

УДК 621.372.852.5

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАНСФОРМАЦИИ МОД В ВОЛНОВОДАХ С ГОФРИРОВАННЫМИ СТЕНКАМИ

Л. А. Аксенова, А. П. Кейер, Л. Л. Немировская, Е. В. Соколов

Приведены результаты экспериментального исследования преобразования мод с изменением азимутального и радиального индексов в сверхразмерном волноводе. Показано, что для расчета трансформаторов с достаточной для практических целей точностью может быть использован метод возмущений. Проанализирован модовый состав сигнала на выходе трансформатора. Экспериментальные значения коэффициента преобразования превышают 0,9 в полосе частот несколько процентов.

Транспортировка энергии в миллиметровом диапазоне длин волн осуществляется обычно по сверхразмерным волноводам в виде одной из низших мод. Необходимое согласование волноводных трактов с применяемыми в различных областях физики и техники (спектроскопии, системах электронно-циклотронного нагрева плазмы и ее диагностики, плазмохимии и т. д.) источниками мощного СВЧ излучения — гиротронами, в качестве рабочих мод которых используются высшие типы колебаний открытых цилиндрических резонаторов [1], может быть обеспечено с помощью волновых трансформаторов. В сверхразмерных волноводах наибольшей эффективностью обладают, по-видимому, трансформаторы, где необходимая связь между модами волновода осуществляется благодаря гофрировке его поверхности — рис. 1. Принципиальная возможность реализации в таких трансформаторах высоких значений коэффициента преобразования продемонстрирована в [2].

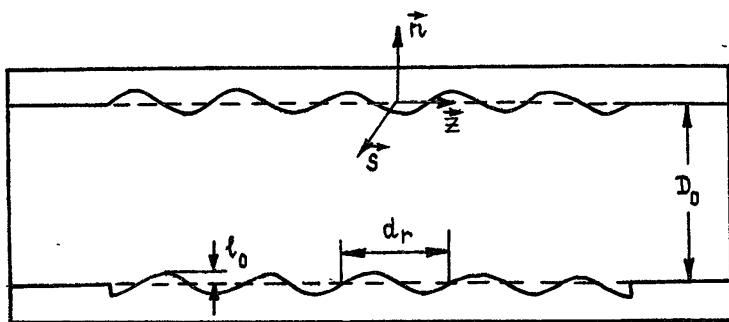


Рис. 1.

Однако в этой и последующих работах [3] не рассматривались эффекты, связанные с многомодовостью системы, в частности, не проанализирован уровень возможных потерь энергии на возбуждение паразитных волн. Наличие последних в тракте, согласованном обычно только для рабочих волн трансформатора, приводит к появлению паразитных резонансов и, как следствие, к резкому искажению амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик передающего тракта, а при высоком уровне транспортируемой мощности и к высокочастотным пробоям. Отсутствуют данные и о возможности применения метода возмущений,

широко используемого в теории слабонерегулярных волноводов [4], для расчета трансформаторов с плавной, но относительно глубокой гофрировкой $l_0 \geq 0,1\lambda$ (λ — рабочая длина волны трансформатора). Представленные ниже результаты экспериментального исследования нескольких вариантов трансформаторов миллиметрового диапазона длин волн в значительной степени восполняют эти пробелы.

1. Расчет. Трансформатор представляет собой отрезок волновода с нанесенной на его поверхности гофрировкой — рис. 1. В основе действия трансформатора лежит явление перекачки энергии в системе двух связанных, благодаря наличию гофра, волн. Аксиально-симметричная гребенка, соосная с волноводом, связывает волны с одинаковым азимутальным индексом, если их невозмущенные постоянные распространения h_1, h_2 и период гофра d_T удовлетворяют условию

$$h_1 - h_2 = n(2\pi/d_T) = n\tilde{h}, \quad (1)$$

где n — номер пространственной гармоники.

Трансформация со сменой азимутального индекса волны возможна, когда глубина гофрировки l_T зависит от азимутальной координаты θ . В частности, гофр с винтовой симметрией

$$l_T = l_0 \cos(\tilde{h}z - \tilde{m}\theta) \quad (2)$$

осуществляет взаимное преобразование вращающихся несимметричных волн, азимутальные индексы m_1, m_2 которых связаны соотношением

$$m_1 - m_2 = \tilde{m}. \quad (3)$$

Расчет трансформатора с мелкой и плавной гофрировкой боковой поверхности волновода ($l_0 \ll \lambda, l_0 \ll d_T$) можно проводить методом возмущений. В двухволновом приближении при малых омических потерях обеих волн — $(h_1'' + h_2'')L_{\text{opt}} \ll 1$ — коэффициент преобразования в соответствии с [3] может быть записан в виде

$$K_{\text{тр}} \simeq \exp\{-(h_1'' + h_2'')L_{\text{opt}}\}, \quad (4)$$

где h_1'', h_2'' — мнимые части постоянных распространения волн, а L_{opt} — протяженность гофра, при которой реализуется максимум $K_{\text{тр}}$:

$$L_{\text{opt}} = \pi/2\sqrt{\beta_{12}\beta_{21}}. \quad (5)$$

Здесь β_{12}, β_{21} — постоянные коэффициенты, зависящие от геометрии преобразователя и типа волн:

$$\beta_{12} = \frac{\omega}{2\pi N_1} \oint \frac{dl}{dz} (H_{2,\tau}H_{-1,\tau} + E_{2,n}E_{-1,n}) ds, \quad (6)$$

$$\beta_{21} = \frac{\omega}{2\pi N_2} \oint \frac{dl}{dz} (H_{1,\tau}H_{-2,\tau} + E_{1,n}E_{-2,n}) ds,$$

N_1, N_2 — нормы взаимодействующих волн; H_τ, E_n — тангенциальные и нормальные компоненты соответственно магнитного и электрического полей мод невозмущенного волновода; индексы $(-1), (-2)$ означают поля встречных волн; ω — рабочая частота трансформатора. В случае взаимодействия H -волн на гофре с винтовой симметрией

$$\beta_{12} = \frac{4\mu_1 \mu_2 l_0}{D_0^3 h_1 \sqrt{1 - (m_2/\mu_2)^2}}, \quad \beta_{21} = \frac{4\mu_1 \mu_2 l_0}{D_0^3 h_2 \sqrt{1 - (m_1/\mu_1)^2}}, \quad (7)$$

μ_1, μ_2 — корни уравнения $J'_m(\mu) = 0$. Эффективное преобразование волн

присходит в некоторой полосе частот, определяемой условием синхронизма (1), и, в частности, по уровню 1 дБ относительная полоса рабочих частот определяется соотношением

$$\frac{\Delta f}{f} \approx \frac{\pi h_1 h_2}{k^2 \hat{h} L_{\text{opt}}} \quad (8)$$

Здесь $k = 2\pi f_0/c$, c — скорость света, f_0 соответствует максимальному значению $K_{\text{тр}}$.

Таким образом, чем больше глубина гофрировки и, следовательно, меньше ее протяженность, тем более широкополосным является трансформатор. Вместе с тем в полосе рабочих частот трансформатора необходимо обеспечить минимум потерь энергии на переизлучение в паразитные волны. С этой точки зрения предпочтение следует отдать гребенкам с плавным профилем, в которых связь между волнами быстро падает с ростом номера гармоники. Однако независимо от формы гофра сгущение спектра распространяющихся в трансформаторе волн при увеличении его поперечных размеров и, как следствие, появление дополнительных возможностей для переизлучения накладывают ограничения на полосу рабочих частот и протяженность гребенки.

Расчет трансформатора с плавной и мелкой гофрировкой сводится к нахождению в соответствии с (1)–(8) трех величин, определяющих его геометрию: диаметра регулярного волновода D_0 , глубины гофрировки l_0 и ее протяженности L_{opt} . При этом задается обычно параметр D_0 , а длина и глубина гофрировки выбираются из условия реализации необходимой полосы рабочих частот. Воспользуемся этой методикой для расчета трансформаторов и с достаточно глубокой гофрировкой $l_0 \leq 0,2\lambda$. Рассчитанные таким образом параметры трансформаторов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Рабочие моды трансформатора	D_0/λ	l_0/λ	$L_{\text{opt}}/d_{\text{г}}$	L_{opt}/λ	Эксперимент		Теория	
					$K_{\text{тр}}$	$\Delta f/f$	$K_{\text{тр}}$	$\Delta f/f$
$H_{61} \rightleftharpoons H_{01}$	2,93	0,1	5,7	17,5	0,97	0,08	0,98	0,14
$H_{91} \rightleftharpoons H_{01}$	4,1	0,12	7,1	17,8	0,93	0,03	0,982	0,12
$H_{22} \rightleftharpoons H_{01}$	2,93	0,12	4,5	17,8	0,96	0,04	0,995	0,10
$H_{02} \rightleftharpoons H_{11}$	2,87	0,08	6,0	35	0,98	0,025	0,976	0,035
$H_{02} \rightleftharpoons H_{01}$	4,5	0,17	4,3	46	0,95	0,15	0,996	0,16

2. Результаты эксперимента и методика измерений. Измерение характеристик трансформаторов проводилось с помощью экспериментальной установки, схематически изображенной на рис. 2. Она содер-

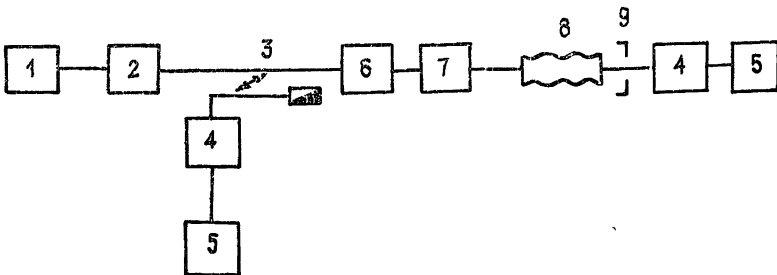


Рис. 2.

жит перестраиваемый СВЧ генератор (1), выходной сигнал которого через аттенюатор (2) и преобразователь волн прямоугольного волно-

вода в круглый (6) с высокочастотной развязкой (7) поступает на трансформатор (8) с отражателем (9). На вход трансформатора подавалась одна из низших волн (в данном случае H_{11} или H_{01}). Возбуждаемая гофром высшая волна отражалась от запредельной для нее конической втулки — рис. 3а. Если высшей является волна H_{02} , то после отражения происходило повторное преобразование $H_{02} \rightarrow H_{01}$ или $H_{02} \rightarrow H_{11}$, мощность этих волн измерялась с помощью направленного ответвителя (3), детектора (4) и индикатора (5). Значение коэффициента преобразования рассчитывалось по формуле

$$K_{\text{тр}} \simeq \sqrt{P_{\text{отр}}/P_{\text{пад}}} . \quad (9)$$

В процессе эксперимента для отсчета отношения $P_{\text{отр}}/P_{\text{пад}}$ использовался калиброванный аттенюатор.

Если высшая волна имеет отличный от нуля азимутальный индекс $m \neq 0$, то фиксировалась мощность волны H_{01} , проходящей в коническую втулку — рис. 3б, и коэффициент трансформации определялся из соотношения

$$K_{\text{тр}} \simeq 1 - P_{\text{пр}}/P_{\text{пад}} . \quad (10)$$

Это связано с тем, что при отражении от конической втулки циркулярно поляризованной волны (в данном случае H_{61} , H_{91}) направление вращения ее поля меняется на противоположное и обратная волна, в соответствии с (3), практически не реагирует на гофрировку. Подавление возможных паразитных резонансов в объеме трансформатора осуществляется с помощью высокочастотной развязки, представляющей собой волновод диаметром D_0 , поверхность которого покрыта слоем высокочастотного поглотителя. Такая развязка при однократном проходе волн H_{61} или H_{91} обеспечивает затухание около 30 дБ; затухание волны H_{01} при этом не превышает 0,5 дБ. Для пары волн $H_{01} \rightleftharpoons H_{91}$ проводились контрольные измерения в системе двух последовательно соединенных трансформаторов, отличающихся лишь направлением вращения винтовой симметрии гофра — рис. 3в. Значение коэффициента трансформации определялось в этом случае по формуле (9).

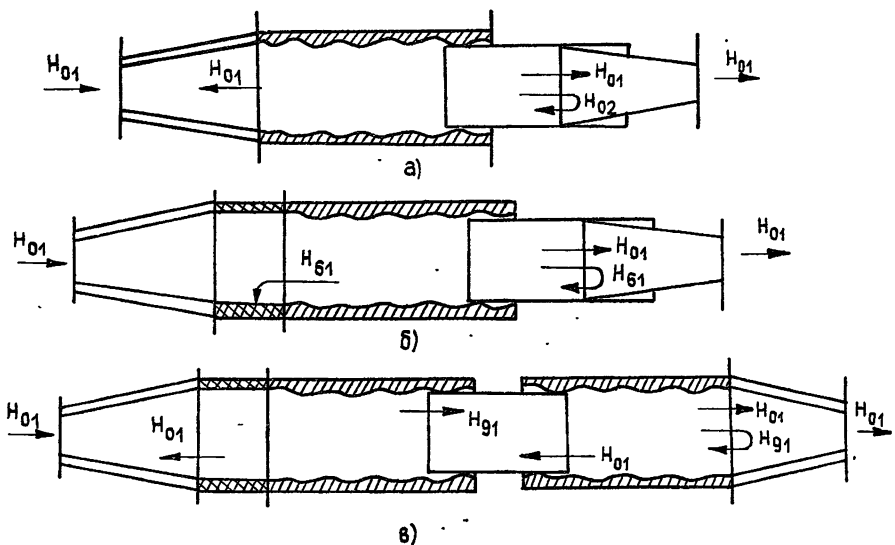


Рис. 3.

Структура высокочастотного поля и модовый состав на выходе трансформатора анализировались с помощью измерительного зонда.

При распространении волн в многомодовом гофрированном волноводе часть энергии теряется на возбуждение нерезонансных, в смысле условия (1), мод. Поперечная структура мод соответствует, естественно, (3). В частности, на выходе трансформатора $H_{01} \rightleftharpoons H_{61}$ будет присутствовать наряду с рабочими и волна E_{01} (волна E_{61} при выбранном

D_0 не распространяется). Суперпозиция этих волн на выходе преобразователя дает результирующее поле, составляющие E_θ и E_R которого имеют $2m$ вариаций по азимуту (в данном случае 12). Отношение максимального и минимального значений амплитуд полей зависит от радиуса r . Эти отношения имеют наибольшую величину на вполне определенных радиусах R_θ^* и R_r^* . Определяя с помощью измерительного зонда значения R_θ^* и R_r^* , несложно рассчитать отношение мощностей волн H_{61} , E_{01} и H_{61} , H_{01} :

$$\frac{P_{H_{01}}}{P_{H_{61}}} \approx \left[1 - \frac{36}{\kappa_{61}^2 D_0^2} \right] \frac{J_1^2(\kappa_{01} R_\theta^*)}{J_6^2(\kappa_{61} R_\theta^*)} \frac{h_{61}}{h_{01}} \frac{J_6^2(\kappa_{31} D_0)}{J_0^2(\kappa_{01} D_0)}, \quad (11)$$

$$\frac{P_{E_{01}}}{P_{H_{61}}} \approx \frac{A}{1 - \frac{36}{\kappa_{61}^2 D_0^2}} \frac{K^2}{h_{61} h_{01}^{(E)}} \frac{36}{(\kappa_{61} R_r^*)^2} \frac{J_6^2(\kappa_{61} R_r^*)}{J_1^2(\kappa_{01}^{(L)} R_r^*)} \frac{J_1^2(\kappa_{01}^{(E)} D_0)}{J_6^2(\kappa_{61} D_0)}.$$

Здесь κ_{01} , κ_{61} , $\kappa_{01}^{(E)}$ — поперечные волновые числа мод H_{01} , H_{61} , E_{01} ; A — параметр, учитывающий размеры измеряющего зонда; для зонда, используемого в эксперименте, $A \approx 0,42$.

Результаты расчетов и измерений представлены на рис. 4—6 и в табл. 1. В соответствии с расчетом максимальный коэффициент преобразования всех трансформаторов приближается к единице, а эффективное преобразование осуществляется в достаточно широкой (несколько процентов) полосе частот. Если гофрировка является плавной, то отличие $K_{\text{ТР}}$ от единицы обусловлено обычно омическими потерями. На рис. 4 представлена теоретическая (пунктир) и снятая экспериментально (сплошная) зависимость $K_{\text{ТР}}$ от частоты для трансформатора $H_{11} \rightleftharpoons H_{02}$, который рассчитывался и испытывался в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн. Как показывают оценки, для тако-

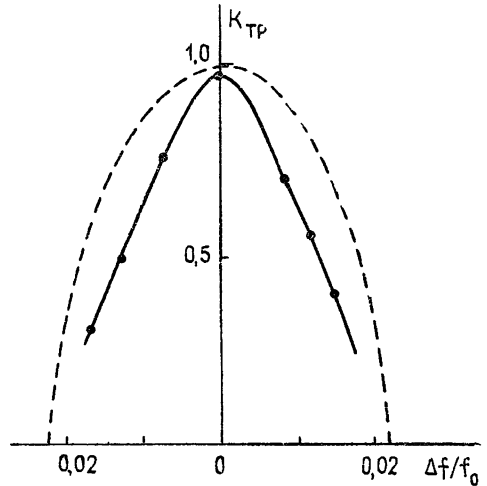


Рис. 4.

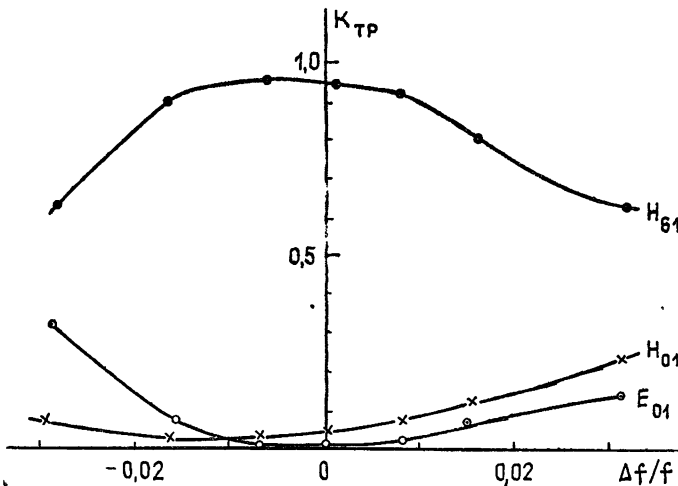


Рис 5.

го трансформатора омические потери составляют около 2%, с чем и связано отличие $K_{\text{тр}}$ от единицы. Уменьшение $K_{\text{тр}}$ при увеличении сечения трансформатора или глубины гофрировки обусловлено в значительной степени потерями энергии на переизлучение в паразитные волны. На рис. 5 представлен модовый состав поля на выходе трансформатора $H_{01} \rightleftharpoons H_{61}$ (этот, а также трансформаторы $H_{01} \rightleftharpoons H_{02}$, $H_{01} \rightleftharpoons H_{91}$ работают в длинноволновой части миллиметрового диапазона длин волн, где омические потери заметно снижаются по сравнению с более коротковолновым диапазоном).

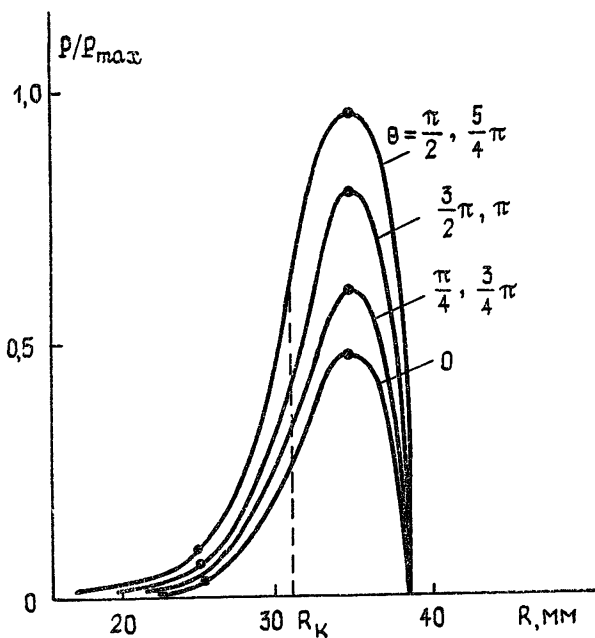


Рис. 6.

При достигнутых уровнях преобразования $K_{\text{тр}} \geq 0,9$ наличие паразитных волн не приводит к заметному искажению радиального распределения высокочастотного поля на выходе трансформатора. Так, например, распределение поля в выходном сечении трансформатора $H_{01} \rightleftharpoons H_{91}$, показанное на рис. 6, имеет каустику с радиусом R_k , расположение которой соответствует волне H_{91} .

ЛИТЕРАТУРА

1. Andronov A. A., Flyagin V. A., Garonov A. V. et al. // *Infrared Physics*. 1978. V. 18. № 6. P. 357.
2. Ковалев Н. Ф., Орлова И. М., Петелин М. И. // *Радиофизика*. 1968. Т. 11. № 5. С. 783 (Изв. высш. учеб. заведений).
3. Moeller C. P. // *Proc. III Int. Symp. on Heating in Toroidal Plasma, France, Grenoble, 22—27 March, 1982, III*, p. 1085.
4. Каценеленбаум Б. З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. — М.: АН СССР, 1961.

Институт прикладной физики
АН СССР

Поступила в редакцию
25 ноября 1986 г.

EXPERIMENTAL STUDY OF MODE CONVERSION IN WAVEGUIDES WITH CORRUGATED WALLS

L. A. Aksenova, A. P. Kejer, L. L. Nemirovskaya, E. V. Sokolov

The results of experimental study of mode conversion with the variation of azimuthal and radial indices in an oversize waveguide are given. It is shown that perturbation method can be used for the calculation of transformers with the precision required for practical purposes. Mode composition of a signal at the output of the transformer is analysed. The conversion coefficient, obtained experimentally, exceeds 0,9 in the frequency band of several per cent.