ISSN 0002-306X. Изв. НАН РА и НПУА. Сер. ТН. 2016. Т. LXIX, N2.

УДК 621.396.962.2 РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

М.Ц. АЙВАЗЯН

НАПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ БОЛЬШИХ МОЩНОСТЕЙ В ТЕРАГЕРЦОВОМ ДИАПАЗОНЕ

Рассматриваются основные типы закрытых направляющих систем с точки зрения их применимости для освоения терагерцового диапазона. Предлагается в терагерцовом диапазоне волн для передачи больших мощностей использовать металлодиэлектрические волноводы. Показано, что рассматриваемый волновод обладает малыми погонными потерями, заметной самофильтрацией высших типов волн, а также существенным ослаблением продольных токов на стенках волновода.

Ключевые слова: терагерцовый диапазон, волновод класса “полый диэлектрический канал”, погонные потери, самофильтрация, рабочая мода, высшие типы волн.

Введение. В терагерцовом диапазоне волн весьма актуальным является вопрос выбора волноведущей системы, на основе которой можно создать функциональные элементы различного назначения [1,2]. При выборе типа направляющей системы для передачи энергии в сверхвысокочастотном диапазоне необходимо учитывать два фактора: а) величину погонных потерь в волноводе; б) предельную передаваемую мощность.

Известно, что затухание в волноводе пропорционально отношению длины контура поперечного сечения к площади сечения. Как всякий поверхностный эффект, затухание тем больше, чем больше отношение объема, примыкающего к поверхности, ко всей поверхности. Иными словами, при фиксированной частоте затухание для волноводов, поперечные размеры которых малы по сравнению с длиной волны λ, больше, чем для волноводов, поперечные размеры которых выше [3]. С другой стороны, с увеличением частоты уменьшается толщина скин-слоя, что также приводит к росту потерь на стенках волновода [4,5]. Одним из возможных способов уменьшения продольных токов является уменьшение тангенциальной компоненты напряженности электрического поля $\vec{E}$ на стенках волновода, например, применение волноводов с импедансными стенками. Реализуется такой волновод нанесением диэлектрической пленки антирезонансной толщины на его противоположные стенки [6].

Методика исследования. Диэлектрические волноводы, открытые линзовые и зеркальные линии относятся к классу открытых направляющих систем и характеризуются большим уровнем радиационных потерь. Это обстоятельство ограничивает их применение в терагерцовом диапазоне, к тому же на основе этих волноводов все еще не удается создавать волноводные устройства с прием-

лемыми электрическими характеристиками [7]. В настоящей работе рассматриваются волноводы закрытого типа, которые нашли применение в ближней части терагерцового диапазона [8,9].

Одноволновые металлические волноводы. Металлические одноволновые волноводы широко применяются в сантиметровом диапазоне и в длинноволновой части миллиметрового диапазона. При переходе в коротковолновую часть миллиметрового диапазона и особенно в терагерцовом диапазоне их свойства резко ухудшаются, а именно - быстро увеличивается затухание энергии β по мере укорочения длины волны и резко снижается уровень максимально допустимой передаваемой мощности P основной волны H_{10}. На рис. 1 приведены расчетные зависимости β и P основной волны H_{10} одноволнового медного металлического волновода от длины волны [10].

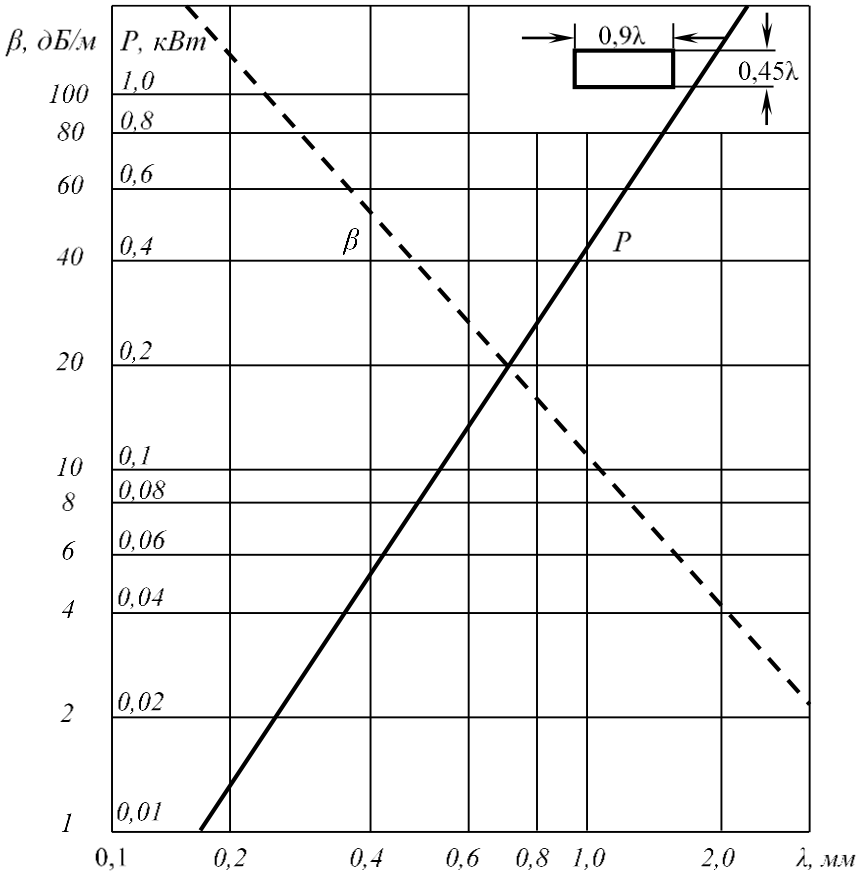

Рис. 1. Расчетные зависимости затухания энергии β (пунктирная линия) и максимально допустимой передаваемой мощности P (сплошная линия) от длины волны стандартного прямоугольного волновода с рабочей волной H_{10}

Приведенные расчетные значения соответствуют размерам стандартного волновода, обеспечивающего распространение с минимальными потерями только волны H_{10}: $a \times b = (0{,}45 \times 0{,}9)\,\lambda^2$, где a и b – поперечные размеры волновода. Из приведенных графиков видно, что на частоте 150 *ГГц* расчетные потери стандартного медного волновода с идеальными стенками составляют 4 *дБ/м*, а уровень максимально допустимой передаваемой мощности не превышает 2 *кВт*. Известно, что стенки реальных волноводов имеют шероховатости, соизмеримые с глубиной проникновения тока вследствие скин-эффекта. Это приводит к удлинению пути тока и, следовательно, к дополнительному увеличению затухания по сравнению к расчетному. Поэтому уже на длине волны 2 *мм* (поперечные размеры волновода 1,6 х 0,8 *мм*) результаты эксперимента почти в полтора раза превосходят расчетные данные [10].

В диапазонах волн короче 2…3 *мм* применение одномодовых прямоугольных волноводов в качестве передающих линий становится во многих случаях неоправданным, прежде всего, из-за резкого увеличения потерь в них (по закону $\lambda^{-3/2}$). Так, на частоте 200 *ГГц* потери в медном волноводе сечением 1,1 х 0,55 *мм* будут уже 10 *дБ/м*, а на частоте 300 *ГГц* в волноводе сечением 0,7 х 0,35 *мм* они уже составляют 20 *дБ/м*. Одновременно в таких волноводах резко снижается максимально допустимая мощность передачи, которая примерно составляет соответственно 1,8; 0,8 и 0,3 *кВт*. Кроме того, из-за уменьшения геометрических размеров и, соответственно, ужесточающихся требований к точности изготовления непомерно усложняются конструкторско-технологические реализации устройств и возрастает стоимость их изготовления [1,10].

Большие потери, малые уровни передаваемых мощностей и жесткие требования на допуски изготовления волноводов и функциональных элементов на их основе ограничивают применение стандартного одномодового металлического волновода с рабочей волной H_{10} на длинах волн короче 2 *мм.*

Широкие металлические волноводы. Под термином "широкие волноводы" следует понимать волноводы, поперечные размеры которых намного больше длины распространяющейся в них волны.

Как отмечалось выше, увеличение внутренних размеров волновода позволяет уменьшить затухание и повысить передаваемую по волноводу допустимую мощность [1,10]. Расчетные значения зависимости затухания в волноводах с различными поперечными сечениями от длины волны показаны на рис. 2. Из рисунка видно, что на волне $\lambda = 2$ *мм* в медном волноводе с поперечными размерами 10 х 23 *мм* затухание составляет 0,8 *дБ/м.*

Мощность, переносимая волной любого типа в металлическом волноводе, вычисляется интегрированием продольной составляющей вектора Пойнтинга по поперечному сечению волновода:

$$P_{ср} = \frac{1}{2} \int_{S_\perp} \mathrm{Re}\left[\bar{E}_\perp \dot{\bar{H}}_\perp\right] d\bar{s}, \qquad (1)$$

где $E_\perp$, $H_\perp$ - поперечные к оси z компоненты электромагнитной волны.

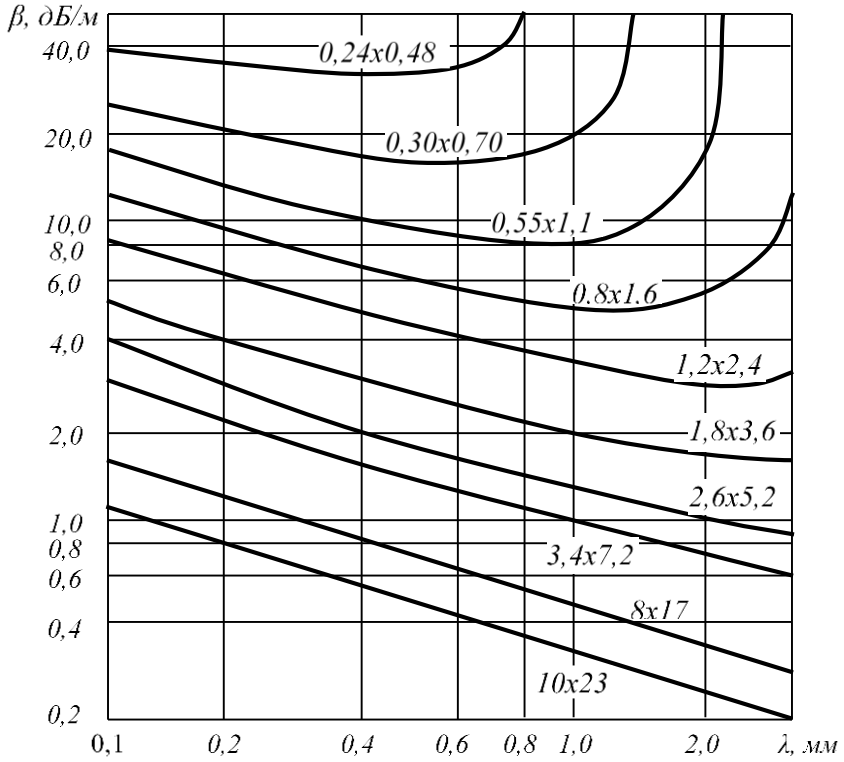

Рис. 2. Затухание волны H_{10} в прямоугольных волноводах различных сечений

Для основной волны H_{10} прямоугольного волновода имеем

$$P_{ср} = \frac{ab\sqrt{1-(\lambda/2a)^2}}{Z_c} E_0^2, \qquad (2)$$

где E_0 - максимальная напряженность электрического поля в волноводе.

Максимальная переносимая мощность в волноводе определяется напряженностью электрического поля пробоя диэлектрика, заполняющего волновод. Для сухого воздуха при нормальном давлении напряженность пробоя равна $E_{проб} = 30$ *кВ/см*.

Расчетное значение допустимой передаваемой мощности медного прямоугольного волновода с размерами поперечного сечения 10 х 23 *мм* составляет

275 *кВт* [8]. Несмотря на малое затухание, использование таких волноводов ограничено тем, что в них может существовать большое число колебаний высших типов.

Если поперечное сечение волновода значительно больше λ^2, то число волн в волноводе *n* можно приближенно найти по формуле

$$n \approx 2\pi \frac{ab}{\lambda^2}. \qquad (3)$$

Из (3) следует, что число волн в волноводе пропорционально площади поперечного сечения и обратно пропорционально квадрату длины волны. Так, на длине волны 2 *мм* в волноводе сечением 10 х 23 *мм* может существовать более 360 типов волн.

В режиме сильной многоволновости энергия рабочей волны может сильно преобразоваться на неоднородностях тракта в волны высших типов. По этой причине полные потери рабочей волны могут заметно превышать тепловые. Это явление препятствует созданию полного комплекта функциональных элементов волноводных трактов. Многоволновость не представляла бы большей опасности, если бы линия передачи обладала свойством самофильтрации. Металлические волноводы с большим числом видов распространяющихся волн таким свойством не обладают.

Металлодиэлектрические волноводы. В настоящей работе обоснован выбор сверхразмерного прямоугольного металлодиэлектрического волновода (МДВ) в качестве направляющей системы для создания функциональных элементов и линий передачи больших мощностей в терагерцовом диапазоне [6]. Поперечные размеры этого волновода *2a* и *2b* (см. рис. 3) намного больше длины распространяющейся в ней волны.

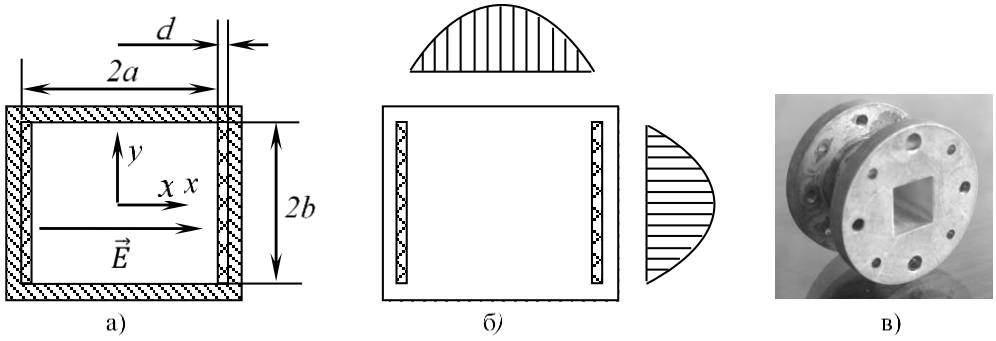

Рис. 3. Металлодиэлектрический волновод: а - размеры волновода, б - распределение поля в поперечном сечении волновода, в - внешний вид отрезка волновода

Собственные волны МДВ прямоугольного (квадратного) сечения представляются в виде так называемых продольных электрических LE_{mn} $(E_x=0)$ либо продольных магнитных LM_{mn} $(H_x=0)$ волн. Компоненты полей наименее затухающей волны LM_{mn} во внутренней полости записываются в виде [3].

Компоненты поля продольной магнитной волны (LM_{mn}) во внутреннем канале волновода записываются в виде

$$
\begin{aligned}
H_x &= 0,\\
H_y &= A\frac{(ka)^2}{a^2}\left[\sin\frac{\pi m}{2}\left(\frac{x}{a}+1\right)+\frac{\pi m\varepsilon ctg\left(kd\sqrt{\varepsilon-1}\right)}{2ka\sqrt{\varepsilon-1}}\frac{x}{a}\cos\frac{\pi m}{2}\left(\frac{x}{a}+1\right)\right]\sin\frac{\pi n}{2}\left(\frac{y}{b}+1\right)e^{-jhz},\\
H_z &= -jA\frac{(\pi n)(ka)}{2ab}\sin\frac{\pi m}{2}\left(\frac{x}{a}+1\right)\cos\frac{\pi n}{2}\left(\frac{y}{b}+1\right)e^{-jhz},\\
E_x &= H_y,\\
E_y &= 0,\\
E_z &= -jA\frac{(\pi m)(ka)}{2a^2}\cos\frac{\pi m}{2}\left(\frac{x}{a}+1\right)\sin\frac{\pi n}{2}\left(\frac{y}{b}+1\right)e^{-jhz};
\end{aligned}
\qquad (4)
$$

в диэлектрике –

$$
\begin{aligned}
H_x &= 0,\\
H_y &= (-1)^m A\frac{ka}{2a^2}\frac{\pi m\varepsilon\cos\left(k\left[x-(a+d)\right]\sqrt{\varepsilon-1}\right)}{\sqrt{\varepsilon-1}\sin\left(kd\sqrt{\varepsilon-1}\right)}\sin\frac{\pi n}{2}\left(\frac{y}{b}+1\right)e^{-jhz},\\
H_z &= 0,\\
E_x &= H_y/\varepsilon,\\
E_y &= 0,\\
E_z &= j(-1)^m A\frac{(\pi m)(ka)}{2a^2}\frac{\sin\left(k\left[x-(a+d)\sqrt{\varepsilon-1}\right]\right)}{\sin\left(kd\sqrt{\varepsilon-1}\right)}\sin\frac{\pi n}{2}\left(\frac{y}{b}+1\right)e^{-jhz},
\end{aligned}
\qquad (5)
$$

где A – амплитудный коэффициент; $k=\frac{2\pi}{\lambda}$ - волновое число; h, α_x и α_y – продольные и поперечные волновые числа соответственно, значения которых приведены в [6].

Компонента E_y моды LM_{mn} весьма мала (порядка $1/(ka)^2$), и ее практически можно считать равной нулю. Индексы m и n определяют число вариаций поля этой компоненты во внутреннем канале вдоль осей x и y, а также позволяют классифицировать волны как LM_{mn}.

Затухание мод в МДВ со слоями диэлектрика на двух противоположных стенках вычисляется как мнимая часть постоянной распространения $h = h' - jh''$:

$$h'' = -\frac{\left(\alpha_x^0\right)^2}{(ka)k}\chi + \frac{\left(\alpha_y^0\right)^2}{2(kb)k}\sqrt{\frac{f}{\sigma}}, \tag{6}$$

где комплексная величина χ записывается в виде $\chi = \chi_1 + j\chi_1'$, причем

$$\chi_1 = -\frac{2h_\varepsilon'' d\,\frac{\sqrt{\varepsilon'}}{\sqrt{\varepsilon-1}}\left(1-\frac{\sin 2kd\sqrt{\varepsilon'-1}}{2kd\sqrt{\varepsilon'-1}}\right)+\sqrt{\varepsilon'-1}\sqrt{\frac{f}{\sigma}}}{\sqrt{\varepsilon'-1}\left(1+\cos 2kd\sqrt{\varepsilon'-1}\right)}, \tag{7}$$

$$\chi_1' = \frac{tgkd\sqrt{\varepsilon'-1}}{\sqrt{\varepsilon'-1}}.$$

Здесь ε' – действительная часть относительной диэлектрической проницаемости нанесенного на стенки волновода материала; h_ε'' – затухание плоской волны в диэлектрике: $h_\varepsilon'' = k\sqrt{\varepsilon}tg\,\delta/2;\ tg\delta$ – тангенс угла потерь в диэлектрике; f – частота; σ – удельная проводимость металла.

Из формулы (6) видно, что с укорочением длины волны затухание *LM* –мод уменьшается. К примеру, если одновременно уменьшать длину волны и толщину диэлектрического слоя так, чтобы величина $kd\sqrt{\varepsilon-1}$ оставалась постоянной, то затухание из-за потерь в диэлектрике падает как λ^2, а из-за потерь в металле – как $\lambda^{3/2}$.

Из (4) и (5) следует (см. рис. 1), что мощность P_2, переносимая в области, занятой диэлектриком, мала по сравнению с мощностью P_1, передаваемой по внутреннему каналу. Выражение для отношения мощностей, переносимых по диэлектрику и внутреннему каналу волновода, получим подстановкой в (1) значений компонент поля из (4) и (5). Опуская промежуточные вычисления для LM_{mn} – мод, окончательно получим

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{(\pi m)^2}{(2ka)}\frac{d}{a}\frac{\varepsilon}{\varepsilon-1}\frac{1+\frac{\sin(2kd\sqrt{\varepsilon-1})}{2kd\sqrt{\varepsilon-1}}}{(\varepsilon-1)(1-\cos(2kd\sqrt{\varepsilon-1})}. \tag{8}$$

Если толщина диэлектрического слоя МДВ выбрана равной $d = \lambda/4\sqrt{\varepsilon-1}$, что соответствует ее антирезонансной толщине, то легко показать, что для МДВ с размерами поперечного сечения 10 х 10 *мм*, на стенки которого нанесен фторопласт -4 ($\varepsilon = 2{,}07$), мощность, передаваемая по диэлектрику, не превышает 1% от мощности, передаваемой по пустому каналу волновода. Уровень передаваемой мощности по пустому каналу МДВ соизмерим с мощностью, передавае-

мой по металлическому волноводу, если размеры поперечных сечений обоих волноводов совпадают.

Экспериментальные результаты. Расчетные зависимости затухания моды LM_{11} от длины волны в медном волноводе квадратного сечения со слоями диэлектрика антирезонансной толщины на двух противоположных стенках, а также мод LM_{31} и LM_{51} приведены на рис. 4.

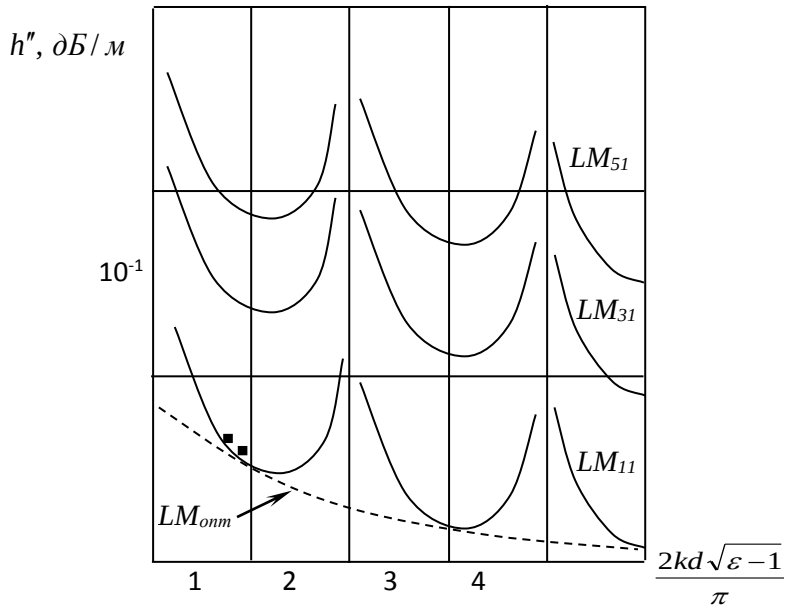

*Рис. 4. Расчетные зависимости затухания мод LM_{11}, LM_{31} и LM_{51} от λ в волноводе квадратного сечения со слоями диэлектрика на двух стенках; a = b = 5 мм, материал диэлектрика фторопласт-4, ε=2,07, tgδ=5*10^{-4}, d=480 мкм*

Как видно из рисунка, существуют узкие резонансные области, в которых потери рабочей моды МДВ резко возрастают. Пунктирная линия соответствует одновременному уменьшению длины волны и толщины диэлектрического слоя с тем, чтобы величина $kd\sqrt{\varepsilon-1}$ оставалась постоянной, при этом $d = \lambda/4\sqrt{\varepsilon-1}$. На рис. 4 черными квадратиками показаны результаты измеренных значений затухания в МДВ с размерами поперечного сечения 10 х 10 *мм* на частотах 150 и 180 *ГГц*. Ошибка измерения составляет 20%.

Приведенные экспериментальные результаты хорошо совпадают с расчетными, что указывает на перспективность применения МДВ в терагерцовом диапазоне. Увеличенный размер поперечного сечения позволяет передавать по волноводу значительные мощности.

Заключение. Благодаря своим замечательным свойствам, таким как линейно поляризованная рабочая мода, ее малый уровень потерь, наличие самофильтрации и возможность передачи по МДВ больших мощностей, данные волноводы становятся весьма привлекательными для освоения терагерцового диапазона.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Шаров Г.А.** Волноводные устройства сантиметровых и миллиметровых волн. – М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 639 с.
2. Квазиоптические антенно-фидерные системы / Под ред. **Г.И. Хлопова.** – Харьков: ИПП "Контраст", 2013.- 408 с.
3. **Каценеленбаум Б.З.** Высокочастотная электродинамика. – М.: Наука, 1966. – 240 с.
4. **R. Medis, D. Mittleman, et al** // Journal Optical Society America.-2009.- B. 26, 9.
5. Undistorted Terahertz Pulses Propagation in Slightly Curved Parallel Waveguide / **Yu. Avetisyan, A. Hakhoumian, A. Makaryan, et al**. – OSA/CLEO/IQBC.- 2009.- P. CThQ2.
6. **Казанцев Ю.Н., Харлашкин О.А.** Прямоугольные волноводы класса "полый диэлектрический канал" // Радиотехника и электроника. - 1978. - Т. 23, № 10. - С. 2060-2068.
7. Terahertz dielectric waveguides / **S. Afshar, T. Monro, D. Abbott, et al** // Advances in Optics and Photonics. – 2013. - № 5. - P. 169–215.
8. Complete set of waveguide elements for 120-180 GHz band / **M.Ts. Ayvazyan, Yu.N. Kazantsev, R.M. Martirossian, et al** // Proceedings of the 16-th International Conference on Infrared and Millimeter Waves. - Lausanne, 1991. – P. 642 -643.
9. **Ayvazyan M.Ts., Kazantsev Yu.N.** "Hollow dielectric channel" in terahertz range // Proceedings of the International conference "The Technique of Microwave and THz Waves and its Application in Biomedical and Radar Technologies and in Remote Sensing". – Ashtarak – Aghveran, Armenia, 2010. – P. 22 – 25.
10. Техника субмиллиметровых волн / Под ред. **Р.А. Валитова.** – М.: Советское радио, 1969. - 477 с.

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию 16.02.2016.

Մ.Ց. ԱՅՎԱԶՅԱՆ

ՏԵՐԱՀԵՐՑԱՅԻՆ ՏԻՐՈՒՅԹՈՒՄ ԲԱՐՁՐ ՀԶՈՐՈՒԹՅԱՆ ՀԱՂՈՐԴՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐ

Նկարագրված են փակ տեսակի հիմնական ուղղորդող համակարգերը տերահերցային տիրույթում դրանց կիրառելիության տեսանկյունից: Առաջարկվում է տերահերցային տիրույթում բարձր հզորություններ հաղորդելու համար օգտագործել մետաղդիէլեկտրիկական ալիքատարներ: Ցույց է տված, որ դիտարվող ալիքատարն օժտված է ցածր կորուստներով, բարձր տեսակի ալիքների ինքնազտմամբ, ինչպես նաև ալիքատարների պատերի վրայի երկայնական հոսանքների էական նվազմամբ:

Առանցքային բառեր. տերահերցային տիրույթ, “սնամեջ դիէլեկտրիկական կապուղի” դասի ալիքատար, կորուստներ, ինքնազտում, աշխատանքային ալիք, բարձր տեսակի ալիքներ:

M.TS. AYVAZYAN

GUIDING SYSTEMS FOR TRANSMITTING HIGH POWER IN THE TERAHERTZ RANGE

The main types of hidden guiding systems from the standpoint of their applicability for the development of the terahertz range are considered. It is proposed to use metal-dielectric waveguides to transmit high powers in the terahertz range. It is shown that the considered waveguide has small losses, significant self-filtration of high-type waves as well as considerable weakening of longitudinal currents on the waveguide walls.

Keywords: terahertz range, waveguide of "hollow dielectric channel" class, losses, self-filtering, working mode, high-type of waves.