение влияет на значение комплексной диэлектрической проницаемости ϵ образцов. Поэтому информацию несет электрическая компонента поля сенсора. Распределение $|\vec{E}(r', z - z_3)|$ даст наиболее адекватное представление о проникновении поля в образец, по сравнению с представлениями отдельных компонент [13]. Это позволит на качественном уровне оценить пространственную разрешающую способность сенсора. Выбор в качестве критерия оценки модуля вектора \vec{E} обусловлен, тем, что эквивалентная емкость сенсора C_s определяется общей энергией электрического поля. Кроме того, для большей наглядности рационально представить относительное значение $|\vec{E}(r', z - z_3)|$. Поэтому результат будет представлен отношением $|\vec{E}(r', z - z_3)| / |\vec{E}(0, z_3)|$.

На рис. 2, а, б, в показаны распределения относительного значения модуля электрического поля над апертурой при $R_2 = 2$ мм, $\epsilon_1 = \epsilon_2 = \epsilon_3 = \epsilon_4 = 1$, $\Delta z_1 = \Delta z_2 = 0,25$ мм, $\omega = 10^{10}$ Гц и изменении соотношения R_1 / R_2

Представленные распределения позволяют сделать предварительный вывод. Основная энергия электрического поля заключена в объеме, который определяется внешним радиусом апертуры. Роль внутреннего радиуса повышается при $R_1 / R_2 \rightarrow 0$.

Анализ результатов

Выбор положения сечения z_1 произвольный. Поэтому величина \dot{C}_s зависит и от общей длины участков $\Delta z_1 + \Delta z_2$. Существенно более информативным параметром будет комплексное значение емкости апертуры \dot{C}_a . Значение \dot{C}_a можно получить на основании известных соотношений длинных линий и рассчитанного значения \dot{C}_s .

Для численной оценки осевой разрешающей способности будем изменять положение границы $z = z_4$. Однако изменение \dot{C}_a от положения z_4 будет включать зависимость и от других факторов, в частности, значений ϵ_3, ϵ_4 и R_1, R_2 [14]. Чтобы сделать анализ более адекватным представим действительную и мнимую части этой емкости \dot{C}_a в виде отношения $\dot{C}_a(\Delta z_3) / |\dot{C}_a(\Delta z_3 = \infty)|$.

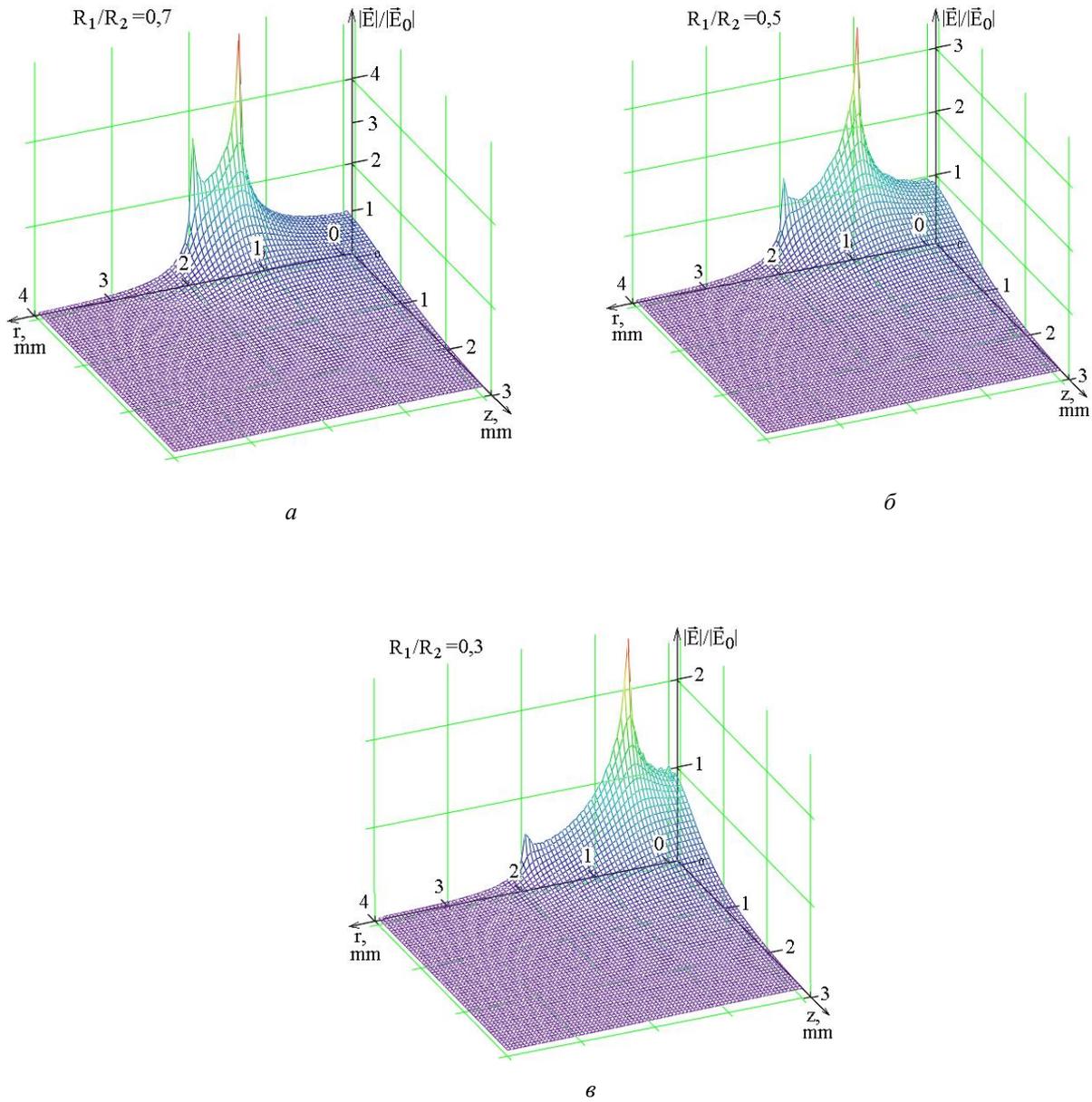


Рис. 2. Распределения $\left| \vec{E}(r', z - z_3) \right| / \left| \vec{E}(0, z_3) \right|$ при изменении R_1

Для оценки выберем $\hat{\epsilon}_3$ и $\hat{\epsilon}_4$ образцов при связанной воде как $\hat{\epsilon}_c = 3(1 - i0,01)$, при свободной – $\hat{\epsilon}_u = 10(1 - i0,03)$. Будем рассматривать оба варианта структуры образца: $|\hat{\epsilon}_4| > |\hat{\epsilon}_3|$ и $|\hat{\epsilon}_3| > |\hat{\epsilon}_4|$.

На рис. 3, а, б показано поведение обеих частей отношения $\dot{C}_a(\Delta z_3) / |\dot{C}_a(\Delta z_3 = \infty)|$ при $R_2 = 2$ мм и различных R_1 / R_2 .

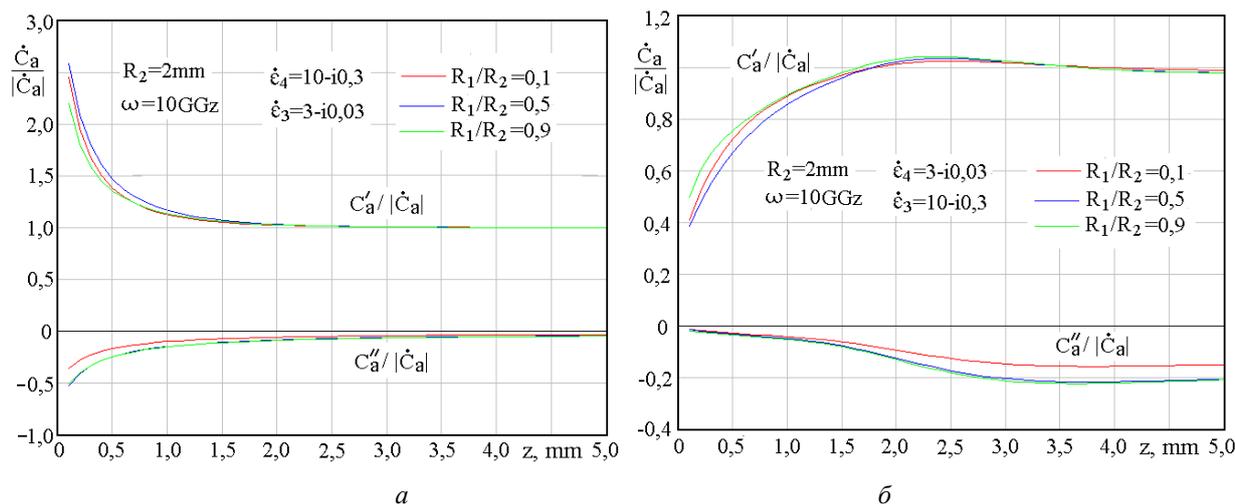


Рис. 3. Относительное изменение емкости апертуры при а) $|\dot{\epsilon}_4| > |\dot{\epsilon}_3|$; б) $|\dot{\epsilon}_3| > |\dot{\epsilon}_4|$

Представленные результаты подтверждают ранее сделанный вывод, что осевая разрешающая способность слабо зависит от соотношения R_1/R_2 .

Численные оценки влияния структуры образца на результаты измерений и погрешности нужно делать в каждом конкретном случае. Здесь можно только указать, что влияние второго слоя начинает сказываться на расстоянии $0,8...1,2$ внешнего радиуса апертуры, при обоих вариантах структуры образца. Пренебречь влиянием второго слоя можно начиная с $(1,2...1,5) \cdot R_2$. Для подтверждения этого на рис. 4, а, б показано относительное изменение емкости апертуры при изменении размера R_2 , при соотношения $R_1/R_2 = 0,5$.

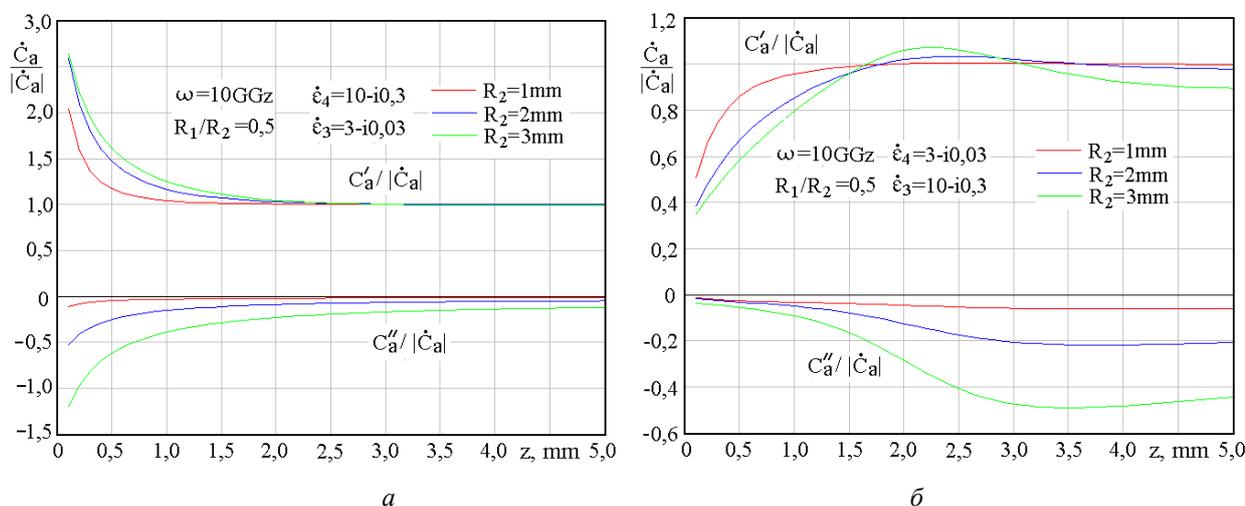


Рис. 4. Относительное изменение емкости апертуры при а - $|\dot{\epsilon}_4| > |\dot{\epsilon}_3|$; б - $|\dot{\epsilon}_3| > |\dot{\epsilon}_4|$

Здесь нужно отметить, что увеличение потерь при увеличении R_2 (рис.4, а) $|\dot{\epsilon}_4| > |\dot{\epsilon}_3|$ связано с распространением излученной волны в первом слое [15]. В этом случае второй слой с более высоким значением диэлектрической проницаемости играет роль второй стенки волновода. Это указывает на необходимость использовать электродинамические методы для анализа свойств данного сенсора. Электростатические методы такого результата получить не позволят. Они также не позволят получить оценки резонансных свойств двухслойных структур образцов, которые приводят к увеличению C'_a на величину около 10% при $\lambda_3/4 \approx \Delta z_3$ (рис. 4, б).

Выводы

Аналитическое представление на качественном уровне позволяет определить параметры устройств и пути их совершенствования. Кроме того, строгая модель обеспечивает количественное определение основных параметров сенсора и дает возможность провести ряд этапов теоретической градуировки [4]. Это упрощает задачи моделирования и экспериментальной доработки при проектировании конкретных измерителей.

Проведенный анализ соответствует реальным измерительным преобразователям и имеет практическую ценность. Выбранная схема сенсора позволяет моделировать реакцию сенсора на процесс трансформации биовещества. Модельный расчет проводился для рабочей частоты 10 ГГц. Связь воды с макромолекулами биовещества приведет к снижению реальной части диэлектрической проницаемости и к снижению частоты релаксации. Поэтому полезной для практического использования является оценка параметров рабочей области, начиная с частот близких к частоте релаксации свободной воды. Представленная методика допускает расчет при уменьшении рабочей частоты. В этом случае важным информативным параметром будет увеличение потерь. В совокупности эти факторы обеспечат наибольшую информативность измерений.

***Благодарности:** Работа выполнена при поддержке проектов Хейлунзьянского Бауи Аграрного Университета "XDB2014-18" и "NDJY15Z13".*

Список литературы:

1. Щеголева Т.Ю. Исследование биологических объектов в миллиметровом диапазоне радиоволн. Киев : Наук. думка, 1996. 182 с.
2. Poularopoulos C.L., Misra D. A Study on the Coaxial Aperture Electromagnetic Sensor and Its Application in Material Characterization // IEEE Transaction on instrumentation and measurement. 1994. Vol.43, No.2. P.111-114.
3. Alanen E., Lahtinen T., Nuutinen J. Variational Formulation of Open-Ended Coaxial Line in Contact with Layered Biological Medium // IEEE Transaction on biomedical engineering. 1998. Vol.45, No.10. P.1241-1247.
4. Panchenko A.Yu., Slipchenko N.I., Borodkina A.N. On the development of a practical technique of theoretical calibration of resonant sensors for near-field microwave diagnostics // Telecommunication and Radio Engineering. 2014. V.73, №15. P. 1397-1407.
5. Ch. Liu, Bondarenko I. N., Panchenko A.Yu., Slipchenko N.I. Electrodynamic sensor for assessing transformations of the state of water in biological objects characteristics // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. V.77, No.12. P.103-1112.
6. Panchenko A.Yu. Modeling a small aperture resonator type microwave meter of substance parameters // Telecommunications and Radio Engineering. 1998. V.52 No.8. P. 118-121.
7. Hyde M.W., Havrilla M.J. A broadband, nondestructive microwave sensor for characterizing magnetic sheet materials // IEEE Sensors J. 2016. V.16, No.12. P. 4740-4748.
8. Panchenko A.Yu., Slipchenko N.I., Borodkina A.N. Improvement of the analytical model of a quarter-wave resonator sensor for cardiovascular scanning // Telecommunication and Radio Engineering. 2015. V.74, №4. P. 345-354.
9. Панченко Б.А. Тензорные функции Грина уравнений Максвелла для цилиндрических областей // Радиотехника. 1970. Вып. 15. С. 82-91.
10. Ch. Lu, Panchenko A.Yu., Slipchenko Mykola I. An integral equation for the field distribution within the aperture plane of the coaxial sensor // Telecommunications and Radio Engineering V. 75, 2016 I.7 P.587-594. DOI:10.1615/TelecomRadEng.v75.i7.20.
11. Панченко А.Ю., Лю Чан, Зайченко О.Б., Слипченко Н.И. Коаксиальный сенсор открытого типа. Оценка пространственной разрешающей способности измерительной апертуры // Вісник НТУУ «КПІ». Серія «Радіотехніка. Радіоапаратобудування». 2017. Вип. 71. С.17-24.
12. Щеголева Т.Ю. Гидратное окружение и структура макромолекул // Успехи современной биологии. 1996. Т.116, №6. С.700-714.
13. Ch. Liu, Panchenko A.Yu., Mykola I. Slipchenko. Analysis of the properties of the integral equation for the field distribution across the aperture of a coaxial sensor // Telecommunications and Radio Engineering. V. 75, 2016 Iss. 11. P.969-977. DOI:10.1615/TelecomRadEng.v75.i11.20
14. Ch. Liu, Bondarenko I.N., Derevyanko O.A., Panchenko A.Yu. Simulation of the process of estimation of changes in the state of water in biological objects in the microwave range // Telecommunications and Radio Engineering. V. 77, 2018, N 18, pp.1619-1629. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v77.i18.40.
15. Wen Mingming, Ch. Liu, Panchenko A.Yu., Slipchenko N.I. Evaluation of influence of microwave radiation sensor in the form of an open end of the coaxial line on its metrological characteristics // Telecommunications and Radio Engineering. 2015. V.74, No.15. P.1355-1366.