

А. Н. Михайлов¹, Ф. В. Садыков¹

¹ АО «Научно-производственное предприятие «Радар ммс»

КОМПАКТНЫЙ ДВУХДИАПАЗОННЫЙ ОБЛУЧАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ УСОВЕРШЕНСТВОВАННОГО Т-МОСТА

Описана конструкция системы двухдиапазонного облучателя, функционирующего в двух существенно отстоящих частотных диапазонах. В диапазоне крайне высоких частот (КВЧ) излучающая структура представляет собой конический рупор. В диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ) разнесенные излучающие апертуры запитаны с помощью волноводного Т-моста усовершенствованной конструкции. В предложенном Т-мосте в качестве компенсатора рассогласований в точке разветвления волноводного тракта использована двухщелевая резонансная диафрагма. Такая конструкция Т-моста обладает малыми размерами, широкой рабочей полосой и имеет большую вариативность при согласовании каналов излучателя в антенных системах. Также для снижения габаритных размеров излучателя в каждом канале использованы волноводные уголки с изгибом по широкой и узкой стенкам. Для получения больших значений коэффициента направленного действия (КНД) и выраженных направленных свойств в данной системе использованы два спаренных пирамидальных рупора, образующих линейную антенную решетку. Численное моделирование исследуемой системы осуществлялось методом конечных разностей во временной области. Приведены результаты моделирования основных характеристик излучения системы.

Ключевые слова: электромагнитная волна, волноводный Т-мост, резонансная диафрагма, волноводный уголок, антенная решетка, система излучателей

Введение

На сегодняшний день в радиолокации, мониторинге окружающей среды, радионавигации и антенных системах различного назначения широко используется СВЧ-диапазон. Это обусловлено возможностью создания антенн с диаграммой направленности (ДН) различной формы, имеющих ширину от нескольких десятков до долей градуса (в основном апертурных антенн), а также хорошей изученностью данного диапазона. Для повышения разрешающей способности по дальности, а также обнаружения радиолокационными методами малогабаритных объектов на фоне рассеяния поля земными покровами могут применяться радиолокационные системы (РЛС), совмещающие возможность работы в СВЧ- и, например, КВЧ-диапазонах. Применение КВЧ-диапазона дает единственную возможность радиолокационным, связным и другим системам функционировать вблизи поверхности земли, воды и других сильно отражающих границ раздела с хаотическими неровностями.

С учетом современных тенденций, направленных на уменьшение габаритных размеров как антенных систем в целом, так и их отдельных узлов, при условии сохранения на приемлемом уровне основных характеристик излучения устройств встает

вопрос о новых конструктивных решениях в данном направлении.

Наиболее громоздкой частью отражательной антенной системы является облучатель. Следовательно, именно этот элемент требует наибольших конструктивных изменений, позволяющих уменьшить геометрические размеры системы в целом.

В работе приведены результаты проектирования и исследования компактного двухдиапазонного облучателя антенной системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов.

Конструкция системы излучателя

Система двухдиапазонного облучателя (рис. 1) состоит из СВЧ-части, включающей в себя запитывающий канал 1, волноводные изгибы 2 и пирамидальные рупоры 3, а также КВЧ-часть 4, представляющую собой конический рупор, который используется по причине простоты конструкции и обеспечения требуемой ширины ДН при малых габаритах.

Запитывающий канал 1 представляет собой разветвленный Т-образный мост в E -плоскости (рис. 2), в основе которого лежит стандартный волновод СВЧ-диапазона с сечением 23×10 мм (канал 1 на рис. 3) с переходом на волновод 23×5 мм в H -плоскости (каналы 2, 3 на рис. 3).

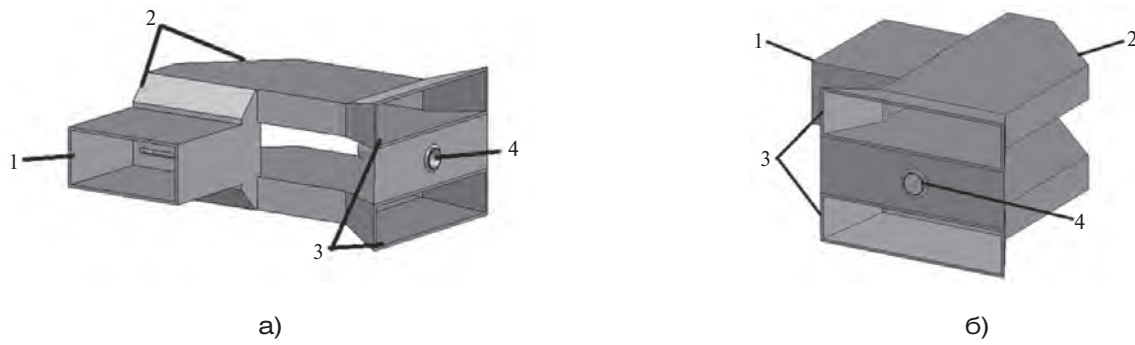


Рисунок 1. Разнесенный излучатель СВЧ-диапазона: а – вид на Т-образный мост; б – вид на излучающую систему

Так как поперечное сечение канала 1 (рис. 3), в который поступает электромагнитная волна, отличается от каналов 2 и 3 Т-моста, имеющих одинаковые размеры поперечного сечения и, соответственно, волновые сопротивления, возникает рассогласование каналов по активному сопротивлению [1] в точке разветвления. Кроме этого, волна H_{10} , подаваемая в канал 1, будет испытывать отражение от противоположной стенки волновода, что эквивалентно рассогласованию по реактивной составляющей сопротивления. Отражение может быть скомпенсировано реактивными согласующими элементами, расположенными в области возникновения отраженной волны (показано в виде реактивного сопротивления X на эквивалентной схеме на рис. 3б). Известен способ улучшения согласования каналов Т-моста при помощи перегородки [2], основным недостатком которого является технологическая сложность.

В предложенной конструкции в качестве компенсатора реактивных рассогласований в точке разветвления волноводного тракта использована резонансная диафрагма, перекрывающая поперечное сечение волноводного канала 1 (рис. 3а). Резонансные диафрагмы принято подразделять на однощелевые [3] и многощелевые, основными преимуществами которых являются низкие потери при прохождении основного типа волны H_{10}

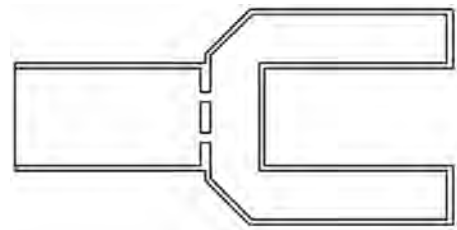


Рисунок 2. Конструкция Т-моста в E -плоскости с резонансной диафрагмой

в прямоугольном волноводе, широкий диапазон изменения положения резонанса при изменении геометрических размеров щелей и компактные размеры. На рис. 4 показана конструкция однощелевой резонансной диафрагмы и ее эквивалентная схема. Геометрические размеры щели резонансной диафрагмы выбраны, исходя из условия согласования при переходе волны H_{10} из канала 1 в каналы 2 и 3 излучателей.

Размеры щелей диафрагмы приближенно определяют из условия равенства волновых сопротивлений линии передач, эквивалентной волноводу [4] по формуле

$$\frac{b}{\sqrt{1 - (\lambda_0 / (2a))^2}} = \frac{b'}{\sqrt{1 - (\lambda_0 / (2a'))^2}}$$

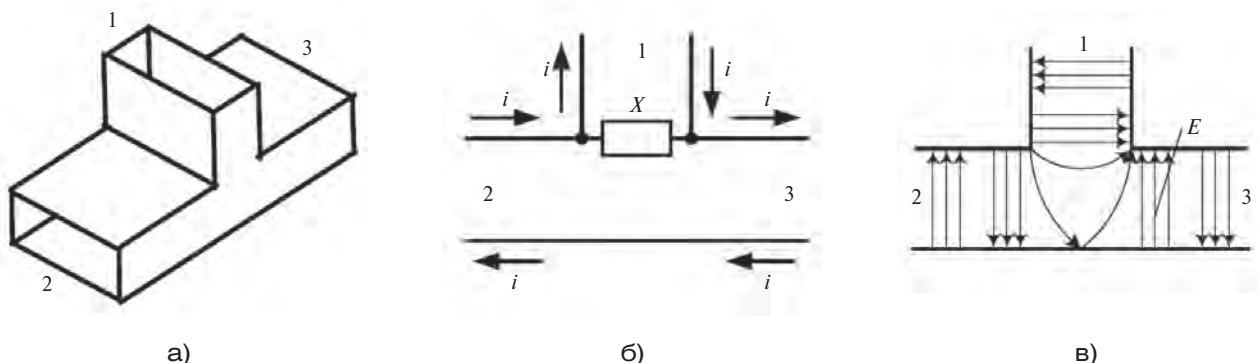
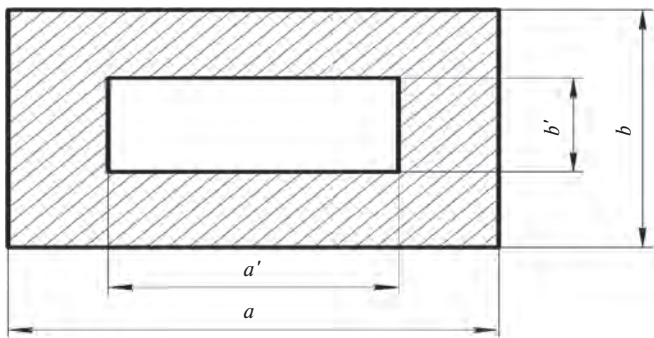
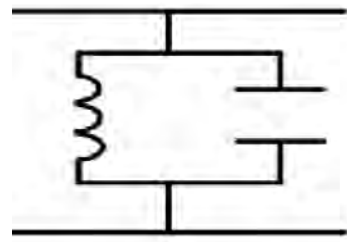


Рисунок 3. Т-мост в E -плоскости: а – общий вид; б – эквивалентная схема; в – картина поля



а)



б)

Рисунок 4. Однощелевая резонансная диафрагма: а – общий вид; б – эквивалентная схема

На основании теоретических расчетов, выполненных для однощелевой диафрагмы, можно получить согласующий элемент, представляющий собой двухщелевую резонансную диафрагму, симметричную относительно горизонтальной оси. Общий вид двухщелевой резонансной диафрагмы и ее эквивалентная схема приведены на рис. 5. Диафрагма такого типа по сравнению с однощелевым вариантом конструкции обладает более широкой полосой, а также имеет большую вариативность при согласовании каналов излучателя в антенных системах разного типа для получения удовлетворительных характеристик.

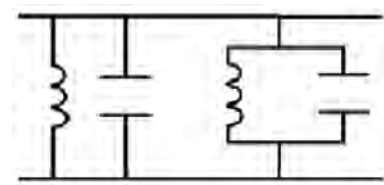
Применение волноводных изгибов [5] также позволяет уменьшить габаритные размеры

излучателя. В данной работе применяются оба возможных вида волноводных уголков с изгибом по широкой и узкой стенкам, в которых длина скосов подобрана путем вычислительного эксперимента для уменьшения отражений от углов изгиба и, соответственно, снижения коэффициента стоячей волны (КСВ). Данным решением достигается взаимная компенсация отражений в требуемой полосе частот, связанная с уменьшением влияния высших типов волн на картину поля в волноводе, запитывающем систему излучателей.

Для получения больших значений КНД и выраженных направленных свойств в данной системе использованы два спаренных пирамидальных

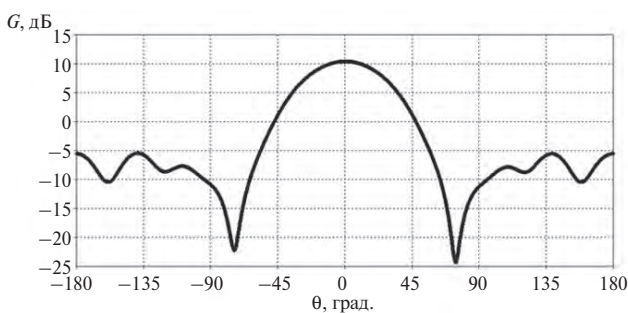


а)

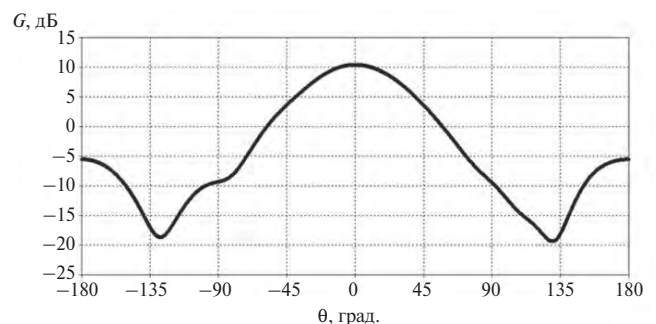


б)

Рисунок 5. Двухщелевая резонансная диафрагма: а – общий вид; б – эквивалентная схема



а)



б)

Рисунок 6. Диаграмма направленности системы СВЧ-излучателя: а – в азимутальной плоскости; б – в угломерной плоскости

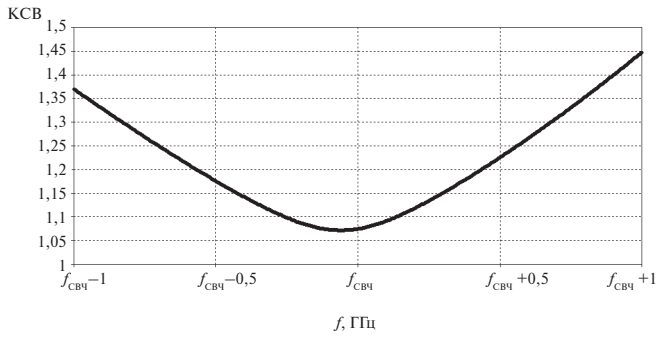


Рисунок 7. Частотная зависимость коэффициента стоячей волны системы СВЧ-излучателя

рупора, образующих линейную антенную решетку (рис. 1) [6], в которой излучающие элементы располагаются вдоль вертикальной оси на расстоянии около $\lambda/2$ между фазовыми центрами, и ее диаграмма направленности будет описываться выражением [7]:

$$D_{\text{общ}}(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{knd}{2}(\sin(\theta) - \sin(\theta_0))\right) \sin\left(\frac{\sin(\theta)\pi b_p}{\lambda}\right)}{n \sin\left(\frac{knd}{2}(\sin(\theta) - \sin(\theta_0))\right)} D_E(\theta),$$

где $F(\theta)$ – множитель решетки:

$$F(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{knd}{2}(\sin(\theta) - \sin(\theta_0))\right) \sin\left(\frac{\sin(\theta)\pi b_p}{\lambda}\right)}{n \sin\left(\frac{knd}{2}(\sin(\theta) - \sin(\theta_0))\right)}.$$

Геометрические размеры раскрыва единичного излучателя в виде пирамидального рупора, питаемого волноводом с волной типа H_{10} , рассчитываются, исходя из общепринятых формул, подстраиваемых под определенную ширину ДН, или путем задания уровня облучения краев раскрыва антенны. Размеры раскрыва рупора a, b выбираются, исходя из ширины ДН по уровню половинной мощности – 3 дБ [8].

Корректировка частотно-энергетических характеристик излучателей для конкретно выбранного типа антенного устройства осуществляется путем подбора геометрических размеров волноводного рупора, щелей и их положения в диафрагме [4, 9].

Моделирование и результаты расчета системы

Моделирование описанной выше системы осуществлялось методом конечных разностей во временной области. На рис. 6 и 8 показаны диаграммы

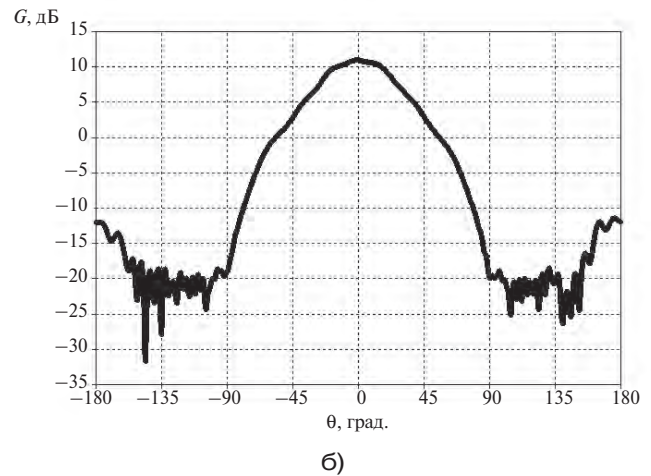
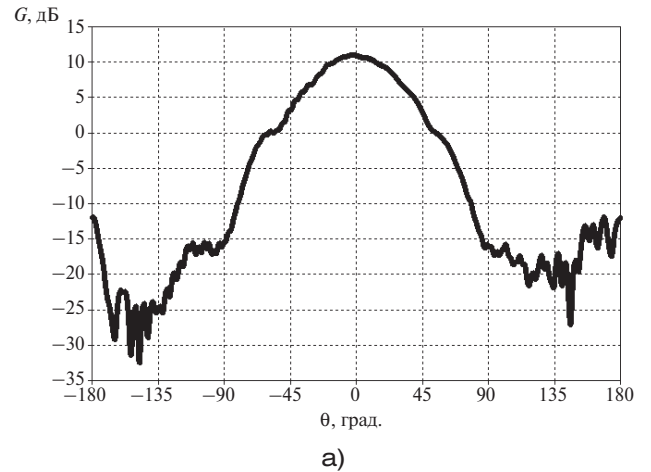


Рисунок 8. Диаграмма направленности системы КВЧ-излучателя: а – в азимутальной плоскости; б – в угломестной плоскости

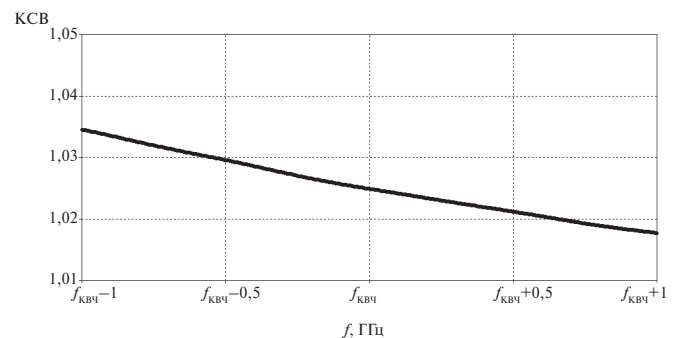


Рисунок 9. Частотная зависимость коэффициента стоячей волны системы КВЧ-излучателя

направленности в азимутальной (H) и угломестной (E) плоскостях в СВЧ- и КВЧ-диапазонах соответственно. На рис. 7 и 9 приведены частотные зависимости КСВ системы в СВЧ- и КВЧ-диапазонах соответственно. В таблице представлены характеристики излучения системы.

Таблица. Характеристики излучения системы

Наименование характеристик		Значения	
		СВЧ-диапазон	КВЧ-диапазон
КНД, дБ		10,9	11
Ширина ДН (–3 дБ), град.	<i>E</i>	53,91	53
	<i>H</i>	57,179	50,2
Ширина ДН (–10 дБ), град.	<i>E</i>	93,52	101,2
	<i>H</i>	113,1	103,2
УБЛ, дБ	<i>E</i>	–15,7	–14,2
	<i>H</i>	–15,7	–22,4
КСВ		1,07	1,03

На основе полученных данных можно сделать следующие выводы:

- Ширина ДН как по уровню –3 дБ, так и –10 дБ в ортогональных плоскостях практически одинакова, а форма ДН симметрична относительно центральной оси для обоих диапазонов. В СВЧ-диапазоне это говорит о равномерном делении мощности между каналами и правильном выборе геометрических размеров системы излучателей, а в КВЧ-диапазоне – о малом влиянии конструкции системы на характеристики конического рупора;
- облучатель имеет приемлемый уровень боковых лепестков, не превышающий –15,7 дБ для СВЧ-диапазона и –22,4 дБ в КВЧ-диапазоне;

- уровень КСВ системы на центральных частотах в обоих диапазонах близок к 1.

Выводы

Предложенный вариант конструкции излучающей системы с применением усовершенствованного Т-моста, в котором в качестве компенсатора реактивной составляющей использована резонансная диафрагма, показал хорошие характеристики излучения при совмещении фазовых центров СВЧ- и КВЧ-каналов, что говорит о возможности его использования в качестве облучателя отражательных антенн различного типа. При этом его конструктивные особенности, указанные в данной работе, позволяют реализовать сложные антенные системы с высокой разрешающей способностью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Панасюк Ю. М., Пудовкин А. П. Устройства сверхвысоких частот. М.: ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2015. С. 22–24.
2. Bornemann J., Mokhtari M. The bifurcated E-plane T-junction and its application to waveguide diplexer design [Электронный ресурс] // Proc. German Microwave Conf. 2006. URL: <http://www.ece.uvic.ca/~jbornema/Conferences/103-06gemic-bm.pdf> (дата обращения: 07.06.2019).
3. Reingold I., Carter L. J., Garoff R. Single- and multi-iris resonant structures. // IEEE Proceeding of the IRE. 1952. Vol. 40. P. 861–865.
4. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. С. 378–379.
5. Метрикин А. А. Антенны и волноводы РРЛ. М.: Связь, 1977. 184 с.
6. Воскресенский Д. И. Проектирование фазированных антенных решеток. М.: Радио и связь, 1994. 592 с.
7. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники, т. 2. М.: Советское радио, 1968. 504 с.
8. Современные радиотехнические системы управления и наведения высокоточного оружия / А. Б. Борзов, Р. П. Быстров, А. С. Корачков, В. К. Машляковский, В. Б. Сучков, В. А. Черепенин // Успехи современной радиоэлектроники. 2011. № 3. С. 24–34.
9. Rozzi T., Morini A., Ragusini F., Mongiardo M. Analytical solution and frequency extraction of iris problems in waveguide by separation of variables. // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. 1997. Vol. 45. No. 2. P. 253–259.

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

Михайлов Артемий Николаевич, начальник лаборатории, АО «Научно-производственное предприятие «Радар ммс», Российская Федерация, 197375, Санкт-Петербург, ул. Новосельковская, д. 37, лит. А, тел.: 8 (981) 793-36-53, e-mail: mihajlov_an@radar-mms.com.

Садьков Фаниль Венерович, инженер, АО «Научно-производственное предприятие «Радар ммс», Российская Федерация, 197375, Санкт-Петербург, ул. Новосельковская, д. 37, лит. А, тел.: 8 (967) 592-95-57, e-mail: sadykov_fv@radar-mms.com.

For citation: Mikhailov A. N., Sadykov F. V. Compact dual-band feed based on advanced waveguide tee. *Voprosy radioelektroniki*, 2019, no. 9, pp. 6–11.

DOI 10.21778/2218-5453-2019-9-6-11

A. N. Mikhailov, F. V. Sadykov

COMPACT DUAL-BAND FEED BASED ON ADVANCED WAVEGUIDE TEE

The paper considers design of the dual-band horn operating in significantly spaced frequencies. In W-band part of the system represents as a conical horn. In X-band part of the system represents as distributed aperture microwave feed system based on an improved waveguide tee is described in detail. In the proposed design of the waveguide tee at the junction point of the waveguides, a dual resonant iris is used as a mismatch compensator. This waveguide tee design has a small size, a wide working band and a large variability in matching of horn channels in antenna systems. Waveguide corners with a bend in a wide and narrow wall are also used in each channel to reduce overall dimensions of the radiation system. Two paired pyramidal horns forming a linear antenna array were used to obtain large directivity values and highly expressed directional properties. The numerical simulation of the system under study was carried out by the finite difference method in the time domain. The simulated results of the radiation system main characteristics are given.

Keywords: electromagnetic wave, waveguide tee, resonant iris, waveguide corner, antenna array, power pattern

REFERENCES

1. Panasyuk U. M., Pudovkin A. P. *Ustroystva sverkhvysokikh chastot* [Microwave devices]. Tambov, TGTU Publ., 2015, pp. 22–24. (In Russian).
2. Bornemann J., Mokhtaari M. The bifurcated E-plane T-junction and its application to waveguide diplexer design. Proc. German Microwave Conf. 2006. Available at: <http://www.ece.uvic.ca/~jbornema/Conferences/103-06gemic-bm.pdf> (accessed 07.06.2019).
3. Reingold I., Carter L. J., Garoff R. Single- and multi-iris resonant structures. *IEEE Proceeding of the IRE*, 1952, vol. 40, pp. 861–865.
4. Sazonov D. M. *Antenny i ustrojstva SVCH* [Microwave antennas and devices]. Moscow, Vyshaya shkola Publ., 1988, pp. 378–379. (In Russian).
5. Metrikin A. A. *Antenny i volnovody RRL* [Antennas and waveguides of radio relay communication]. Moscow, Svyaz Publ., 1977, 184 p. (In Russian).
6. Voskresenskiy D. I. *Proektirovaniye fazirovannykh antennykh reshetok* [Design phased antenna arrays]. Moscow, Radio i svyaz Publ., 1994, 592 p. (In Russian).
7. Levin B. R. *Teoreticheskiye osnovy statisticheskoy radiotekhniki* [Theoretical foundations of statistical radio engineering]. Moscow, Radio i svyaz Publ., 1968, 504 p. (In Russian).
8. Borzov A. B., Bystrov R. P., Korachkov A. S., Myshlyakovskiy V. K., Suchkov V. B., Cherepenin V. A. Modern radio engineering control and guidance systems of precision weapons. *Uspekhi sovremennoy radioelektroniki*, 2011, no. 3, pp. 24–34. (In Russian).
9. Rozzi T., Morini A., Ragusini F., Mongiardo M. Analytical solution and frequency extraction of iris problems in waveguide by separation of variables. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 1997, vol. 45, no. 2, pp. 253–259.

AUTHORS

Mikhailov Artemy, chief of laboratory, «NPP «Radar mms» JSC, 37A, Novoselkovskaya St., Saint-Petersburg, 197375, Russian Federation, tel.: +7 (981) 793-36-53, e-mail: mihajlov_an@radar-mms.com.

Sadykov Fanil, engineer, «NPP «Radar mms» JSC, 37A, Novoselkovskaya St., Saint-Petersburg, 197375, Russian Federation, tel.: +7 (967) 592-95-57, e-mail: sadykov_fv@radar-mms.com.