

## ОЦЕНКА ОСЕВОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ СВЧ СЕНСОРА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

БОНДАРЕНКО И.Н., МАМЕДОВА Н.А., ПАНЧЕНКО А.Ю., СВЕТЛИЧНАЯ И.Н.

Описывается теоретический анализ разрешающей способности СВЧ сенсора. Рассматривается задача описания полей в рабочей области такого сенсора. Геометрическая схема сенсора допускает возможность использования математической модели для строгого решения задачи определения параметров многослойных объектов. Обсуждаются результаты расчетов компонент электромагнитного поля в рабочей области сенсора и параметров выходных информационных сигналов.

**Ключевые слова:** коаксиальная линия; апертура; емкость; граничные условия; собственные функции; собственные числа; компоненты электромагнитного поля.

**Key words:** coaxial line; aperture; capacity; border conditions; eigenfunctions; eigenvalues; electromagnetic field components.

### Введение

Биологические объекты являются одними из наиболее важных составляющих окружающего нас мира. Они, как правило, имеют сложную структуру, что делает вопрос оценки пространственной разрешающей способности актуальным. Кроме того, необходимо учитывать еще ряд факторов. В частности, это получение большого объема данных в условиях неинвазивности исследований *in vivo* и в реальном масштабе времени. Поэтому к средствам и процессу исследования предъявляется множество требований. Ряду этих требований отвечают сенсоры СВЧ диапазона в виде открытой коаксиальной апертуры (ОКС) и варианты их использования [1-5].

Цель данной работы – оценка пространственной разрешающей способности ОКС. Задача – решение интегрального уравнения, описывающего компоненты электромагнитного поля (ЭМП) в рабочей зоне ОКС и в подводящей линии с последующим анализом передаточной характеристики сенсора при изменении осевого размера неоднородностей образца.

### 1. Определение источника ЭМП

Строгое определение пространственного распределения компонент электромагнитного поля предполагает строгое определение границ исследуемой области и источников. Аналитическое решение можно получить, как правило, только в случаях, когда границы областей совпадают с координатными плоскостями [6]. Искусственные электродинамические системы, в том числе и

ОКС, отвечают этому требованию [7]. Наиболее сложно описать источники. Элементы связи по СВЧ полю представляют собой отверстия, петли, штыри. Их описание приводит к увеличению размерности задачи, что зачастую исключает решение.

Структура ОКС, представленная на рис. 1, предполагает строгое решение.

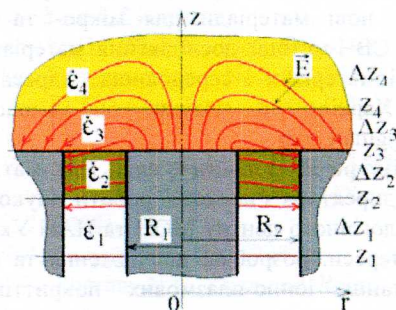


Рис. 1. Геометрическая схема коаксиального сенсора

На схеме участок  $\Delta z_1$  – подводящая линия;  $\Delta z_2$  – защитная вставка, отделяющая основной объем резонатора от образца;  $\Delta z_3$ ,  $\Delta z_4$  – двухслойный образец. Данная геометрическая форма в наибольшей степени соответствует технологическим возможностям изготовления сенсора и указанным выше условиям неинвазивности исследований [8]. Такой сенсор предъявляет к форме образца минимальные требования.

Выбор источника поля непосредственно связан с преобразованием изменений параметров ЭМП в информационные составляющие сигналов на выходе СВЧ тракта.

Достоинством коаксиальной апертуры является широкий частотный диапазон ее работы. Свойства ОКС не имеют бифуркаций и монотонно изменяются, если длина волны в образце:

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

Это условие обеспечивает преимущество данного вида сенсоров перед другими [9]. Поскольку при косвенных измерениях необходимо обеспечить максимальный объем первичной информации, то широкий диапазон ОКС позволяет проследить частотный ход комплексной диэлектрической проницаемости образца  $\epsilon_{3,4}(f)$ . Для выделения такого объема информации необходим чувствительный вторичный преобразователь. Для этого наилучшим образом подходит четвертьволновой измерительный резонатор [10]. Механическое изменение длины индуктивной части резонатора и электронное изменение продольной моды поля в резонаторе позволяет обеспечить многократное изменение рабочей частоты. При этом сохраняется высокая чувствитель-

ность к ее сдвигам при внесении образцов в рабочую область.

Достоинством использования ОКС совместно с четвертьволновым резонатором является тот фактор, что отрезок коаксиальной линии, соединяющий основной объем резонатора с ОКС, должен обеспечивать необходимую широкополосность. Поэтому радиус его внешней образующей должен быть существенно меньше минимальной  $\lambda$ . Это условие соответствует условиям малости апертуры (1), высокой разрешающей способности и возможности достаточно строгого задания поля источника. В тонкой коаксиальной линии все высшие моды быстро затухают, остается только ТЕМ. Тогда в сечении  $z_1$  можно считать, что распределение радиальной компоненты электрического поля  $E_r(z_1, r)$  определяется как [6]

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

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:

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

Располагая сечение  $z_1$  на необходимой глубине, можно с заданной точностью выбрать  $E_r(z_1, r)$ , соответствующей равенству (2).

## 2. Электромагнитное поле в рабочей области

Распределение компонент ЭМП в ОКС получается трансформацией ТЕМ волны коаксиальной линии вблизи открытого конца. Поэтому в ОКС имеется азимутальная компонента магнитного поля ( $H_\phi$ ), радиальная компоненты 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 ( $\Gamma$ ) уравнений Максвелла для цилиндрических областей [11,12]. Поскольку в ОКС имеется только одна компонента магнитного поля, то наиболее просто решение записать для неё. Общее выражение имеет вид:

$$\vec{H}(\vec{r}, z) = \int_V \Gamma^M(\vec{r}, \vec{r}') \vec{j}^M(\vec{r}') dv.$$

При одной компоненте магнитного поля  $H_\phi$  связана только с одной составляющей источника  $j_\phi^M$ . Поэтому из 9 компонент тензора  $\Gamma$  для

определения  $\vec{H}(\vec{r}, z)$  достаточно одной поперечной. При отсутствии вариаций по азимуту для рабочей области имеем:

$$H_\phi(r, z) = -j\omega \epsilon_0 \epsilon_i \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\partial(\chi(r))}{\partial r} \frac{\partial(\chi(r'))}{\partial r'} \frac{2\pi r' \times}{\eta \kappa^2 \gamma_i} \times \left[ \frac{\text{ch}[\gamma_i(z_{i+1} - z)]}{\text{sh}(\gamma_i \Delta z_i)} E_r(r', z_i) - \frac{\text{ch}[\gamma_i(z - z_i)]}{\text{sh}(\gamma_i \Delta z_i)} E_r(r', z_{i+1}) \right] dk dr', \quad (3)$$

где  $\epsilon_0$  – диэлектрическая постоянная вакуума;  $\epsilon_i$  – комплексная диэлектрическая проницаемость материала  $i$ -й области;  $\omega$  – круговая частота;  $\chi(r) = J_0(\kappa r)$  – собственные функции;  $\eta$  – нормы собственных функций;  $\kappa$  – собственные числа.

При проникновении поля только через горизонтальные сечения (рис. 1) источники (магнитные токи  $j_\phi^M$ ) выражаются через  $E_r$ :

$$j_s^M = -[\vec{n}_o \vec{E}] = \begin{cases} -E_r(r, z = z_{i+1}) \\ E_r(r, z = z_i) \end{cases}.$$

Действие источников описывается сомножителем в квадратных скобках (3), где  $\gamma_i$  – продольные постоянные распространения. Для неограниченной области  $\gamma_i = \sqrt{\kappa^2 - \epsilon_i \kappa_0^2}$ ,  $\kappa_0$  – волновое число в свободном пространстве. В ограниченной области  $\kappa$  заменит ряд собственных чисел  $\kappa_n$  радиальных функций, которые представляются линейными комбинациями функций Бесселя-Неймана вида:

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

где  $R$  – граница области. В этом случае интеграл по  $\kappa$  в (3) заменяется суммой вида  $\sum_n G[\chi(\kappa_n)]$ ,

где  $G$  – поперечная компонента  $\Gamma$ .

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:

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

Данное представление относится к границам ( $z = z_4$ ) и ( $z = z_2$ ), причем для образца  $K_i$  являются функциями числа  $\kappa$ , а для коаксиальной линии –  $\kappa_n$ .

Таким образом, строгое решение для данного типа ОКС можно, как и в [13], свести к одному интегральному уравнению для компоненты  $E_r(r', z_3)$ .

### 3. Интегральное уравнение источника

Приравняв магнитное поле, выраженное с помощью (3), с двух сторон границы  $z = z_3$ , получаем для  $E_r(r', z_3)$  уравнение вида:

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

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

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

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

Разложение тангенциальных компонент электрического поля на границах  $z = z_1$ ,  $z = z_3$  и функции Грина рабочей области по собственным функциям коаксиального участка позволит алгебраизировать задачу. Связь между гармониками  $E_r(r', z_1)$  и  $E_r(r', z_3)$  тогда будет выражаться системой алгебраических уравнений. При использовании этого выражения степень приближения конечных результатов будет определяться только точностью эвристического выбора распределения  $E_r(r', z_1)$ .

Для получения точного решения необходимо продолжить процедуру «сшивания» полей ниже  $\Delta z_1$  (рис. 1), в индуктивной части резонатора. В простейшем 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.

Электрофизические свойства биологических объектов определяются изменением комплексной диэлектрической проницаемости  $\dot{\epsilon}$ . Поэтому наибольшую информацию несет электрическая компонента поля в образце. На рис. 2 а,б,в показаны распределения модуля электрического поля над апертурой при  $R_2 = 2$  мм  $\dot{\epsilon}_1 = \dot{\epsilon}_2 = \dot{\epsilon}_3 = \dot{\epsilon}_4 = 1$ ,  $\Delta z_1 = \Delta z_2 = 0,25$  мм,  $\omega = 10^{10}$  Гц и изменении соотношения  $R_1/R_2$ . Осевая компонента электри-

ского поля  $E_z(r, z)$  в радиальном направлении быстро затухает, но вдоль оси этот процесс идет медленнее. Для оценки осевой разрешающей способности будем изменять положение границы  $z = z_4$  (рис. 1). Но сначала необходимо выбрать выходной информационный параметр ОКС.

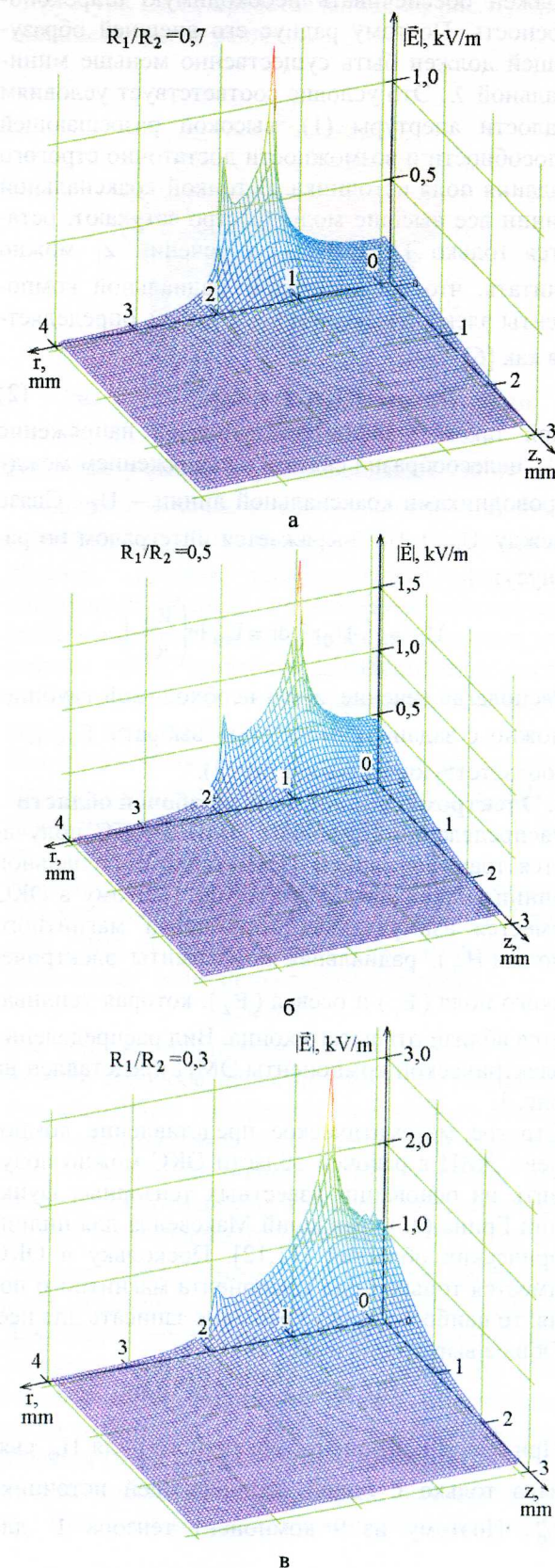


Рис. 2. Распределение  $|E_r(r', z_3)|$  при  $R_1$ , равном 1,4 мм (а), 1 мм (б), 0,6 мм (в)

#### 4. Анализ результатов

На практике участки  $\Delta z_1, \Delta z_2$  представляют собой тонкие коаксиальные линии ( $\lambda_2/4 > R_2$ ) [14]. Это позволяет не только использовать (2), но и представить свойства электродинамических устройств выше и ниже  $z_1$  как свойства сосредоточенных элементов. В частности, ОКС удобно представить в виде сосредоточенной емкости  $C_p$ . Для этого на основании (3) определяется  $H_\phi(r, z_1)$  и вычисляется импеданс в этом сечении [7]. Затем, на основании соотношений для длинных линий, можно вычислить значение эквивалентной емкости апертуры  $\dot{C}_a$ .

Ниже представим поведение  $\dot{C}_a$  при изменении свойств образца и размеров ОКС. Для расчетов выберем следующие исходные значения:  $R_1 = 1$  мм,  $R_2 = 2$  мм.

Изменения диэлектрической проницаемости биологических веществ определяется, в основном, соотношением свободной и связанной воды в них [15]. Для оценки изменений емкости апертуры  $\dot{C}_a$  выберем  $\dot{\epsilon}_3$  и  $\dot{\epsilon}_4$  образцов при связанной воде  $\dot{\epsilon}_c = 3(1 - i0,01)$ , при свободной –  $\dot{\epsilon}_u = 10(1 - i0,03)$ . Будем рассматривать оба вари-

анта структуры образца:  $|\dot{\epsilon}_4| > |\dot{\epsilon}_3|$  и  $|\dot{\epsilon}_3| > |\dot{\epsilon}_4|$ . На рис. 3, а, б показано относительное изменение емкости как функции толщины первого слоя:  $\dot{C}_a(\Delta z_3) / |\dot{C}_a(\Delta z_3 = \infty)|$ , при изменении соотношения  $R_1/R_2$  и при двух вариантах структуры образца.

Как показывают эти расчеты, при обоих вариантах структуры образца осевая разрешающая способность слабо зависит от соотношения  $R_1/R_2$ . Тот же вывод можно сделать и на основании анализа распределения интенсивности  $|E_r(r', z_3)|$  (см. рис.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  $\dot{C}_a(\Delta z_3) / |\dot{C}_a(\Delta z_3 = \infty)|$ , при изменении размера  $R_2$ , при соотношения  $R_1/R_2 = 0,5$  и также при двух вариантах структуры образца.

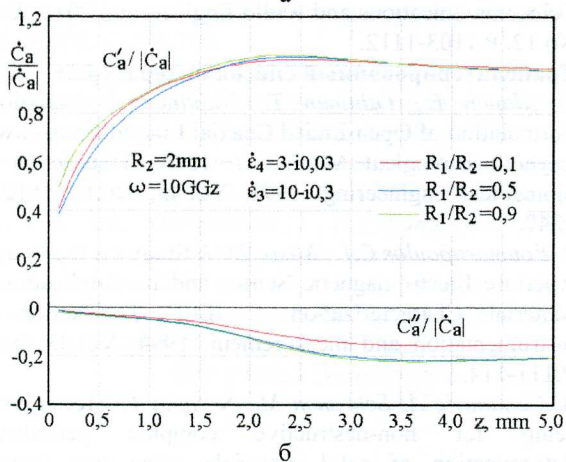
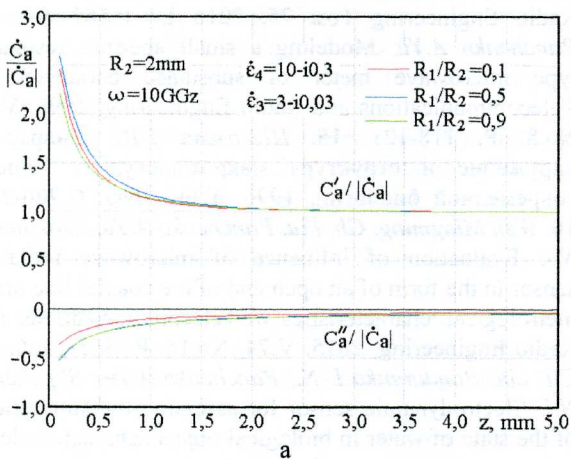


Рис. 3. Относительное изменение емкости апертуры при: а –  $|\dot{\epsilon}_4| > |\dot{\epsilon}_3|$ ; б –  $|\dot{\epsilon}_3| > |\dot{\epsilon}_4|$

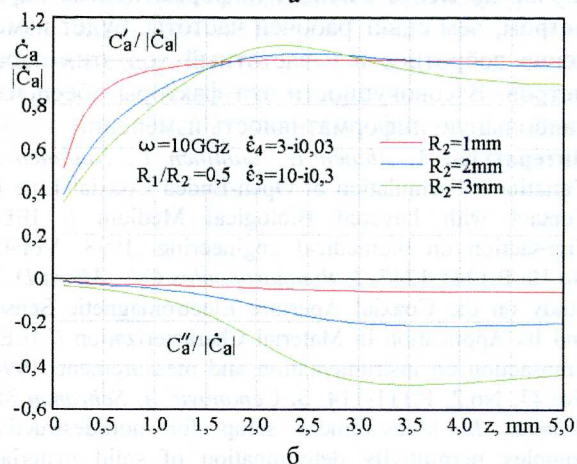
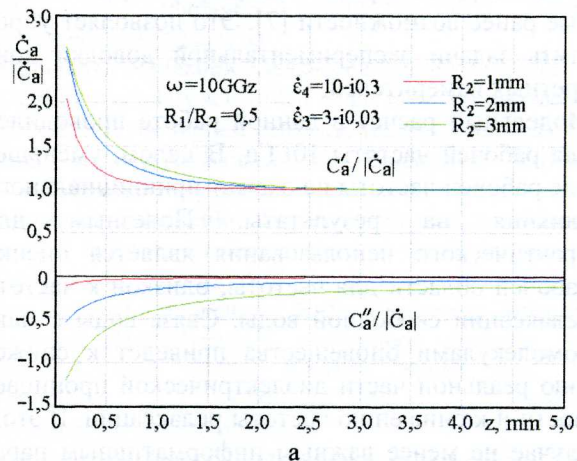


Рис. 4. Относительное изменение емкости апертуры при: а –  $|\dot{\epsilon}_4| > |\dot{\epsilon}_3|$ ; б –  $|\dot{\epsilon}_3| > |\dot{\epsilon}_4|$

Здесь нужно отметить, что увеличение потерь при  $|\epsilon_4| < |\epsilon_3|$  связано с распространением излученной волны в первом слое [16]. В этом случае первый слой с большим значением диэлектрической проницаемости образует структуру, аналогичную диэлектрическому волноводу. Этот факт указывает на необходимость использования электродинамических методов для анализа свойств данного сенсора, что позволяет теоретически получить передаточную характеристику такого сенсора [17]. Электростатические методы такого результата получить не позволят. Также они не позволят получить оценки резонансных свойств двухслойной структуры образца, которые приводят к увеличению  $S'_a$  до 10% (рис.4,б). Дальнейшие расчеты показали, что уменьшение рабочей частоты приведет к уменьшению излучательной способности апертуры и волноводных свойств первого слоя.

## 5. Выводы

Проведенный анализ соответствует реальным измерительным преобразователям и имеет практическую ценность. Аналитическое представление обеспечивает возможность количественного определения основных параметров сенсора уже на этапе предварительного проектирования. Данная работа расширяет представленные ранее возможности [7]. Это позволяет упростить задачи экспериментальной доводки конкретных измерителей.

Модельный расчет в данной работе проводился для рабочей частоты 10ГГц. В целом, уменьшение рабочей частоты не окажет принципиального влияния на результаты. Полезным для практического использования является оценка рабочей области для частоты, близкой к частоте релаксации свободной воды. Связь воды с макромолекулами биовещества приведет к снижению реальной части диэлектрической проницаемости и к снижению частоты релаксации. В этом случае не менее важным информативным параметром, чем сдвиг рабочей частоты, будет изменение добротности и частотный ход этих параметров. В совокупности эти факторы обеспечат наибольшую информативность измерений.

**Литература:** 1. *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. 2. *Poumaropoulos 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. *Cenanovic A. Schramm M., Schmidt L.* Measurement setup for non-destructive complex permittivity determination of solid materials using two coupled coaxial probes // IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. 2011. P. 1-4. 4. *Gregory A.P.,*

*Clarke R.N.* Dielectric metrology with coaxial sensors/ A. P.Gregory, // Meas. Sci. Technol. 2007. No.18. P.1372-1386. 5. *McLaughlin B.L., Robertson P.A.* Miniature open-ended coaxial probes for dielectric spectroscopy applications // J. Phys. D: Appl. Phys. 2007. No.40. P.45-53. 6. *Фелсен Л., Маркувиц Н.* Излучение и рассеяние волн: В 2 т. / Пер. с англ.; Под ред. М.Л.Левина. М.: Мир, 1978. Т.1. 547 с. 7. *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. 8. *Щеголева Т.Ю.* Исследование биологических объектов в миллиметровом диапазоне радиоволн. К.: Наук. думка, 1996. 182 с. 9. *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. 10. *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. 11. *Панченко Б.А.* Тензорные функции Грина уравнений Максвелла для цилиндрических областей // Радиотехника. 1970. Вып. 15. С. 82-91. 12. *Tai C.T.* Dyadic Green's functions for a coaxial line. IEEE Trans. of Antennas and Propagation. 1983. Vol.48, No.2, P. 355-358. 13. *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 Том 75, 2016 1.7 P.587-594. 14. *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. 15. *Щеголева Т.Ю.* Гидратное окружение и структура макромолекул // Успехи современной биологии. 1996. Т.116, №6. С.700-714. 16. *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. 17. *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.1103-1112.

## Транслитерированный список литературы:

1. *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. 2. *Poumaropoulos 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. *Cenanovic A. Schramm M., Schmidt L.* Measurement setup for non-destructive complex permittivity determination of solid materials using two coupled coaxial probes // IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. 2011. P. 1-4.

4. *Gregory A.P., Clarke R.N.* Dielectric metrology with coaxial sensors / A. P.Gregory // Meas. Sci. Technol. 2007. No.18. P.1372-1386.
5. *McLaughlin B.L., Robertson P.A.* Miniature open-ended coaxial probes for dielectric spectroscopy applications // J. Phys. D: Appl. Phys. 2007. No.40. P.45–53.
6. *Felsen L., Markovic N.* Izluchenie i rassejanie voln: V 2 t. / Per. s angl.; Pod red. M.L.Levina. M.: Mir, 1978. T.1. 547 s.
7. *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.
8. *Shhegoleva T.Ju.* Issledovanie biologicheskikh ob'ektov v millimetrovom diapazone radiovoln. K.: Naukova dumka, 1996. 182 s.
9. *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.
10. *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.
11. *Panchenko B.A.* Tenzornye funkicii Grina uravnenij Maksvella dlja cilindricheskikh oblastej // Radiotekhnika: Vseukrainskij mezhdzheodstvennyj nauchno-tehnicheskij sbornik. 1970. Vyp. 15. S. 82-91.
12. *Tai C.T.* Dyadic Green's functions for a coaxial line. IEEE Trans. of Antennas and Propagation. 1983. Vol.48, No.2, P. 355-358.
13. *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 Том 75, 2016 I.7 P.587-594. DOI:10.1615/TelecomRadEng.v75.i7 20.
14. *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.
15. *Shhegoleva T.Ju.* Gidratnoe okruzhenie i struktura makromolekul // Uspehi sovremennoj biologii. 1996. T.116, №6. C.700-714.
16. *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.
17. *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.1103-1112.

Поступила в редколлегия 11.12.2018

**Рецензент:** д-р физ.-мат. наук, проф. Грицунов А.В.

**Бондаренко Игорь Николаевич**, д-р физ.-мат. наук, профессор, заведующий кафедрой микроэлектроники электронных приборов и устройств ХНУРЭ. Научные интересы: электродинамика, СВЧ техника. Адрес: Украина, 61166, Харьков, пр. Науки, 14, тел. +38057021362.

**Мамедова Надежда Алексеевна**, учитель химии Харьковской общеобразовательной школы I-III уровней №64, старший учитель, специалист высшей категории. Научные интересы: органическая химия, биохимия, биофизика. Адрес: Украина, 61118, Харьков, ул. Эйдемана, 5-в, тел. +38057-62-61-57.

**Панченко Александр Юрьевич**, д-р физ.-мат. наук, профессор, заведующий кафедрой проектирования и эксплуатации электронных аппаратов ХНУРЭ. Научные интересы: электродинамика, акустика атмосферы. Адрес: Украина, 61166, Харьков, пр. Науки, 14, тел. +38057-7021494.

**Светличная Ирина Николаевна**, учитель физики Харьковской общеобразовательной школы II-III уровней №64, старший учитель, специалист высшей категории. Научные интересы: электротехника, механика, астрономия. Адрес: Украина, 61118, Харьков, ул. Эйдемана, 5-в, тел. +38057-62-61-57.

**Bondarenko Igor Nikolaevich**, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Professor, Head of the Department of Microelectronics, Electronic Devices and Appliances, Kharkov National University of Radio Electronics. Scientific Interests: Electrodynamics, Microwave Engineering. Address: Ukraine, 61166, Kharkiv, Nauka Ave., 14, Phone/fax: +380577021362, e-mail: [ihor.bondarenko@nure.ua](mailto:ihor.bondarenko@nure.ua)

**Mamedova Nadezhna Alekseevna** Chemistry teacher of Kharkov secondary school III levels №64, senior teacher, specialist of the highest category. Research interests: organic chemistry, biochemistry, biophysics. Address: 61118, Kharkiv, Eideman, 5-v, phone. 62-61-57.

**Alexander Panchenko**, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Head of the Department of Design and Operation of Electronic Devices of the Kharkov National University of Radio Electronics. Scientific interests: electrodynamics, atmospheric acoustics. Address: Ukraine, 61166, Kharkiv, Nauka Ave., 14, Phone/fax: +380577021494, e-mail: [oleksandr.panchenko@nure.ua](mailto:oleksandr.panchenko@nure.ua)

**Svetlichnaya Irina Nikolaevna**, physics teacher at the Kharkov Secondary School II III Levels №64, a senior teacher, a specialist of the highest category. His research interests are electrical engineering, mechanics, astronomy. Address: Ukraine, Kharkiv, 61118, Eideman, 5-v, phone. 62-61-57