

В. И. Безбородов, В. К. Киселев, Е. М. Кулешов, В. К. Лаптий, П. К. Нестеров, И. В. Щербатко, М. С. Яновский

КВАЗИОПТИЧЕСКИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСТРОЙСТВА
ПРОСТРАНСТВЕННОГО ОБЪЕДИНЕНИЯ И РАЗДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ПОЛОС
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины
12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина
E-mail: kiseliov@ire.kharkov.ua

Разработаны и исследованы широкополосные квазиоптические устройства пространственного объединения и разделения волн гигагерцевого и терагерцевого диапазонов на основе делительных элементов в виде диэлектрических пластин и ножевых решеток, установленных в диагональных плоскостях прямоугольных разветвлений металлодиэлектрических волноводов квадратного поперечного сечения. Проведена оптимизация таких устройств. Ил. 8. Табл. 1. Библиогр.: 10 назв.

Ключевые слова: квазиоптика, делитель пучка, ножевая решетка.

При проведении рефлектометрической диагностики газоразрядной плазмы с помощью волн высокочастотной области гигагерцевого и терагерцевого диапазонов возникает необходимость в устройствах пространственного объединения зондирующих сигналов различных частотных полос, а также поканального разделения отраженных плазмой сигналов [1].

Трансляция волн этих диапазонов осуществляется квазиоптическими линиями передачи и, в частности, металлодиэлектрическими волноводами (МДВ) [2] квадратного поперечного сечения, размеры которых намного, например в 5–20 раз, превышают длину волны. Такие волноводы обладают весьма малым затуханием в широкой полосе частот. Основной тип волны МДВ имеет практически плоский фазовый фронт и осесимметричное амплитудное распределение с максимумом на оси волновода.

1. Разделители полос с диэлектрической делительной пластиной. Пространственное объединение и разделение частотных полос электромагнитных волн может быть осуществлено с помощью делителей пучка – прямоугольных разветвлений МДВ с диэлектрической делительной пластиной [3, 4] в диагональной плоскости. На рис. 1 схематически изображен такой делитель и приведены зависимости переходного ослабления волн от относительной толщины делительной пластины d/λ (λ – длина волны) для случая, когда электрический вектор волны перпендикулярен плоскости падения (*S*-поляризация). Зависимости рассчитаны по формуле [4, 5] для делительных пластин из лавсана ($\epsilon = 3$), слюды ($\epsilon = 6$) и оксида алюминия ($\epsilon = 10$):

$$C_s = 10 \lg \frac{\epsilon^2 + (2\epsilon - 1) \operatorname{ctg}^2 \left(2\pi \frac{d}{\lambda} \sqrt{\epsilon - 0,5} \right)}{(\epsilon - 1)^2}, \text{ дБ. } (1)$$

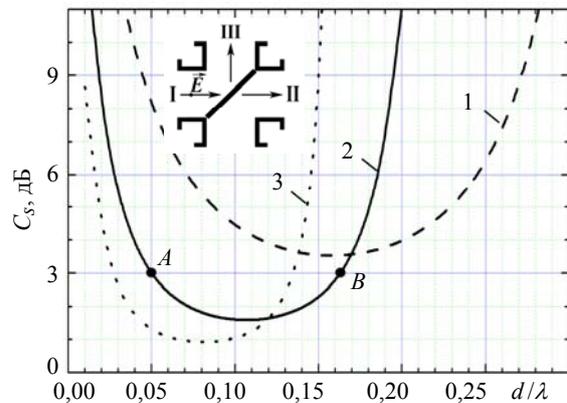


Рис. 1. Зависимости переходного ослабления волны от относительной толщины делительной пластины: 1 – лавсан; 2 – слюда; 3 – оксид алюминия

Рассмотрим некоторые аспекты разделения полос делителем со слюдяной ($\epsilon = 6$) делительной пластиной. В качестве точки на кривой $C_s(f)$, соответствующей частоте f_0 , где проходит граница разделяемых полос, выбирается точка *A* или *B* (рис. 1) 3-дБ деления пучка. При выборе толщины делительной пластины, соответствующей точке *A* (относительная толщина пластины $d/\lambda = 0,049$), обеспечивается преимущественное прямое прохождение низкочастотной полосы из плеча I в плечо III и ответвление высокочастотной полосы в плечо II. При выборе толщины делительной пластины, соответствующей точке *B* ($d/\lambda = 0,164$), наблюдается преимущественное прямое прохождение высокочастотной полосы в плечо III и ответвление низкочастотной в плечо II.

На рис. 2 приведены частотные зависимости коэффициентов передачи из плеча I в плечо II (*R*) и из плеча I в плечо III (*T*) в делителе из диэлектрика с $\epsilon = 6$ (пластина из слюды) для *S*-поляризации при двух значениях относительной толщины пластины d/λ , соответствующих

точкам *A* и *B*. Нанесены также точки экспериментально измеренных значений *T* и *R*, полученные с пластиной толщиной 0,375 мм в диапазоне частот 18...90 ГГц ($f_0 \approx 40$ ГГц), а также с пластиной толщиной 0,32 мм в диапазоне 110...225 ГГц ($f_0 \approx 152$ ГГц).

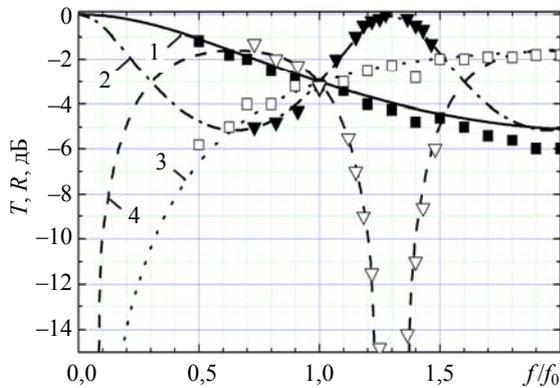


Рис. 2. Частотные зависимости коэффициентов прохождения *T* и отражения *R* волны в делителе с пластиной из диэлектрика с $\epsilon = 6$ (слюда) для *S*-поляризации: 1 – *T* точка разделения *A*; 2 – *T* точка разделения *B*; 3 – *R* точка разделения *A*; 4 – *R* точка разделения *B*

Сравнение вариантов *A* и *B* выполнения разделителей полос – с тонкой делительной пластиной (разделение полос в точке *A*) и с толстой пластиной (разделение полос в точке *B*) – может быть проведено по следующим критериям:

- полоса рабочих частот;
- коэффициенты передачи;
- крутизна амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) на частоте f_0 разделения полос;
- избирательность, характеризуемая отношением уровней сигналов полезной и побочной (соседней) полосы в каждом из выходных каналов.

Делитель *A* разделяет (объединяет) полосы в сверхшироком диапазоне частот (более двух октав), в то время как частотный диапазон делителя *B* ограничен примерно одной октавой. При этом коэффициенты передачи последнего вблизи частоты разделения несколько выше. Крутизна частотных характеристик коэффициентов *T* и *R* в делителе *B* примерно вдвое выше, чем в *A*. Наконец, избирательность в делителе *B* в низкочастотном выходном канале существенно выше, чем в делителе *A*.

К числу недостатков разделителей полос с диэлектрической пластиной следует отнести все же малую крутизну частотной характеристики *T* и *R* вблизи частоты f_0 разделения полос, а также недостаточное подавление соседней (побочной) полосы.

2. Разделители полос с ножевой решеткой. Для улучшения параметров разделителя частотных полос в качестве делительного элемента

было предложено использовать ножевую решетку, которая представляет собой набор параллельных тонких металлических лент («ножей»), установленных эквидистантно в диагональной плоскости прямоугольного разветвления МДВ (рис. 3) параллельно электрическому вектору падающей волны (*E*-поляризация). Волны на частотах ниже критической частоты $f_{кр}$ решетки отражаются в плечо II, а при $f > f_{кр}$ они проходят сквозь решетку в плечо III. Предпочтительным является расположение «ножей» перпендикулярно плоскости падения волны на решетку. При расположении «ножей» параллельно плоскости падения из-за дисперсии волны в решетке наблюдается зависящее от частоты смещение проходящего пучка в межножевой области.

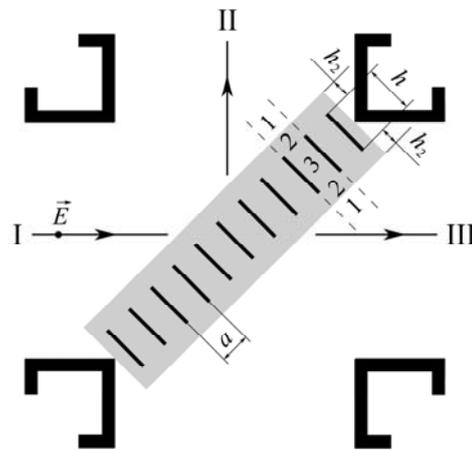


Рис. 3. Квазиоптический делитель с ножевой решеткой

Наклонное падение *E*-поляризованной волны на ножевую решетку (вектор *E* и «ножи» перпендикулярны плоскости падения) подробно рассмотрено в работах [6, 7], где показано, что при углах падения $\varphi < 30^\circ$ коэффициент прохождения незначительно отличается от такового при нормальном падении. Однако при больших углах падения увеличивается изрезанность АЧХ и существенно уменьшается коэффициент пропускания решетки в высокочастотной области. Сужается полоса одномодовости решетки до $2a > \lambda > a(1 + \sin \varphi)$.

Для устранения указанных недостатков решетка помещалась в выступающий диэлектрик так, как показано на рис. 3. Этот способ оптимизации ножевых решеток использовался в работе [7] для согласования решетки и увеличения сектора сканирования преобразователя поляризации, выполненного на ее основе. Далее будет рассмотрена такая структура, оптимизированная для пространственного разделения (объединения) соседних широких частотных полос.

Волна, входящая в разделительную структуру под углом 45° , преломляется на границе воздух – диэлектрик и падает на решетку под углом

$$\varphi = \arcsin \frac{1}{\sqrt{2\varepsilon}}. \quad (2)$$

Для того чтобы этот угол был менее 30° , диэлектрическая проницаемость ε выступающего диэлектрика должна быть более 2, вместе с тем структура должна быть согласованной со свободным пространством.

Критическая длина волны в волноводах решетки, заполненных диэлектриком, $\lambda_{кр} = 2a\sqrt{\varepsilon}$, а длина волны в волноводах решетки

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon - (\lambda/2a)^2}}, \quad (3)$$

при этом на волне

$$\lambda_c = 2a\sqrt{\varepsilon - 1} \quad (4)$$

постоянная распространения в волноводах решетки такая же, как и в свободном пространстве. Назовем λ_c длиной волны согласования. При $\varepsilon > 2$ она всегда находится в области одномодовости волновода. Соответствующая относительная частота

$$\frac{f_c}{f_{кр}} = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon - 1}} \quad (5)$$

всегда находится в полосе диапазона волн, подлежащих пространственному разделению (объединению). Например, для тефлона ($\varepsilon = 2,07$) λ_c составляет 1,39, а для полистирола ($\varepsilon = 2,6$) – 1,27.

Перейдем теперь к расчету толщины слоя выступающего диэлектрика, потребовав, чтобы он не нарушал согласования ножевой решетки со свободным пространством на частоте f_c .

Падающая на решетку E -поляризованная волна испытывает влияние решетки уже на некотором расстоянии от нее [8], таким образом, эффективная электрическая длина решетки оказывается несколько большей, чем ее геометрическая длина h , а пограничные слои оказывают рассогласующее влияние на структуру в целом.

Хотя постоянная распространения в пограничном слое изменяется плавно, в работе [8] приводится значение для эквивалентного расстояния h_2 , для которого постоянная распространения равна таковой в ножевой решетке.

Рассогласующее влияние пограничных слоев может быть компенсировано путем выбора толщины слоя h_2 выступающего диэлектрика. При нормальном падении она составляет $\sim 0,125a$ как для полистирола, так и для тефлона.

Оптимизация толщины выступающего слоя диэлектрика для угла падения 45° проводилась путем численного моделирования коэффициента отражения от полубесконечной ножевой ре-

шетки, заполненной диэлектриком. Для этого была использована программа электродинамических расчетов [9]. Программа использует 3D-метод конечных элементов в частотной области для вычисления компонентов электрического и магнитного полей в области моделирования.

Модель бесконечной ножевой решетки с падающей на нее плоской волной может быть представлена одной элементарной ячейкой периодической структуры, которая выделена штриховыми линиями на рис. 3 и изображена на рис. 4.

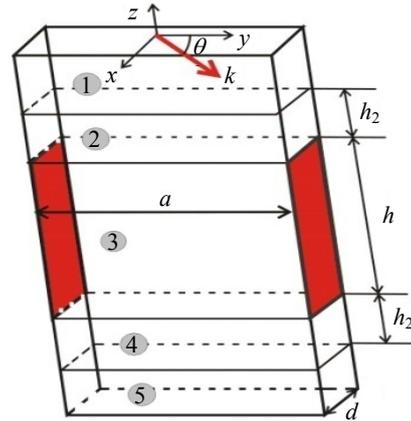


Рис. 4. Модель элементарной ячейки

Вся структура может быть разделена на несколько слоев. Свободное пространство (область 1), плоский слой диэлектрика, покрывающий пространство решетки сверху и снизу (область 2), и собственно решетка с диэлектриком (область 3). «Ножи» решетки (боковые границы области 3) принимались идеально проводящими и бесконечно тонкими. Полная толщина решетки с согласующими слоями составляет соответственно $h + 2h_2$. Ширина ячейки (вдоль оси x) является произвольным параметром, так как вариации поля в этом направлении нет.

В модели все боковые грани ячейки имели периодические граничные условия (вдоль направления x – без фазового сдвига, а вдоль y – со сдвигом, соответствующим углу падения плоской электромагнитной волны на плоскость решетки). Кроме этого, верхней и нижней граням ячейки (области свободного пространства 1) присваивались флюк-порты и предполагалось возбуждение решетки плоской электромагнитной волной с TE -поляризацией ($E_y = E_z = 0$) с углом падения φ и волновым вектором k .

В процессе моделирования программа определяет коэффициент отражения и прохождения нулевой пространственной гармоники электромагнитной волны для ячейки ножевой решетки в зависимости от заданной частоты.

Оптимальная толщина согласующего слоя ножевой решетки определялась по следую-

шей методике. Модель ячейки, показанной на рис. 4, изменялась так, чтобы убрать отражения от задней стенки решетки. Для этого, ячейка ограничивалась идеальным согласующим слоем (PML-граничные условия). Таким образом моделировалось условие бесконечно длинной решетки. На рис. 5 представлены расчетные зависимости коэффициентов отражения от такой структуры при угле падения $\varphi = 45^\circ$ на частоте согласования f_c от толщины выступающего слоя диэлектрика h_2/a . Оптимальные отношения h_2/a для тефлона и полистирола составляют соответственно 0,26 и 0,12.

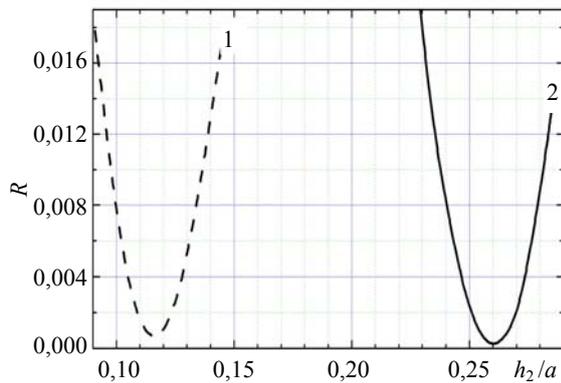


Рис. 5. Зависимость коэффициента отражения (по мощности) от относительной толщины выступающего слоя диэлектрика: 1 – полистирол; 2 – тефлон

Перейдем к оптимизации длины решетки h . Для ножевой решетки известно [10], что с увеличением h растет крутизна частотной характеристики коэффициентов передачи и отражения вблизи $f_{кр}$, но при этом увеличивается амплитуда осцилляций, обусловленных взаимодействием отражений от краев решетки, и сокращается их период. Компромиссный выбор длины решетки h , обеспечивающий минимизацию осцилляций коэффициента передачи в пределах верхней из разделяемых полос, соответствует совпадению частоты согласования f_c с частотой первого (наибольшего) интерференционного максимума коэффициента отражения либо, иначе, расположению f_c посередине между двумя первыми его минимумами. Если первый минимум коэффициента отражения соответствует набегу фазы при прохождении волны сквозь решетку, равному π , а второй – 2π , то фазовый набег на частоте f_c должен быть $3/2 \pi$. При этом длина решетки h с тефлоновым заполнением при нормальном падении волны составляет $1,25 a$, а с заполнением полистиролом – $1,7 a$.

Оптимизация длины ножевой решетки h при наклонном падении волны (угол $\varphi = 45^\circ$) была также проведена путем численного моделирования по упомянутому критерию. Таким образом,

было найдено, что оптимальная длина ножевой решетки с тефлоновым заполнением составляет $\approx 1,4a$, а заполненной полистиролом $\approx 2a$. Расчетные АЧХ коэффициентов отражения и прохождения оптимизированных решеток приведены на рис. 6.

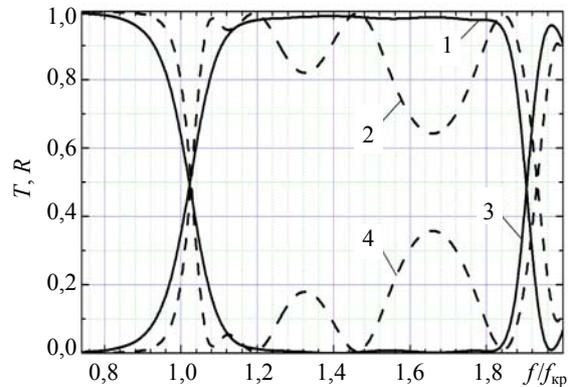


Рис. 6. Расчетные АЧХ коэффициентов отражения и прохождения (по мощности) оптимизированных решеток: 1 – T тефлон; 2 – T полистирол; 3 – R тефлон; 4 – R полистирол

Характеристики оптимизированной решетки с тефлоновым заполнением значительно лучше, чем с полистиролом, так как f_c решетки с тефлоновым заполнением лежит близко к центру высокочастотной полосы, а для решетки с полистироловым заполнением f_c близка к $f_{кр}$ – частоте разделения полос. В связи с этим экспериментально исследовались только решетки с тефлоновым заполнением.

Исследованы пространственные разделители (объединители) полос с решетками с тефлоновым заполнением, диапазон и параметры которых приведены в таблице.

Линия передачи	Размеры решетки, мм			Слой диэлектрика h_2 , мм	Диапазон, ГГц	f_c , ГГц
	a	h	толщина лент			
МДВ 50×50	2,2	3	0,15	0,6	26...77	51
МДВ 30×30	1,1	1,5	0,1	0,3	50...150	100

Результаты экспериментального исследования, проведенного с помощью панорамных измерителей ослабления и КСВН Р2-65, Р2-68, Р2-69 и Р 2400, представлены на рис. 7.

Наблюдается удовлетворительное соответствие между расчетом и экспериментом.

Заметим также, что от длины решетки h зависит также отношение $f_0/f_{кр}$, т. е. частота разделения полос, на которой АЧХ коэффициентов прохождения и отражения пересекаются на уровне -3дБ (рис. 8). При малых h частота f_0 оказывается меньше $f_{кр}$, а при больших h частота $f_0 > f_{кр}$ и асимптотически устремляется к величине $1,05 f_{кр}$ при заполнении тефлоном и $1,04 f_{кр}$ при заполнении полистиролом.

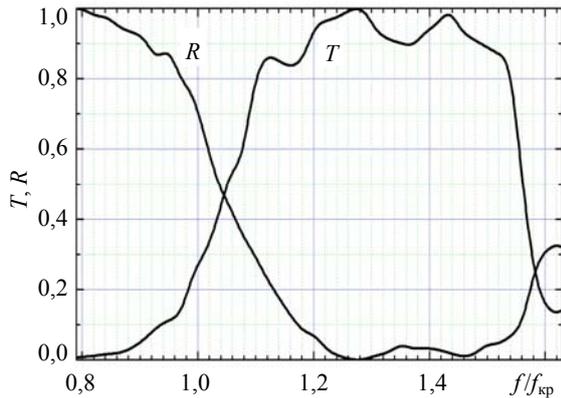


Рис. 7. Экспериментальные АЧХ коэффициентов отражения и прохождения (по мощности) оптимизированной решетки с тefлоновым заполнением

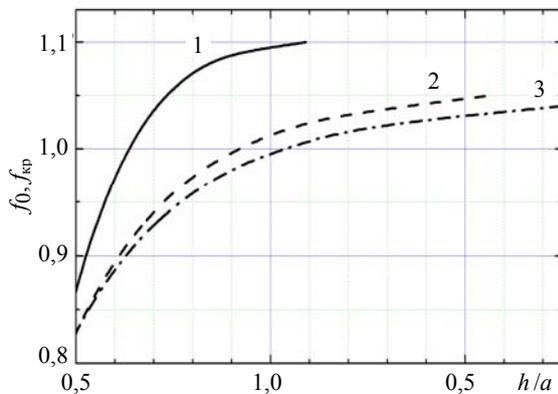


Рис. 8. Зависимость отношения $f_0/f_{кр}$ от длины решетки h : 1 – без заполнения; 2 – заполнение тefлоном; 3 – заполнение полистиролом

Выводы. Пространственное объединение и разделение полос в высокочастотной области гигагерцевого диапазона и в терагерцевом диапазоне в сверхширокой полосе частот (более двух октав) целесообразно проводить с помощью делителей луча с диэлектрической пластиной. В более ограниченной полосе частот (порядка октавы) существенно лучшими параметрами (коэффициенты передачи, равномерность АЧХ и ее крутизна на частоте разделения, избирательность) обладают устройства с делительным элементом в виде ножевой решетки, заполненной диэлектриком с выступающими слоями. Проведена оптимизация таких устройств.

Работа выполнена при частичной поддержке УТНЦ, Партнерский проект Р-398.

1. Overview of the Compass Diagnostics [Электронный ресурс]: 26th Symp. on Fusion Technology (SOFT2010)/ V. Weinzettl, R. Panek, M. Hron et al. – 2010. – Режим доступа: http://portal.ipfn.ist.utl.pt/soft2010_abstractbook/pdf/P2-085.pdf. – Загл. с экрана.
2. Казанцев Ю. Н. Прямоугольные волноводы класса «полый диэлектрический канал» / Ю. Н. Казанцев, О. А. Харлашкин // Радиотехника и электрон. – 1978. – 23, № 10. – С. 2060–2068.

3. Борн М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф; пер. с англ. под ред. Г. П. Матулевич. – М.: Гл. ред. физ.-мат. лит., 1973. – 720 с.
4. Quasi-Optical Radio Measuring Devices for Shorter-Millimeter and Submillimeter Wavelengths Based on the Metal-Dielectric Waveguide of Square Cross-Section / V. I. Bezborodov, V. K. Kiselev, E. M. Kuleshov, M. S. Yanovsky // Telecommunications and Radio Engineering. – 2009. – 68, N 5. – P. 371–383.
5. Кулешов Е. М. К вопросу о делении луча в квазиоптических СВЧ-трактах / Е. М. Кулешов, Д. Д. Литвинов // Радиотехника: науч.-техн. сб. / Харьков. гос. ун-т. – X., 1971. – Вып. 18. – С. 98–104.
6. Дифракция волн на решетках / В. П. Шестопалов, Л. И. Литвиненко, С. А. Масалов, В. Г. Сологуб. – X.: Харьков. гос. ун-т, 1973. – 288 с.
7. Анализ и оптимизация поляризационных решеток волноводного типа / А. А. Кириленко, С. А. Масалов, Л. А. Рудь, Ю. И. Сиренко // Прикладная электродинамика. – 1980. – Вып. 4. – С. 29–68.
8. Справочник по волноводам / Пер. с англ. под ред. Я. Н. Фельда. – М.: Сов. радио, 1952. – 431 с.
9. 3D Full-wave Electromagnetic Field Simulation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [www/URL:http://www.ansoft.com/products/hf/hfss](http://www.ansoft.com/products/hf/hfss). – Загл. с экрана.
10. Резонансное рассеяние волн: в 2 т. Т. 1. Дифракционные решетки / В. П. Шестопалов, А. А. Кириленко, С. А. Масалов, Ю. К. Сиренко. – К.: Наук. думка, 1986. – 232 с.

V. I. Bezborodov, V. K. Kiselev, Ye. M. Kuleshov, V. K. Laptiy, P. K. Nesterov, I. V. Scherbatko, M. S. Yanovskiy

WIDEBAND QUASIOPTICAL SPATIAL MULTIPLEXERS AND DEMULTIPLEXERS OF ELECTROMAGNETIC WAVES FREQUENCY BAND

Wideband quasioptical spatial multiplexers and demultiplexers were developed and tested for GHz and THz bands. These elements are based on dielectric splitting plates and metal strips grates, placed in diagonal planes of orthogonal branches in square metal-dielectric waveguides. Optimization of such devices have been done as well.

Key words: quasioptics, beamsplitter, metal strip grate.

В. И. Безбородов, В. К. Кисельов, Є. М. Кулешов, В. К. Лаптії, П. К. Нестеров, І. В. Щербатко, М. С. Яновський

КВАЗІОПТИЧНІ ШИРОКОСМУГОВІ ПРИСТРОЇ ПРОСТОРОВОГО ОБ'ЄДНАННЯ ТА РОЗДІЛЕННЯ ЧАСТОТНИХ СМУГ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ХВИЛЬ

Розроблено й досліджено широкосмугові квазіоптичні пристрої просторового об'єднання та розділення хвиль гигагерцевого та терагерцевого діапазонів на основі діляльних елементів у вигляді діелектричних пластин та ножевих решіток, які встановлені у діагональних площинах прямокутних розгалужень металодіелектричних хвилеводів квадратного поперечного перерізу. Проведено оптимізацію таких пристроїв.

Ключові слова: квазіоптика, подільник пучка, ножева решітка.

Рукопись поступила 06.07.11 г.