

УДК 621.372.413:621.382.049

DOI 10.52928/2070-1624-2022-38-4-43-48

**МОДЕЛИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ УСТРОЙСТВА СВЯЗИ
ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО РЕЗОНАТОРА С СВЧ-ТРАКТОМ**

*д-р физ.-мат. наук, проф. В. А. БОГУШ, канд. физ.-мат. наук В. Н. РОДИОНОВА
(Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск);
О. В. ТАНАНА
(Полоцкий государственный университет)*

Выполнено электродинамическое моделирование устройства связи объемного резонатора с трактом. Устройство связи резонатора представляет собой линию с распределенной связью, т.е. связанную как с магнитным, так и с электрическим полями резонатора, и позволяет получить связь, мало зависящую от частоты. Разработан алгоритм аппроксимации значений входного импеданса от сопряжения элемента связи с целью вычисления совокупности характеристик нагруженного резонатора. Проведенные расчеты и полученные зависимости позволяют выполнить определение геометрических параметров конструкции широкополосного устройства связи объемных резонаторов в СВЧ-диапазоне длин волн.

Ключевые слова: *объемный резонатор, устройство связи, добротность резонатора.*

Введение. Одним из главных требований, предъявляемых к универсальному измерительному резонатору, является высокая собственная добротность в сочетании с широким диапазоном перестройки частоты. Следовательно, весьма важным является вопрос о широкополосном устройстве связи этого резонатора с СВЧ-трактом. Устройства связи служат для ввода электромагнитной энергии в резонатор от источника энергии или для ее вывода [1–4]. К данным устройствам предъявляются следующие требования: возможность регулировки связи для обеспечения согласования с внешним трактом, технологичность, простота конструкции.

Существуют следующие виды связи:

- электрическая емкостная: возбуждение коротким штырем (электрический зонд);
- магнитная: возбуждение петлей связи;
- электронная: возбуждение электронным пучком;
- дифракционная: возбуждение через отверстие в оболочке.

Электрическая связь (аналогична емкостной связи в обычном колебательном контуре) осуществляется через штырь, вводимый через отверстие в стенке резонатора. Этот штырь вводится так, чтобы его ось совпадала с направлением электрических силовых линий в данной точке резонатора. Чаще всего штырь размещают в точке, соответствующей пучности электрического поля. Величину связи регулируют вводя штырь в резонатор (связь увеличивается) или выводя его из резонатора (связь уменьшается).

Магнитная связь создается с помощью витка (петли), введенного в резонатор так, чтобы его плоскость была перпендикулярна к линиям магнитного поля. Виток связи помещают в точку, соответствующую пучности магнитного поля в резонаторе. Величину связи регулируют большим или меньшим введением витка в резонатор или поворотом плоскости витка при постоянной глубине его погружения. Реализовать магнитную связь в чистом виде довольно трудно, т.к. электрические линии также замыкаются на виток и связь в этом случае носит магнитоэлектрический характер.

Связь при помощи штыря или витка используется в резонаторах, когда энергия подводится коаксиальным кабелем.

Если соединительной линией служит волновод, то обычно используется дифракционная связь. Осуществить ее возможно из-за способности силовых линий огибать препятствия (явление дифракции). При наличии в металлической стенке резонатора отверстия некоторая часть силовых линий выпучивается и выходит за пределы резонатора. Если к отверстию присоединить волновод так, чтобы направление силовых линий совпадало с полем нужного типа колебаний в волноводе, то последний возбудится и станет связанным с резонатором. Размер отверстия связи подбирается обычно экспериментальным путем.

Электронная связь образуется при пролете электронов через резонатор. Для обеспечения максимальной связи необходимо, чтобы электроны пролетали через область, где сосредоточена наибольшая часть электрического поля, а время пролета электронов и расстояние, которое им приходится проходить в резонаторе, были как можно меньше. Этим условиям лучше всего удовлетворяет тороидальная конструкция резонатора с центральными дисками в виде металлических стенок, через которые пролетает пучок электронов.

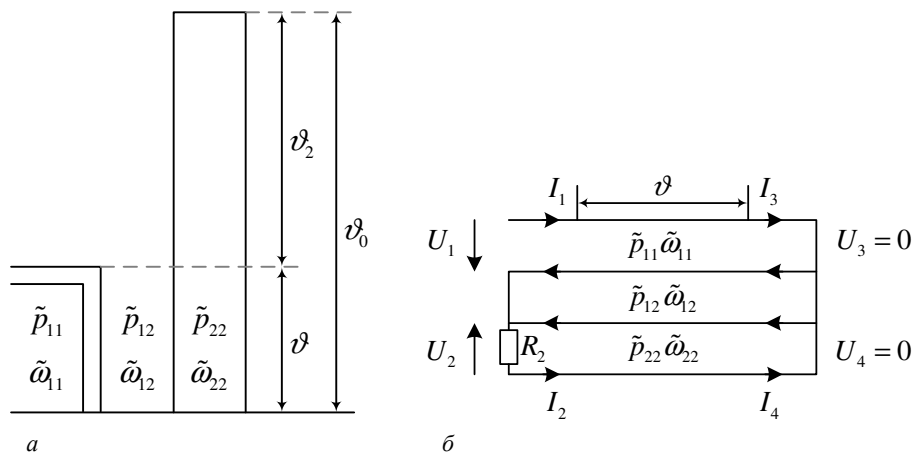
На практике чаще всего применяются два вида устройств для ввода и вывода СВЧ-мощности в резонатор: коаксиальный и волноводный. Основной принцип устройства связи состоит в том, что его поле должно иметь составляющую, пространственно совпадающую с аналогичной составляющей, возбуждаемой этим элементом, или поля, из которого надо отвести энергию.

Проблема широкополосного согласования высокодобротных резонаторов и стандартных одноמודовых волноводов является весьма сложной [5–10]. Дело в том, что пространственная структура полей

согласуемых элементов сильно различается (например, H_{10} волны в прямоугольных волноводах стандартного сечения и волновые пучки в квазиоптических открытых резонаторах). Как следствие, импедансы согласуемых элементов в эквивалентных схемах могут существенно различаться, что приводит к значительным отражениям и их сильной частотной зависимости.

Электродинамическое моделирование устройства связи резонатора с СВЧ-трактом. Элемент связи моделировался четырехполюсником, включенным между резонатором и линией передачи, и был представлен полной канонической схемой замещения Felsen-Oliver для четырехполюсников с потерями. Для определения минимума среднестатистического отклонения исходных данных от функции аппроксимации использовался градиентный метод вариации искомых параметров.

На рисунке 1 дано схематическое изображение резонатора (а) и его эквивалентная схема (б) в виде двух связанных линий. Первая линия (отверстие связи) имеет электродинамическое и электростатическое волновые сопротивления, равные соответственно \tilde{p}_{11} и $\tilde{\omega}_{11}$, вторая – \tilde{p}_{22} и $\tilde{\omega}_{22}$. Обе линии связаны между собой на участке электрической длиной ϑ , при этом сопротивления связи равны \tilde{p}_{12} и $\tilde{\omega}_{12}$ [11]. Импеданс $Z_2 = R_2 - j\tilde{p}_{22}\text{ctg}\vartheta$ включает в себя реактивное сопротивление части резонатора длиной ϑ_2 и собственные потери всего резонатора, пересчитанные в плоскость присоединения Z_2 .



а – схематическое изображение; б – эквивалентная схема

Рисунок 1. – Резонатор с отверстием связи

Двухполюсник (рисунок 1, б) является производным от восьмиполусника, образованного двумя связанными линиями с неравными волновыми сопротивлениями. Матрица передачи такого восьмиполусника имеет вид [12]

$$[a] = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & 0 & j\tilde{p}_{11} \sin \vartheta & j\tilde{p}_{12} \sin \vartheta \\ 0 & \cos \vartheta & j\tilde{p}_{12} \sin \vartheta & j\tilde{p}_{22} \sin \vartheta \\ j\frac{\sin \vartheta}{\tilde{\omega}_{11}} & -j\frac{\sin \vartheta}{\tilde{\omega}_{12}} & \cos \vartheta & 0 \\ -j\frac{\sin \vartheta}{\tilde{\omega}_{12}} & j\frac{\sin \vartheta}{\tilde{\omega}_{22}} & 0 & \cos \vartheta \end{bmatrix}.$$

Так как $U_3 - U_1 = 0$, а $U_2 = -I_2 Z_2$, входной импеданс двухполюсника (резонатора с отверстием связи) запишется

$$Z_{\text{вх}} = j\tilde{p}_{11}\text{tg}\vartheta + \tilde{p}_{12}^2 \text{tg}^2 \vartheta \frac{R_2 + j\tilde{p}_{22}q}{R_2 + \tilde{p}_{22}^2 q}, \quad (1)$$

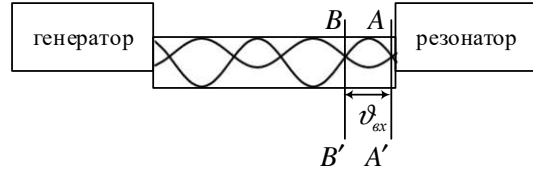
где R_2 – собственные потери резонатора, отнесенные к плоскости, отстоящей от плоскости короткого замыкания на угол ϑ ;

$$q = \frac{\cos \vartheta_0}{\cos \vartheta_2},$$

где $\vartheta_0 = \vartheta + \vartheta_2$ – электрическая длина резонатора.

Расчет параметров устройства связи объемного измерительного резонатора. Зная распределение напряжения во входном тракте резонатора, можно найти его параметры [13]. На рисунке 2 изображен резонатор и распределение напряжения в тракте, соединяющем его с генератором. Выражение (1) описывает входной импеданс резонатора непосредственно на входе линии связи (плоскость AA').

Рисунок 2. – Распределение напряжения во входном тракте резонатора и опорные плоскости AA' и BB'



При сильной расстройке резонатора по отношению к частоте генератора его входной импеданс определяется только реактивным сопротивлением элемента связи [13]:

$$Z_{вх} = Z_{AA'} = j\tilde{p}_{11} \operatorname{tg} \vartheta .$$

При этом во входном тракте установится чисто стоячая волна с ближайшим максимумом в плоскости BB' , где входной импеданс равен бесконечности. Выражение импеданса $Z_{BB'}$, трансформированного в плоскость BB' , можно записать в виде

$$Z_{BB'} = Z_0 \frac{Z_{AA'} + jZ_0 \operatorname{tg} \vartheta_{вх}}{Z_0 + jZ_{AA'} \operatorname{tg} \vartheta_{вх}} ,$$

где $\vartheta_{вх}$ – расстояние между плоскостями AA' и BB' ;

Z_0 – волновое сопротивление входного тракта;

$$Z_{BB'} = \infty \text{ при } Z_0 + jZ_{AA'} \operatorname{tg} \vartheta_{вх} = 0, \text{ т.е. если } \operatorname{tg} \vartheta_{вх} = \frac{Z_0}{jZ_{AA'}} .$$

При расстройке резонатора $\operatorname{tg} \vartheta_{вх} = \frac{Z_0}{\tilde{p}_{11} \operatorname{tg} \vartheta}$, так что для любой настройки резонатора справедливо выражение [10]

$$\frac{Z_{BB'}}{Z_0} = \frac{Z_{AA'} + j \frac{Z_0^2}{\tilde{p}_{11} \operatorname{tg} \vartheta}}{Z_0 + jZ_{AA'} \frac{Z_0}{\tilde{p}_{11} \operatorname{tg} \vartheta}} = \frac{Z_{AA'} \tilde{p}_{11} \operatorname{tg} \vartheta + jZ_0^2}{Z_0 \tilde{p}_{11} \operatorname{tg} \vartheta + jZ_{AA'} Z_0} . \quad (2)$$

Когда резонатор настроен на частоту генератора, в плоскости BB' расположен минимум напряжения, поэтому $\frac{Z_{BB'}}{Z_0}$ – чисто активное сопротивление, численно равное сопротивлению $\frac{R_S}{Z_0}$ эквивалентного последовательного контура.

Подставляя (1) в (2), получим

$$\frac{Z_{BB'}}{Z_0} = \frac{r_2 (p_{11}^2 \operatorname{tg}^2 \vartheta + 1)}{p_{11} p_{св}^2 \operatorname{tg}^2 \vartheta} - j \frac{p_{11}^2 p_{св}^2 \operatorname{tg}^3 \vartheta + q (p_{11}^2 \operatorname{tg}^2 \vartheta + 1)}{p_{11} p_{св}^2 \operatorname{tg}^2 \vartheta} ,$$

где $r_2 = \frac{R_2}{\tilde{p}_{22}}$; $p_{11} = \frac{\tilde{p}_{11}}{Z_0}$; $p_{св}^2 = \frac{\tilde{p}_{12}^2}{\tilde{p}_{11} \tilde{p}_{22}}$.

Так как $\frac{Z_{BB'}}{Z_0}$ – чисто активное сопротивление, значит $\operatorname{Im} \left(\frac{Z_{BB'}}{Z_0} \right) = 0$, а

$$\operatorname{Re} \left(\frac{Z_{BB'}}{Z_0} \right) = \frac{1}{\beta} , \quad (3)$$

где $\beta = \frac{Q_0}{Q_H} - 1$.

Поскольку $r_2 = \frac{r_0}{\cos^2 \vartheta}$, выражение (3) запишется

$$\frac{r_0 (p_{11}^2 \operatorname{tg}^2 \vartheta + 1)}{p_{11} p_{cв}^2 \sin^2 \vartheta} = \frac{1}{\beta} = \frac{Q_n}{1 - \frac{Q_n}{Q_0}}, \quad (4)$$

где Q_0 и Q_n – ненагруженная и нагруженная добротности резонатора соответственно;

$r_0 = \frac{\pi}{2Q_0} (2n - 1)$ – для резонатора, не укороченного емкостью;

n – число узлов напряжения на длине резонатора.

В большинстве практических случаев $\frac{Q_n}{Q_0} \ll 1$, так что $\frac{1}{\beta} = \frac{Q_n}{Q_0}$. Тогда из (4) следует

$$Q_n \approx (2n - 1) \frac{\pi}{2} \frac{p_{11}^2 \operatorname{tg}^2 \vartheta + 1}{p_{11} p_{cв}^2 \sin^2 \vartheta}. \quad (5)$$

Принимая во внимание, что $Q_n = \frac{f}{2\Delta f}$, где f – резонансная частота, $2\Delta f$ – ширина полосы пропускания нагруженного резонатора, и $\vartheta = \frac{2\pi fl}{c}$, где l – длина участка связи, $c = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{м}}{\text{с}}$, найдем выражение для полосы пропускания резонатора:

$$2\Delta f = a\varphi(\vartheta), \quad (6)$$

где $a = \frac{cp_{11} p_{cв}^2}{(2n - 1)\pi^2 l}$, $\varphi(\vartheta) = \frac{\vartheta \sin^2 \vartheta}{p_{11}^2 \operatorname{tg}^2 \vartheta + 1}$.

Функция $\varphi(\vartheta)$ имеет экстремум (максимум) при ϑ_{\max} , который зависит от параметра p_{11}^2 и является корнем уравнения

$$\vartheta = \frac{1}{2} \frac{p_{11}^2 \operatorname{tg} \vartheta + \operatorname{ctg} \vartheta}{p_{11}^2 \operatorname{tg}^2 \vartheta}. \quad (7)$$

Моделирование выполнялось с помощью пакета «CST Microwave Studio»¹. Пакет CST MWS 2009 включает 4 подпрограммы. При вычислении использовалась подпрограмма расчета в частотной области (Frequency domain solver, F!), которая применяется для решения широкополосных задач. Так, с ее помощью можно проектировать линии передачи. Подпрограмма расчета в частотной области позволяет получать более точные результаты, однако время расчета значительно возрастает.

При моделировании задавались входные данные: резонансная частота, ширина полосы пропускания нагруженного резонатора, реактивное сопротивление элемента связи, входной импеданс. Результаты расчетов представлены на рисунке 3 в виде семейства нормированных кривых $\varphi(\vartheta)$, параметром которого является p_{11} .

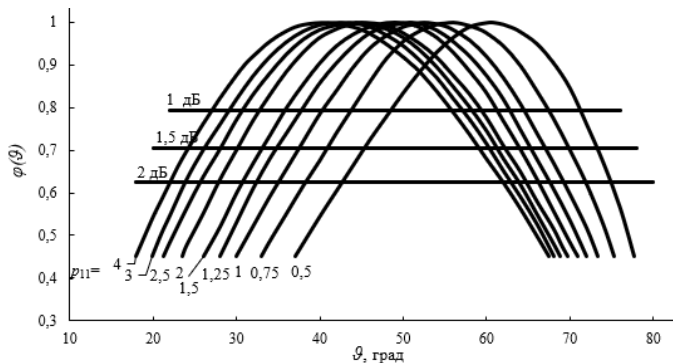


Рисунок 3. – Нормированные кривые $\varphi(\vartheta)$ с параметром p_{11} полосы пропускания в заданном диапазоне частот

¹ CST Studio Suite 2009. Workflow and Solver Overview [Electronic resource]. URL: www.cst.com.

При увеличении p_{11} уменьшается абсолютная величина максимума функции $\varphi(\vartheta)$, т.е. уменьшается ширина полосы пропускания.

Результаты расчетов зависимости корней уравнения (7) и зависимости $\varphi(\vartheta_{\max})$ от p_{11} приведены на рисунке 4: $\varphi(\vartheta) = 0$ (кривая I) и величины функции $\varphi(\vartheta_{\max})$ (кривая II).

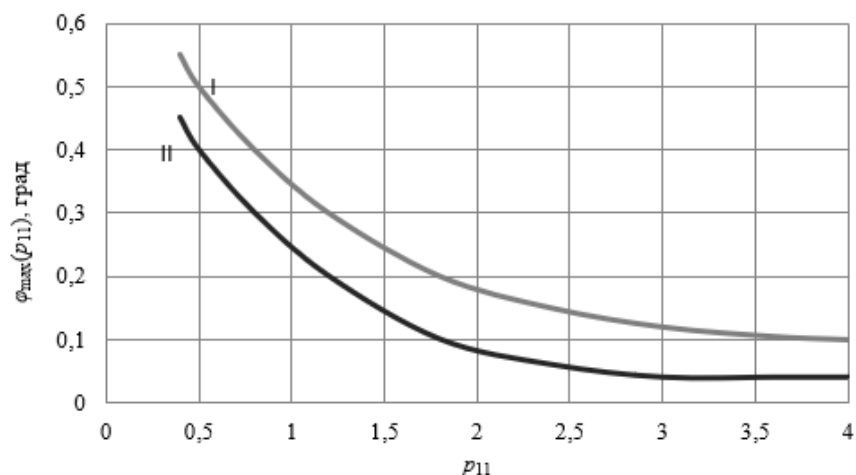


Рисунок 4. – Корни уравнения $\varphi(\vartheta) = 0$ (кривая I) и зависимость $\varphi(\vartheta_{\max})$ (кривая II) в функции волнового сопротивления p_{11}

Из зависимостей, приведенных на рисунках 3 и 4, определяются характеристики устройства связи – величина сопротивления связи p_{12} и размер элемента связи ϑ .

Функция $\varphi(\vartheta)$ (и полоса пропускания $2\Delta f$) изменяются немонотонно с максимумом на заданной резонансной частоте резонатора ($\vartheta \approx 40^\circ \div 60^\circ$). С увеличением p_{11} максимумы кривых сдвигаются влево, а, следовательно, максимальная ширина полосы при заданном уровне неравномерности достигается при более малом размере отверстия связи (на более низкой частоте).

Увеличение параметра p_{11} ведет к расширению кривой $\varphi(\vartheta)$, т.е. к уменьшению неравномерности.

Заключение. Установлена экспоненциальная зависимость входного импеданса от сопротивления элемента связи, которая позволяет определить характеристики устройства связи – величину сопротивления связи и размер элемента связи. Полученные выражения позволяют определить электрические характеристики устройства связи объемного резонатора с СВЧ-трактом по заданным величинам полосы пропускания резонатора, а также позволяют выполнить расчет геометрических параметров конструкции устройства связи объемных резонаторов.

Значения нагруженной добротности исследуемой системы (объемный резонатор с элементом связи), полученные с помощью моделирования, очень хорошо соотносятся с экспериментальными результатами. Показано, что использование в расчетах CST MWS является универсальным инструментом для проектирования сложных электродинамических систем СВЧ-диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

1. Техника сверхвысоких частот / Под ред. Т. Р. Брахмана ; пер. с англ. – М. : Сов. радио, 1953. – 473 с.
2. Федоров, Н. И. Основы электродинамики / Н. И. Федоров. – М. : Высш. шк., 1980. – 399 с.
3. Никольский, В. В. Электродинамика и распространение радиоволн / В. В. Никольский, Т. И. Никольская // М. : Связь, 1989. – 544 с.
4. Кугушев, А. М. Основы радиоэлектроники. Электродинамика и распространение радиоволн : учеб. пособие / А. М. Кугушев, Н. С. Голубева, В. Н. Митрохин. – М. : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2001. – 368 с.
5. Свойства квазиоптического резонатора с сосредоточенным элементом связи / Б. М. Булгаков [и др.] // Радиофизика и электроника. – 1998. – Т. 3. – № 1. – С. 11–14.
6. Родионова, В. Н. Связь открытого резонатора с прямоугольным волноводом / В. Н. Родионова, Г. Я. Слепян // Радиотехника и электроника. – 1989. – Т. 34, № 7. – С. 1358–1365.
7. Косарев, Е. Л. Вынужденные колебания открытого резонатора, связанного с волноводом малым отверстием / Е. Л. Косарев, Ю. М. Ципенюк // Электроника больших мощностей. – 1968. – Вып. 5. – С. 105–117.

8. Electromagnetic modelling of broadband coupling elements between high-Q resonators and single-mode waveguides / V. Rodionova [et al.] // 11–th Inter. Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. – Kharkov, 2006. – P. 382–386.
9. Grating coupling elements for high-Q resonators and rectangular waveguides of the millimeter wave band / V. Karpovich [et al.] // J. of Communications Technology and electronics. – 2006. – Vol. 12. – P. 1227–1231.
10. Irregular-Waveguide elements coupling high-Q resonators with single-mode waveguides / G. Ya. Slepyan [et al.] // J. of Communications Technology and Electronics. – 2008. – Vol. 53, No. 2. – P. 184–189.
11. Мейнке, Х. Радиотехнический справочник. / Х. Мейнке, Ф. Гундлах. – М. ; Л. : ГЭИ. – 1961. – Т. 1. – 418 с.
12. Морозов, Г. А. Прикладная СВЧ электроника : метод. указания / Г. А. Морозов, Н. Е. Стахова. – Казань : КГТУ им. А. Н. Туполева, 2002. – 16 с.
13. Фельдштейн, А. П. Справочник по элементам волноводной техники / А. П. Фельдштейн, Л. Р. Ярвич, В. П. Смирнов. – М. : Сов. радио, 1967. – 651 с.

REFERENCES

1. Brahman, T. R. (Ed.). (1953). *Tehnika sverhvyssokih chastot. [Microwave technology]*. Moscow: Soviet Radio. (In Russ.)
2. Fedorov, N. I. (1980) *Osnovy jelektrodinamiki [Fundamentals of electrodynamics]*. Moscow: Higher school. (In Russ.)
3. Nikol'skij, V. V., & Nikol'skaja, T. I. (1989) *Jelektrodinamika i rasprostranenie radiovoln [Electrodynamics and propagation of radio waves]*. Moscow: Communication. (In Russ.)
4. Kugushev, A. M., Golubeva, N. S., & Mitrohin, V. N. (2001) *Osnovy radiojelektroniki. Jelektrodinamika i rasprostranenie radiovoln: ucheb. posob. [Fundamentals of radio electronics. Electrodynamics and propagation of radio waves: study guide]*. Moscow: Publishing house of MSTU im. N. E. Bauman. (In Russ.)
5. Bulgakov, B. M., Glamazdin, V. V., Skresanov, V. N., & Natarov, M. P. (1998) Svojstva kvaziopticheskogo rezonatora s sosredotochennym elementom svyazi [Properties of a Qua-Optical Resonator with a Lumped Coupling Presence]. *Radiofizika i elektronika [Radiophysics and electronics]*, 3(1), 11–14. (In Russ.)
6. Rodionova, V. N., & Slepjan, G. Ja. (1989) Svjaz' otkrytogo rezonatora s prjamougol'nym volnovodom [Communication of an open resonator with a rectangular waveguide]. *Radiotehnika i jelektronika [Radio engineering and electronic]*, 34(7), 1358–1365. (In Russ.)
7. Kosarev, E. L., & Cipenjuk, Ju. M. (1968) Vynuzhdennye kolebanija otkrytogo rezonatora, svjazannogo s volnovodom malym otverstiem [Forced oscillations of an open resonator coupled to a waveguide with a small hole]. *Jelektronika bol'shij moshhnostej [High power electronics]*, (5), 105–117. (In Russ.)
8. Rodionova, V., Slepyan, G., Karpovich, V., Skresanov, V., & Natarov, M. (2006) Electromagnetic modelling of broadband coupling elements between high-Q resonators and single-mode waveguides, *11–th Inter. Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory* (382–386). Kharkov: ММЕТ'06.
9. Karpovich, V., Slepyan, G., Skresanov, V., Rodionova, V., & Filipenok, O. (2006) Grating coupling elements for high-Q resonators and rectangular waveguides of the millimeter wave band. *Journal of Communications Technology and electronics*, (12), 1227–1231.
10. Slepyan, G. Ya., Skresanov, V. N., Rodionova, V. N., Karpovich, V. A., Natarov, M. P., & Filipenok, O. V. (2008) Irregular-Waveguide elements coupling high-Q resonators with single-mode waveguides. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 53(2), 184–189.
11. Mejnke, X., & Gundlah, F. (1961) *Radiotekhnicheskij spravochnik [Engineering Handbook]* (Vol. 1). Moscow-Leningrad: State Energy Publishing House. (In Russ.)
12. Morozov, G. A., & Stahova, N. E. (2002) *Prikladnaja SVCh jelektronika: metod. ukazaniya [Applied microwave electronics: method. instructions]*. Kazan: Publishing house of KSTU im. A.N. Tupolev. (In Russ.)
13. Fel'dshtejn, A. P., Jarvich, L. R., & Smirnov, V. P. (1967) *Spravochnik po jelementam volnovodnoj tehniki [Handbook on the elements of waveguide technology]*. Moscow: Higher school. (In Russ.)

Поступила 17.03.2022

SIMULATION OF PARAMETERS OF A COUPLING DEVICE OF A MEASURING RESONATOR WITH A MICROWAVE PATH

V. BOGUSH, V. RODIONOVA, O. TANANA

An electrodynamic simulation of a device for coupling a cavity resonator with a path is performed. The cavity coupling device is a distributed communication line, i.e. associated with both the magnetic and electric fields of the resonator, and makes it possible to obtain a coupling that depends little on the frequency. An algorithm for approximating the values of the input impedance from the resistance of the coupling element has been developed in order to calculate the set of characteristics of the loaded resonator. The performed calculations and the obtained dependences make it possible to determine the geometrical parameters of the design of a broadband cavity resonator coupling device in the microwave range of wavelengths.

Keywords: cavity resonator, communication device, quality factor of the resonator.