

**Е.Ю. Гайнулина<sup>1</sup>, А.В. Назаров<sup>1</sup>, Ю.И. Орехов<sup>1</sup>, В.В. Штыков<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>Научно-исследовательский институт измерительных систем  
им. Ю.Е. Седакова

<sup>2</sup>Национальный исследовательский университет «МЭИ»

## **Излучатели КВЧ интерферометров на основе многомодовых прямоугольных диэлектрических волноводов**

*Представлены результаты разработки излучателей для многоканальных радиоинтерферометров диапазона КВЧ на основе широкоформатных диэлектрических волноводов. Предложены конфигурации волноводных преобразователей, которые обеспечивают формирование зондирующего поля с распределением, близким к распределению пучка Гаусса-Эрмита. Приводятся результаты расчетов с использованием уравнений связанных мод, численного моделирования и экспериментального исследования предложенных преобразователей.*

**Ключевые слова:** радиоинтерферометр, диэлектрический волновод, диэлектрическая антенна, пучок Гаусса-Эрмита, уравнения связанных волн.

Диапазон крайне высоких частот (КВЧ) находит все большее применение при решении задач радиолокации, диагностики разнообразных процессов, определении физических параметров различных сред. К таким задачам относятся задачи мониторинга окружающей среды, спектроскопии, диагностики плазмы, исследования быстротекущих газодинамических процессов и экспериментальной баллистики. В частности, одной из актуальных задач является задача реконструкция формы объекта по результатам диагностики. Для решения этой задачи в случае быстротекущих процессов используются многоканальные радиоинтерферометры (МРИ) с числом независимых параллельных каналов не более десятка. Малое число каналов сокращает объем получаемой информации. Поэтому необходимо для решения каждой конкретной задачи найти достаточное их число, а также выбрать способ обработки получаемых сигналов.

При ограниченном числе каналов МРИ не менее важным является обеспечение такой формы амплитудно-фазового распределения (АФР) зондирующего поля на поверхности объекта диагностики (ОД), которое не снижает достоверности информации, извлекаемой из сигналов каналов МРИ.

Особенность применения МРИ в экспериментальной баллистике заключается еще и в том, что существует реальная угроза полного уничтожения аппаратуры и антенной системы при проведении измерения. Эта проблема может быть решена выносом аппаратуры из зоны эксперимента и применением антенно-фидерной системы (АФС) на основе прямоугольного диэлектрического волновода (ПДВ), используемого в качестве гибкого соединительного КВЧ тракта, и диэлектрических антенн, расположенных непосредственно в зоне эксперимента. Такая АФС имеет низкую стоимость и легко заменяема.

Для обеспечения требуемого динамического диапазона МРИ размер поперечного сечения антенны должен быть порядка нескольких длин волн.

В качестве антенны с широкой апертурой может быть использован, например, усеченный диэлектрический конус.

Однако диэлектрическая антенна, как и всякая другая, из-за конечных размеров поперечного сечения создает в пространстве поле с неравномерным АФР [1], что в дальней зоне проявляется в наличии боковых лепестков диаграммы направленности. Для одноканального интерферометра это не имеет существенного значения, но при реконструкции профиля поверхности ОД с помощью МРИ неравномерности АФР затрудняют извлечение информации и, как следствие, снижают ее достоверность. Это обстоятельство определяет необходимость перехода от осесимметричной антенны в виде конуса к антенне в виде планарного клина (рис.1).

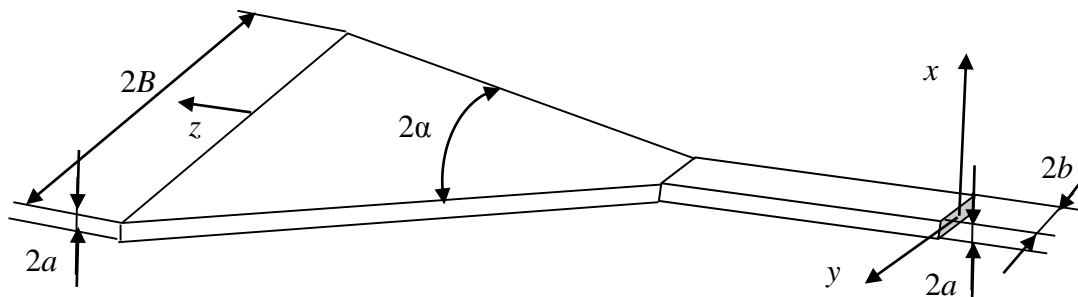


Рисунок 1.

Неравномерности АФР такого излучателя вдоль оси  $x$  находятся за пределами ОД и их влияние на результаты измерений уменьшается. К тому же представленная на рис. 1 конфигурация имеет определенные технологические преимущества – планарный клин вместе с отрезком ПДВ можно изготавливать вырубкой из листа диэлектрика.

Однако проблема влияния на точность измерений неравномерности АФР в направлении оси  $y$  остается. Последнюю можно уменьшить, сглаживая распределение поля на торце излучателя. Наиболее подходящим для МРИ АФР является распределение в виде функций Гаусса-Эрмита (функций параболического цилиндра [2]), поскольку, во-первых, гауссово распределение токов в антенне в дальней зоне обладает диаграммой направленности близкой к преобразованию Фурье от функции Гаусса, т.е. с практическим отсутствием боковых лепестков. И во-вторых, известно, что в зоне дифракции Френеля хорошей математической моделью полей являются пучки Гаусса-Эрмита (ПГЭ), которые являются решением волнового уравнения в парааксиальном приближении [3, 4]. Возможность такой аппроксимации полей упрощает алгоритм обработки сигналов МРИ.

Получить АФР на торце излучателя, близкое к распределению Гаусса (пучку Гаусса-Эрмита нулевого порядка), можно суммированием мод широкоформатного прямоугольного волновода (ШПДВ). Конфигурация волноводного преобразователя для излучателя МРИ, в котором реализуется эта идея, показана на рис. 2, где 1 – регулярный одномодовый ПДВ с волной типа  $HE_{11}$ , 2 – клиновидный переход, 3 – фазовый корректор на основе регулярного ШПДВ. На стыке клина и ШПДВ возбуждаются моды с определенным соотношением амплитуд, а фазовый корректор обеспечивает необходимые фазовые соотношения между модами. Численное моделирование и эксперименты показывают, что характеристики АФР улучшаются, но достичь желаемого результата (распределения типа пучка Гаусса-Эрмита нулевого порядка) не удается. Поле излучения имеет заметную неоднородность, характер которой зависит от расстояния вдоль продольной оси системы.

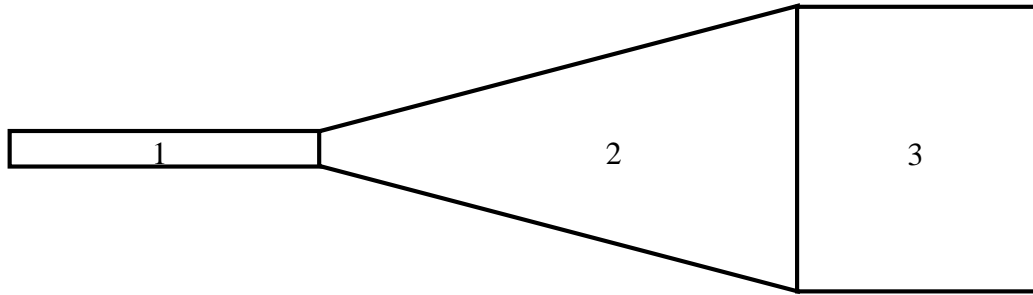


Рисунок 2.

Причина состоит в том, что амплитуды мод высших типов, возбуждаемых на входе ШПДВ, малы, и возможности управления ими ограничены только выбором угла при вершине клина и его длиной. Таким образом, конструкция, представленная на рис. 2, не имеет достаточного числа независимых степеней свободы для достижения нужного результата.

В конфигурации волноводного преобразователя, показанной на рис. 3, функции перехода к ШПДВ и подбора нужных амплитуд и фаз мод ШПДВ разделены. Синтез требуемого АФР осуществляется в ШПДВ (область 3). Для этого используются узкие сквозные щели. Подбор амплитуд осуществляется подбором длины  $L$  и положения  $Y_0$  щели. Фазовый корректор (область 4) обеспечивает синфазное сложение мод. Симметричное расположение щелей обеспечивает формирование симметричного АФР.

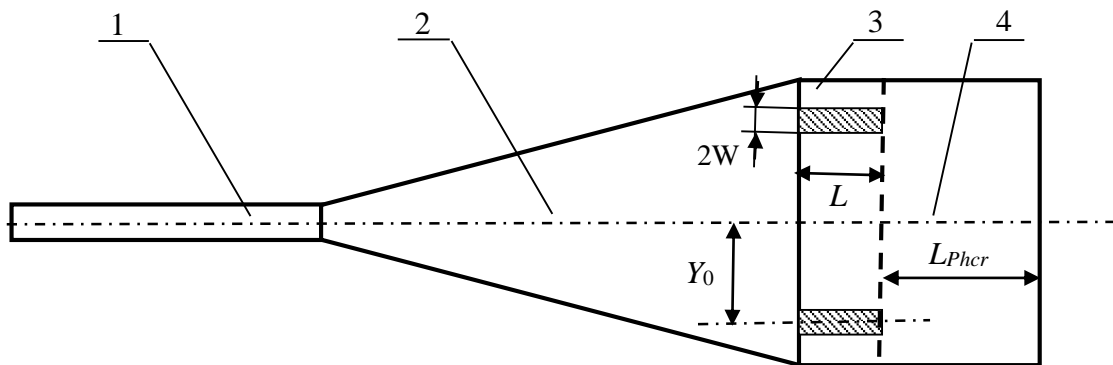


Рисунок 3.

В соответствии с принципом Гюйгенса-Кирхгофа задачу синтеза АФР зондирующего поля можно заменить задачей синтеза распределения эквивалентных электрических и магнитных токов в плоскости торца ШПДВ. Эти токи однозначно связаны с лежащими в этой плоскости компонентами поля  $\dot{H}_x$ ,  $\dot{H}_y$ ,  $\dot{E}_y$ ,  $\dot{E}_x$ . В первом приближении можно заменить истинные поля полями мод регулярного ПДВ.

Требуемые для синтеза АФР комплексные амплитуды мод можно найти, используя обобщенный ряд Фурье. Система базисных функций может быть построена на основе собственных волн ПДВ, найденных в приближении парциальных волн, распространяющихся под углом к продольной оси ШПДВ. В качестве парциальных волн могут быть использованы волны планарного диэлектрического волновода [3].

Для определения параметров щелей, которые обеспечивают требуемое соотношение амплитуд мод была составлена система уравнений связанных волн (УСВ). Уравнения выведены

в предположении, что щели представляют собой малое возмущение. При этом они заменены эквивалентными электрическими токами

$$\mathbf{j} = \frac{\partial \Delta \mathbf{P}}{\partial t} \text{ или } \dot{\mathbf{j}} = j\omega \Delta \mathbf{P} = j\omega \Delta \varepsilon \dot{\mathbf{E}},$$

где  $\Delta \varepsilon$  – изменение диэлектрической проницаемости в области возмущения. Эти токи использованы в лемме Лоренца [3]. В результате получены УСВ в следующей форме

$$\frac{dA_\mu}{d\tilde{z}} = -j\tilde{C}(\tilde{z})_{\mu\nu} A_\nu \exp[j2\pi U_{\mu\nu} \tilde{z}],$$

где  $U_{\mu\nu} = U_\mu - U_\nu$  – разность коэффициентов замедления волн типа  $\mu$  и  $\nu$  (здесь и далее индексы  $\mu$  и  $\nu$  состоят из двух общепринятых индексов волн ПДВ),  $\tilde{z}$  – нормированная на длину волны продольная координата.

Погонный коэффициент связи  $\tilde{C}(\tilde{z})_{\mu\nu}$  мод  $\mu$  и  $\nu$  равен

$$C(\tilde{z})_{\mu\nu} = \omega \varepsilon_0 \int_S \Delta \varepsilon(x, y, \tilde{z}) \mathbf{E}(x, y)_\nu \mathbf{E}(x, y)_{-\mu} dS,$$

где  $\mathbf{E}(x, y)_\nu$  и  $\mathbf{E}(x, y)_{-\mu}$  – собственные функции ПДВ, интегрирование производится по поперечному сечению волновода.

Поскольку раздельное управление большим числом мод практически невозможно, то при решении системы УСВ были учтены только три моды дискретного спектра ПДВ –  $HE_{11}$ ,  $HE_{13}$  и  $HE_{15}$ .

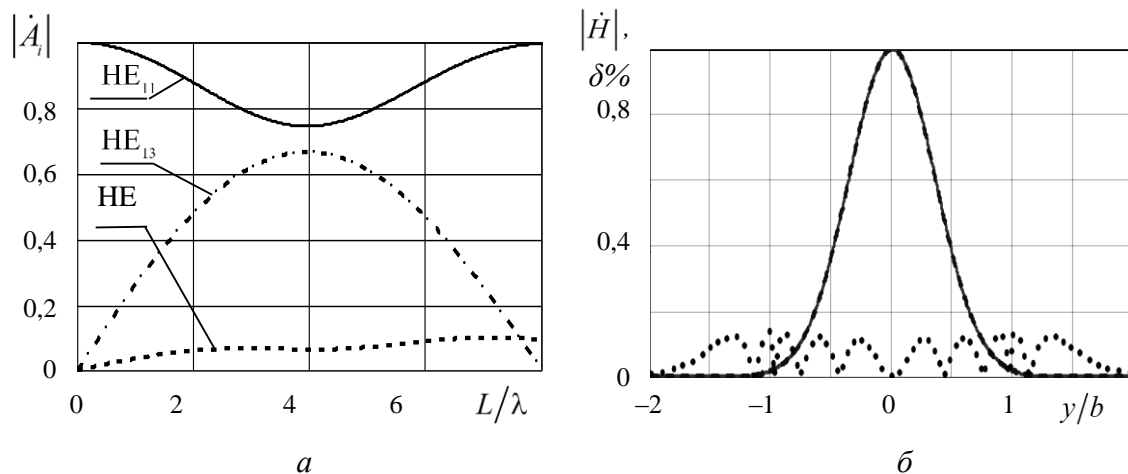


Рисунок 4.

На рис. 4а приведены зависимости модулей амплитуд мод от длины щели при  $2W = 0,16\lambda$  и  $Y_0 = 0,48\lambda$ . Для ШПДВ сечением  $4\lambda \times 0,3125\lambda$  близкие к требуемым для синтеза АФР вида (1) значения амплитуд достигаются при длине щели равной  $L \approx 1,3\lambda$ . Длина фазового корректора составляет  $L_{phcr} \approx 19\lambda$ . Результат синтеза показан на рис. 4б: сплошная кривая – модуль комплексной амплитуды магнитного поля  $\dot{H}_x$ , пунктирная – функция Гаусса, точки – ошибка синтеза  $\delta$ , которая имеет порядок 0,1%.

Все расчеты были проверены численным моделированием, в результате которого установлено наличие отражения от торцов прямоугольных щелей, что приводит к искажению АФР. Поэтому прямоугольные щели были заменены шестиугольными равновеликой площади (рис. 5).

По результатам расчетов и численного моделирования был изготовлен и экспериментально исследован излучатель из фторопласта ( $\epsilon = 2,1$ ), рассчитанный на рабочую длину волны  $\lambda = 3,2$  мм.

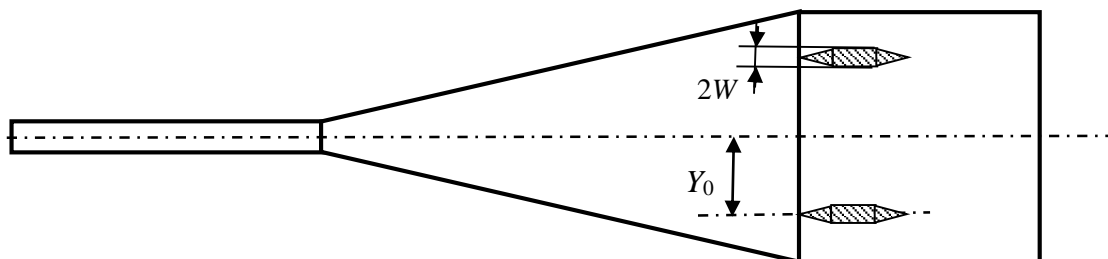


Рисунок 5.

На рис. 6 приведены экспериментальные (сплошная кривая) амплитудные (рис.6а) и фазовые (рис.6б) распределения компоненты электрического поля  $\dot{E}_y$  на расстоянии 20 мм от апертуры излучателя. Измеренные АФР практически совпадают с распределением Гаусса-Эрмита нулевого порядка (пунктирная кривая) с учетом погрешности измерений.

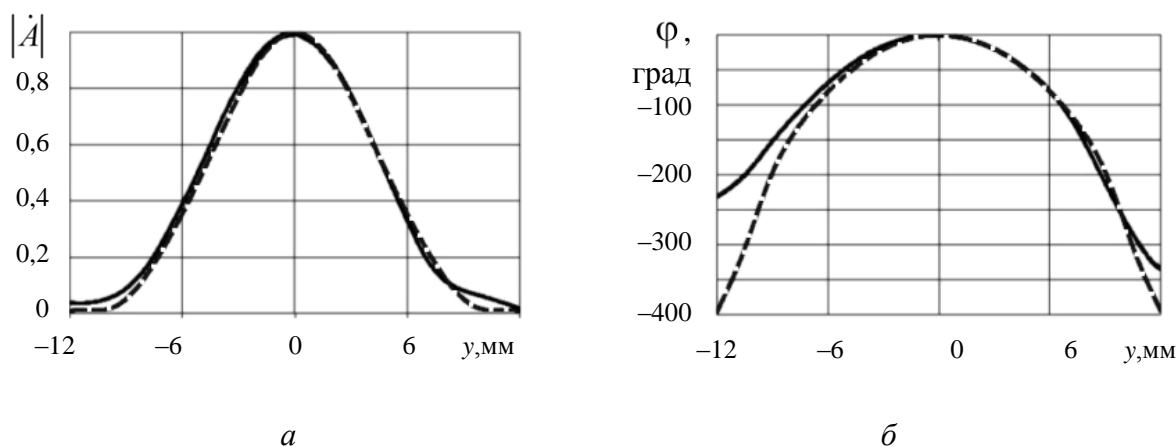


Рисунок 6.

#### Библиографический список

1. Марков Г.Т. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Г.Т. Марков, Д.М. Сазонов // – М.: Энергия. – 1975. – С. 28.
2. Ямке Е. Специальные функции / Е. Ямке, Ф. Эмде, Ф. Леш // – М.: Наука. – 1966.
3. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны / Л.А. Вайнштейн // – М.: Радио и связь. – 1988. – С.440.
4. Виноградова М.В. Теория волн / М.В. Виноградова, О.В. Руденко, А.П. Сухоруков // – М.: Наука. – 1979. – С.384.