

Ближнеполевой открытый коаксиальный сенсор. Оценка пространственной разрешающей способности измерительной апертуры

Лю Чан¹, Зайченко О. Б.², Панченко А. Ю.², Слипченко Н. И.²

¹Хэйлунцзянский Баун аграрный университет, КНР

²Харьковский национальный университет радиотехники, Украина

E-mail: olha.zaichenko@nure.ua

В работе представлена упрощенная модель описания ближнего поля коаксиального сенсора. Показаны результаты сравнения распределений компонент электромагнитного поля вблизи апертуры, полученные на основании строгой и упрощенной моделей. Пространственная разрешающая способность сенсора, как по радиусу, так и по глубине образца определяется диаметром центрального проводника или размером щели. Варьируя форму апертуры можно изменять характеристики сенсора, оптимально подбирая их под априорно известные свойства образцов.

Ключевые слова: функции Бесселя; граничные условия; собственные функции; функция Грина

Введение

Сенсоры СВЧ диапазона типа открытой апертуры позволяют сконцентрировать электромагнитное поле в области существенно меньшей, чем длина волны [1, 2].

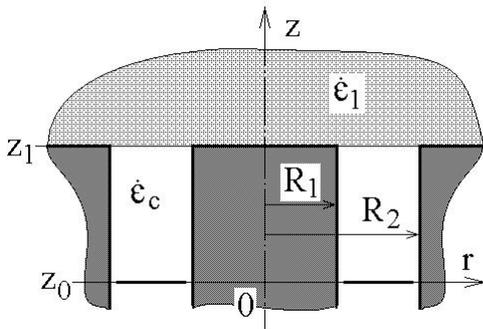


Рис. 1. ОКС с плоской апертурой

Наиболее удобно использовать открытую коаксиальную апертуру [3–5]. Она позволяет исследовать малые объекты, вплоть до наноразмерных [6]. Уменьшение размеров апертуры дает возможность не только увеличить разрешающую способность, но и расширить частотный диапазон, что способствует увеличению количества первичной информации и, в итоге, повышению достоверности косвенных измерений не электрофизических параметров [1, 7–9].

1 Обоснование упрощения аналитического решения

Оценку пространственной разрешающей способности проведем на простейшем примере плоской апертуры и однородного образца (рис. 1). Данную оценку можно дать на основании анализа распределения радиальной компоненты электрического поля в плоскости открытого коаксиального сенсора (ОКС) — $E_r(z_1, r)$. В [10] показана возможность получения интегрального уравнения для определения $E_r^{(a)}(z_1, r)$ на основании строгого использования результатов [11, 12]. На этом основании можно строго вычислить распределение полей в рабочей зоне ОКС. Но такое решение крайне громоздко [13, 14]. На качественном уровне анализ можно провести, упростив задачу. В частности, можно воспользоваться приближением заданного поля в плоскости апертуры [15]. Обоснованием использования приближения будет сравнение результатов расчета распределения $E_r^{(a)}(z_1, r)$ с эвристическим его заданием в виде $E_r^{(e)}(z_1, r) = U_0 r^{-1}$. При таком задании произвольное напряжение U_0 целесообразно связать с напряжением между проводниками коаксиальной линии — U_a . Связь между U_0 и U_a определяется интегралом по радиусу:

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

При дальнейших расчетах используем следующие значения параметров: частота зондирующего поля — $f_0 = 10^{10}$ Гц, относительная диэлектрическая проницаемость материала заполнения подводящей линии — $\epsilon_c = 1 - i0,0001$, внешний радиус апертуры — $R_2 = 2$ мм, внутренний радиус (R_1) будет параметром при расчетах, диэлектрическая проницаемость образца будет выбираться в зависимости от требований.

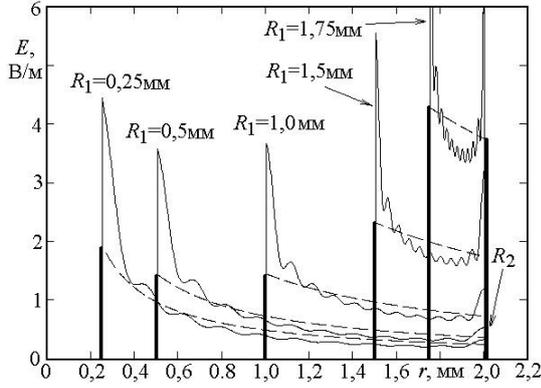


Рис. 2. Сравнение распределений $E_r(z_1, r)$

Не останавливаясь на особенностях аналитического представления и вычислительных аспектах задачи, представим результаты сравнения расчета распределения поля $E_r^{(a)}(z_1, r)$ и $E_r^{(e)}$ при условии, что напряжение между проводниками линии равно $U_a = 1$ мВ (рис. 2).

Поведение $E_r^{(e)}$ показано штриховыми линиями. Для наглядности показано положение границ апертуры для каждого значения R_1 и R_2 .

Относительная диэлектрическая проницаемость образца для этих графиков выбрана равной $\epsilon_1 = 5 - i0,0005$. В соответствии с выражениями для компонент электромагнитного поля, увеличение ϵ_1 усиливает осцилляции, что позволяет на данном рисунке оценить их влияние [10, 13]. Число собственных функций разложения $E_r^{(a)}$ (сплошные линии) также выбрано таким образом, чтобы можно было оценить особенности у границ, процесс формирования и итоговое положение при строгом решении. Здесь только нужно отметить, что на границах апертуры поле уходит в бесконечность, так как присутствует излом образующих в сечении $z0r$ (рис. 1). Ограничение на данном рисунке связано с ограничением числа функций разложения. В целом это не ограничивает точность потому, что в данном случае площадь под функцией имеет конечную величину.

2 Компоненты поля в рабочей области ОКС

Таким образом, распределение радиальной компоненты электрического поля E_r в плоскости малой апертуры ($R_2 \ll \lambda$) существенно отличается от

поля в подводящей линии $E_r^{(e)}$ только возле границ апертуры. Высокая концентрация радиальной и осевой (E_z) компонент электрического поля на ребре влияет на расчетное значение эквивалентной емкости апертуры C_a , но качественную картину распределения компонент поля изменит не значительно. Тогда при однородном образце со значением комплексной диэлектрической проницаемости ϵ_1 и $E_r(z_1, r) = U_0 r^{-1}$ В/м выражения для E_z , E_r и H_φ упрощаются до интегралов по волновым числам $0 < \kappa < \infty$:

$$H_\varphi(r, z) = -j\omega\epsilon_0\epsilon_1 U_0 \cdot \int_0^\infty \frac{1}{\gamma_1} [J_0(\kappa R_1) - J_0(\kappa R_2)] \cdot J_1(\kappa r) e^{-\gamma_1(z-z_1)} d\kappa,$$

$$E_r(r, z) = -U_0 \int_0^\infty [J_0(\kappa R_1) - J_0(\kappa R_2)] \cdot J_1(\kappa r) e^{-\gamma_1(z-z_1)} d\kappa,$$

$$E_z(r, z) = U_0 \int_0^\infty \frac{1}{\gamma_1} [J_0(\kappa R_1) - J_0(\kappa R_2)] \cdot J_0(\kappa r) e^{-\gamma_1(z-z_1)} \kappa d\kappa,$$

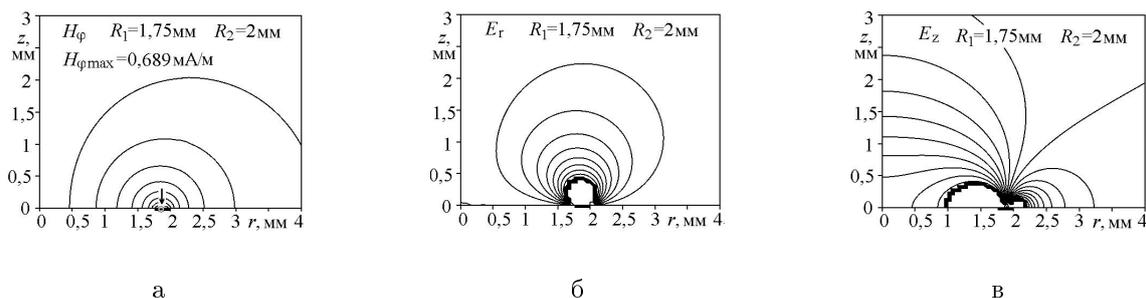
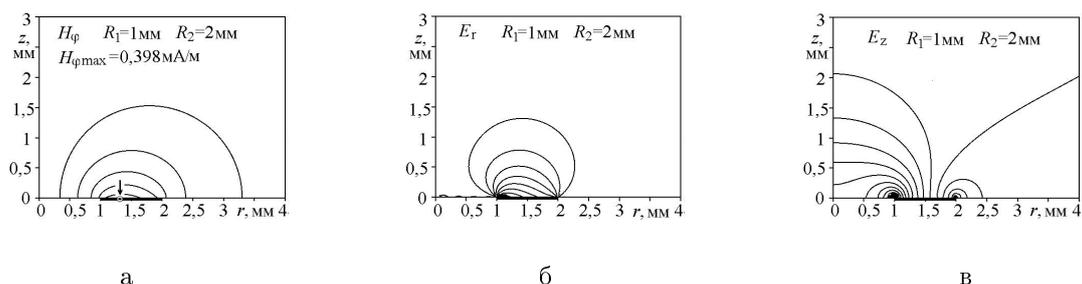
где J_0 и J_1 функции Бесселя; ω — круговая частота зондирующего поля; $\gamma_1 = \sqrt{\kappa^2 - \epsilon_1 k_0^2}$ — постоянная распространения; ϵ_0 — диэлектрическая постоянная; k_0 — постоянная распространения в вакууме.

Дальнейшие расчеты проведем при условии, что диэлектрическая проницаемость образца $\epsilon_1 = 1 - i0,0001$, а напряжение на апертуре, как и ранее, равно $U_a = 1$ мВ.

3 Анализ распределения поля в рабочей области ОКС

На рис. 3 представлены распределения магнитной (рис. 3а), радиальной и осевой компонент электрического поля (рис. 3б, в) при большом значении отношения R_1/R_2 ($R_1 = 1,75$ мм).

На оси абсцисс утолщением показано положение апертуры. На рис. 3а указана численная величина максимального значения $H_{\varphi \max}$, а стрелкой показано его положение в плоскости апертуры. При заданном значении U_a интенсивность поля во всех случаях будет существенно отличаться, поэтому показать в едином масштабе распределение H_φ для разных случаев затруднительно. Для сравнения на рис. 3а показано значение $H_{\varphi \max}$. Значительный рост E_z у границ апертуры также не позволяет изобразить распределение полей в одном масштабе (рис. 3 в). Рост E_r у границ, который для $E_r^{(a)}$ показан на рис. 2, в принятом приближении отсутствует.


 Рис. 3. Интенсивность компонент ЭМП при $R_1/R_2 \rightarrow 1$

 Рис. 4. Интенсивность компонент ЭМП при $R_1/R_2 = 0,5$

В обоих случаях вблизи края апертуры плотность линий высока, и для удобства чтения они на рисунках удалены (рис. 3б, в).

Несмотря на упрощения, представленные результаты показывают характер распределения компонент электро-магнитного поля (ЭМП). Для этого на этих рисунках и далее выдержан масштаб по осям r и z . Радиальная протяженность области интенсивного поля соответствует размеру щели, что очевидно, но представленное распределение дает возможность сделать вывод, что и осевая протяженность области интенсивного поля соизмерима с радиальным размером щели. Дальнейшие расчеты показали, что это соотношение не меняется при изменении диэлектрической проницаемости образца. При больших значениях R_1/R_2 электрическое поле существенно уменьшается к центру системы. Поэтому при измерении диэлектрической проницаемости вклад этой области образца в общий результат также уменьшается.

На рис. 4а, б, в представлены распределения компонент ЭМП при промежуточном значении R_1/R_2 .

При этом отношении радиусов поле начинает смещаться к центру системы (рис. 4а, в) и заметно опускается под плоскость экрана вблизи наружного радиуса апертуры (рис. 4б). Этот процесс значительно усиливается при малом соотношении радиусов апертуры — $R_1/R_2 \rightarrow 0$. На рис. 5а, б, в представлена интенсивность компонент ЭМП при малом соотношении R_1/R_2 .

В ней эквипотенциальные поверхности опускаются под плоскость апертуры, что особенно наглядно

на рис. 5б. Это указывает на то, что силовые линии электрического поля, берущие начало на торце центрального проводника, замыкаются на боковую поверхность внешнего проводника коаксиальной линии. При этом связь с образцом уменьшается. Поэтому уменьшение радиуса центрального стержня пропорционально увеличивает разрешающую способность в радиальном направлении. В этом случае поле менее глубоко проникает и в исследуемый образец. Проникновение вглубь образца сравнимо с размером торца центрального проводника. Это показывают, приведенные на рис. 6а, б, в, распределения модуля электрического поля для выбранных размеров апертур.

На этом рисунке приняты те же условные обозначения, что и на предыдущих, и также отсутствует общий масштаб для поверхностей равного уровня.

Представленные распределения в целом подтверждают выводы, сделанные выше при анализе поведения $E_r(z, r)$. Определенное отличие наблюдается только вблизи границ апертуры. В этом случае упрощенная модель показывает рост электрического поля в этих местах, но он не доходит до бесконечных значений, так как взаимосвязанный с ним рост $E_r(z, r)$ отсутствует в силу сделанного приближения.

В ряде случаев уменьшение проникновения поля в осевом направлении при уменьшении радиуса центрального проводника апертуры может способствовать увеличению количества получаемой информации. Это, например, может происходить при исследовании поверхности образцов. Кроме того,

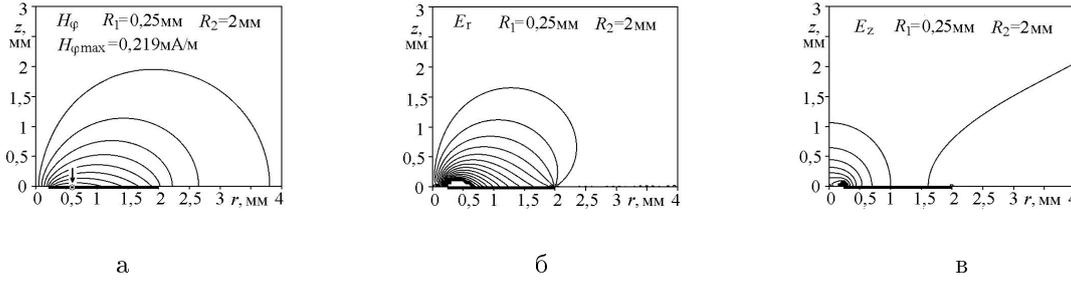
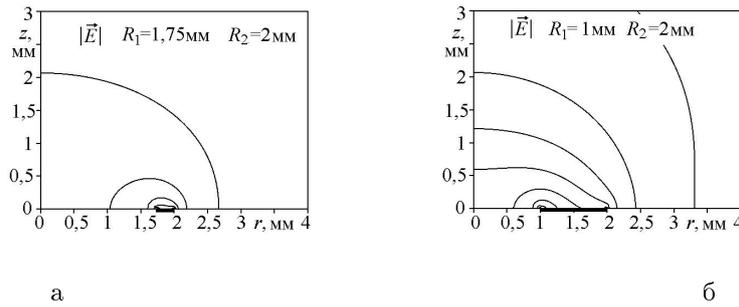
Рис. 5. Интенсивность компонент ЭМП при $R_1/R_2 = 0,125$ 

Рис. 6. Интенсивность электрического поля ОКС

перемещение поля под плоскость апертуры способствует уменьшению потерь на излучение. То же показывает приближенный расчет \dot{C}_a . В этом случае выражение для \dot{C}_a также упрощается:

$$\dot{C}_a = \frac{2\pi\epsilon_0\dot{\epsilon}_1}{\ln^2(R_2/R_1)} \int_0^\infty \frac{[J_0(\kappa R_1) - J_0(\kappa R_2)]^2}{\kappa\gamma_1} d\kappa.$$

При изменении радиуса центрального проводника апертуры и выбранных выше значениях остальных параметров расчетные величины комплексной емкости \dot{C}_a и модуля отношения мнимой к реальной части C_a''/C_a' представлены в табл.1.

Табл. 1 Изменение исходной емкости апертуры

R_1 , мм	\dot{C}_a , рФ	$ C_a''/C_a' $, отн.ед.
0,25	$0,03 - i1,516 \cdot 10^{-4}$	$5,013 \cdot 10^{-3}$
1,0	$0,104 - i7,852 \cdot 10^{-4}$	$7,585 \cdot 10^{-3}$
1,75	$0,245 - i2,059 \cdot 10^{-3}$	$8,412 \cdot 10^{-3}$

Представленные результаты показывают, что уменьшение радиуса центрального проводника позволяет уменьшить потери на излучение. Они согласуются и дополняют результаты, представленные в [16].

Выводы

СВЧ сенсоры находят все более широкое применение в различных областях [8, 9, 17–26]. Усложняются конструкции сенсоров [6, 27, 28], уточняются методы их описания [29–32].

Результаты сравнения распределений компонент электромагнитного поля вблизи апертуры, получен-

ные на основании строгой и упрощенной моделей показали, что упрощенную модель можно использовать для анализа свойств ОКС. Анализ компонент электромагнитного поля позволяет сделать вывод, что пространственная разрешающая способность ОКС по радиусу определяется диаметром центрального проводника или размером щели.

Проникновение поля вглубь образца в первом приближении соответствует радиальному распределению. Уменьшение радиуса центрального проводника способствует уменьшению потерь на излучение.

В целом, представленные результаты показывают, что варьируя форму апертуры можно изменять характеристики сенсора, оптимально подбирая их под априорно известные свойства образцов.

Благодарности

Данная работа выполнена благодаря поддержке со стороны проектов No. XDB2014-18 и No. NDJY15Z13 Хэйлунзянского Бауи аграрного университета (КНР).

References

- [1] McLaughlin B. L., Robertson P. A. (2007) Miniature open-ended coaxial probes for dielectric spectroscopy applications, *J. Phys. D: Appl. Phys.*, Vol. 40, pp. 45–53 DOI:10.1088/0022-3727/40/1/S08.
- [2] Tatsuo Nozokido, Jongsuck Bae, Koji Mizuno (2001) Scanning Near-Field Millimeter-Wave Microscopy Using a

- Metal Slit as a Scanning Probe. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique*, Vol.49, No.3, pp.491-499. DOI: 10.1109/22.910553
- [3] Poumaropoulos C. L. and Misra D. (1994) A Study on the Coaxial Aperture Electromagnetic Sensor and Its Application in Material Characterization, *IEEE Transaction on instrumentation and measurement*, Vol.43, No.2. pp.111-114. DOI: 10.1109/19.293405
- [4] Blackham D. V. and Pollard R. D. (1997) An Improved Technique for Permittivity Measurements Using a Coaxial Probe *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Vol.46, No.5, pp. 1093-1099. DOI: 10.1109/19.676718.
- [5] Gregory A. P. and Clarke R. N. (2017) Dielectric metrology with coaxial sensors, *Meas. Sci. Technol.*, Vol. 18, pp.1372–1386. DOI:10.1088/0957-0233/18/5/026.
- [6] Hyde M. W. and Havrilla M. J. (2016) Nondestructive Determination of the Permittivity Tensor of a Uniaxial Material Using a Two-Port Clamped Coaxial Probe, *IEEE Trans. Microwave Theory and Technique*, Vol.64, No.1, pp. 239–246. DOI: 10.1109/TMTT.2015.2502242
- [7] Hosseini M. H. and Heidar H. (2017) Wideband Nondestructive Measurement of Complex Permittivity and Permeability Using Coupled Coaxial Probes, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 66, No.1, pp. 148–157. DOI: 10.1109/TIM.2016.2619958
- [8] Hyde M. W. and Havrilla M. J. (2016) Broadband, nondestructive microwave sensor for characterizing magnetic sheet materials *IEEE Sensors J.*, Vol. 16, No. 12, pp. 4740–4748. DOI: 10.1109/JSEN.2016.2548560
- [9] Kempin M. and Ghasr M. (2014) Modified waveguide flange for evaluation of stratified composites, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 63, No. 6, pp. 1524–1534. DOI: 10.1109/TIM.2013.2291952
- [10] Lu Ch. and Panchenko A. Yu. (2015) An integral equation for the field distribution within the aperture plane of the coaxial sensor *Telecommunications and Radio Engineering*, No. 75(7), pp. 587–594. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i7.20
- [11] Panchenko B. A. (1970) Tenzornyye funktsii Grina uravneniy Maksvela dlya tsilindricheskikh oblastey [Tensor Green's functions of Maxwell's equations for cylindrical regions]. *Radiotekhnika: Vseukrainskiy mezhvedomstvennyy nauchno-tekhnicheskiiy sbornik*, Vol. 15, pp. 82-91.
- [12] Tai C. T. (1983) Dyadic Green's functions for a coaxial line, *IEEE Trans. of Antennas and Propagation*, Vol. 48, No. 2, pp. 355–358. DOI: 10.1109/TAP.1983.1143029
- [13] Liu Ch., Panchenko A.Yu. and Slipchenko M. I. (2016) Analysis of the properties of the integral equation for the field distribution across the aperture of a coaxial sensor, *Telecommunications and Radio Engineering*, No.75 (11), pp.969-977. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i11
- [14] Panchenko A. Yu. (1998) Modeling a small aperture resonator type microwave meter of substance parameters, *Telecommunications and Radio Engineering*, No.52 (8), pp. 118–121. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v52.i8
- [15] Gordienko Yu. E., Panchenko A. Yu. and Far R. S. (1998) Priblijenie zadannogo polya v zadachah opredeleniya harakteristik rezonatornykh SVCh- datchikov aperturnogo tipa [Approximation of a preset field in the problems of determining the characteristics of the resonator of the microwave sensors aperture type], *Radiotekhnika: Vseukrainskiy mezhvedomstvennyy nauchno-tekhnicheskiiy sbornik*, Vol. 107, pp. 93–103.
- [16] Wen Mingming and Liu Ch. (2015) 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*, No.74(15), pp. 1355–1366. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v74.i15.40
- [17] Kaatze U. (2010) Techniques for measuring the microwave dielectric properties of materials, *Metrologia*, Vol. 47, No. 2, pp. S91–S113. DOI: 10.1088/0026-1394/47/2/S10.
- [18] Kaatze U. (2013) Measuring the dielectric properties of materials. Ninety-year development from low-frequency techniques to broadband spectroscopy and high-frequency imaging, *Meas. Sci. Technol.*, Vol. 24, 012005. DOI: 10.1088/0957-0233/24/1/012005
- [19] Szyplowska A., Wilczek A., Kafarski M. and Skierucha W. (2016) Soil Complex Dielectric Permittivity Spectra Determination Using Electrical Signal Reflections in Probes of Various Lengths, *Vadose Zone Journal*, pp.1-12. DOI: 10.2136/vzj2015.10.0135.
- [20] Hofmann M. (2015) *Six-Port-Based Microwave Spectroscopy of Dielectric Materials for Non-Invasive ISM Applications*, Erlangen, FAU University Press, 2015, 195 p.
- [21] Muller W. and Scheuermann A. (2016) Optimising a modified free-space permittivity characterisation method for civil engineering applications *J. Geophys. Eng.*, Vol. 13, pp.S9-S17. DOI: 10.1088/1742-2132/13/2/S9.
- [22] Xue Bai, Jumin Hou, Lu Wang, Minghui Wang, Xia Wang, Chunhui Wu, Libo Yu, Jie Yang, Yue Leng and Yonghai Sun (2017) Electrical impedance analysis of pork tissues during storage, *Food Measure*, pp.1-9, DOI: 10.1007/s11694-017-9627-x.
- [23] Flores M., Calo A., Gorriti A., Cortina D., Rubio G., Grajal J. and Hernando A. (2014) Microwire composite electromagnetic parameters extraction by waveguide measurements at X-band, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 28, No. 2, pp.202–213. DOI: 10.1080/09205071.2013.862186.
- [24] Panchenko A. Yu., Slipchenko N. I. and Borodkina A. N. (2014) On the development of a practical technique of theoretical calibration of resonant sensors for near-field microwave diagnostics *Telecommunication and Radio Engineering*, No 73 (15), pp. 1397-1407. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v73.i15.
- [25] Bore T., Wagner N., Lesoille S.D., Taillade F., Six G., Daout F. and Placko D. (2016) Error Analysis of Clay-Rock Water Content Estimation with Broadband High-Frequency Electromagnetic Sensors—Air Gap Effect, *Sensors*, 16, 554, pp. 1-14. DOI: 10.3390/s16040554.
- [26] Suzuki M., Shigematsu J. and Kodama T. (1996) Hydration Study of Proteins in Solution by Microwave Dielectric Analysis, *J. Phys. Chem.*, 100 (17), pp. 7279-7282. DOI: 10.1021/jp953331k
- [27] Cenancovic A. and Schramm M. (2011) Measurement setup for non-destructive complex permittivity determination of solid materials using two coupled coaxial probes, *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 1–4. DOI: 10.1109/MWSYM.2011.5972838
- [28] Hyde M. W. and Stewart (2009) Nondestructive electromagnetic material characterization using a dual waveguide probe: A full wave solution, *Radio Sci.*, Vol. 44, RS3013, pp. 1-13. DOI: 10.1029/2008RS003937

- [29] Alanen E., Lahtinen T. and Nuutinen J. (1998) Variational Formulation of Open-Ended Coaxial Line in Contact with Layered Biological Medium, *IEEE Transaction on biomedical engineering*, Vol. 45, No. 10, pp.1241-1247. DOI: 10.1109/10.720202
- [30] Huang R. and Zhang D. (2008) Analysis of open-ended coaxial probes by using a two-dimensional finite-difference frequency-domain method, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 57, Iss. 5, pp. 931-939. DOI: 10.1109/TIM.2007.913830
- [31] Dumin A. N., Katrich V. A., Kolchigin N. N., Pivnenko S. N. and Tretyakov O. A. (2000) Difraktsiya nestatsionarnogo TEM-volny na otkrytom kontse koaksialnogo volnovoda [Nonstationary diffraction of THE wave at the open end of the coaxial waveguide], *Radiofizika i radioastronomiya*, Vol. 5, No.1, pp. 55-67.
- [32] Maftooli H. (2012) Output signal prediction of an open-ended coaxial probe when scanning arbitrary-shape surface cracks in metals, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 61, No. 9, pp. 2384-2391. DOI: 10.1109/TIM.2012.2199193

Ближньопольовий відкритий коаксіальний сенсор. Оцінка просторової роздільної здатності вимірювальної апертури

Лю Чан, Заїченко О. Б., Панченко О. Ю., Сліпченко М. І.

Мікрохвильові сенсори знаходять все більш широке використання в різних галузях. Сенсори стають все більш складними, методи їх опису стають все більш прецизійними. У роботі наведена спрощена модель опису ближнього поля коаксіального сенсора. Надані обґрунтування спрощення аналітичного рішення, розглянуті компоненти поля в робочій області і проаналізовано розподіл поля в робочій області. Показані результати порівняння розподілів компонент електромагнітного поля поблизу апертури, отримані на підставі суворої

і спрощеної моделей. Проникнення поля у зразок у першому наближенні відповідає радіальному розподілу. Просторова роздільна здатність сенсора, як по радіусу, так і по глибині зразка визначається діаметром центрального провідника або розміром щілини. Варіюючи форму апертури можна змінювати характеристики сенсора, оптимально підбираючи їх під апріорно відомі властивості зразків.

Ключові слова: функції Бесселя; граничні умови; власні функції; функція Гріна

Near-field open coaxial sensor. Measurement aperture spatial resolution ability evaluation

Chang Liu, Zaichenko O. B., Panchenko A. Yu., Slipchenko N. I.

Microwave sensors find wider and wider application in the different domain. The sensors design became more complicated, the methods of their description became more exact. The paper presents a simplified model for describing the near field of a coaxial sensor. There was given grounding of analytical solution simplification, considered fields components in the working area and analyzed field in the working area distribution. The results of a comparison of the distributions of the electromagnetic field components near the aperture are shown, obtained on the basis of a rigorous and simplified model. The field intrusion into the sample at first approximation corresponds to radial distribution. The spatial resolving ability of the sensor, both along the radius and the depth of the sample, is determined by the diameter of the central conductor or by the size of the slit. By varying the shape of the aperture, it is possible to change the characteristics of the sensor, optimally selecting them for a priori known properties of the sample.

Key words: Bessel functions; boundary conditions; eigen functions; Green's function