

УДК 621.372.823

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ВОЛН В ИЗОГНУТОМ ВОЛНОВОДЕ С ПЕРЕМЕННОЙ КРИВИЗНОЙ

Д. В. Виноградов, Г. Г. Денисов

Теоретически и экспериментально исследована возможность эффективного и широкополосного преобразования симметричных электрической E_{01} -и магнитной H_{01} -волн круглого волновода в волны с поляризацией, близкой к линейной, H_{11} , HE_{11} .

При разработке волноводных СВЧ трактов, предназначенных для передачи большой мощности (в установках УТС, линейных ускорителях), актуальна задача создания преобразователей высших типов волн в простейшие, такие, как H_{10}^{\square} , H_{11}^{\square} , HE_{11}^{\square} , удобные для использования [1, 2]. В диапазоне миллиметровых волн эта задача непроста даже для низших симметричных волн круглого волновода E_{01} и H_{01} . В настоящей работе исследуется возможность осуществления эффективного и широкополосного преобразования этих волн в отрезках волноводов с нерегулярностью в виде плавных изгибов.

1. Уравнения связанных волн. Для анализа взаимодействия волн в плавно-нерегулярном волноводе будем использовать систему уравнений связанных волн [3, 4]:

$$\frac{dA_j(z)}{dz} = ih_j A_j(z) + i \sum_{l \neq j} \chi_{jl}(z) A_l(z), \quad (1)$$

где A — амплитуда волн, h — их постоянные распространения, z — продольная координата, χ_{jl} — коэффициенты связи.

В случае изогнутого волновода коэффициент связи обратно пропорционален радиусу изгиба волновода $R(z)$:

$$\chi_{jl} = F_{jl}/R(z), \quad F_{jl} = F_{lj}, \quad (2)$$

причем в круглом волноводе отличны от нуля коэффициенты связи только тех волн, азимутальные индексы которых отличаются на единицу:

$$n_l = n_j \pm 1. \quad (3)$$

Кроме того должно выполняться поляризационное условие: если взаимодействующие волны принадлежат одному типу (электрические или магнитные), то их мембранные функции должны быть пропорциональны одной тригонометрической функции ($\cos n\varphi$ или $\sin n\varphi$); если волны принадлежат к разному типу, то их мембранные функции должны быть пропорциональны различным тригонометрическим функциям. При этом для

двух магнитных волн [3]

$$F_{jl} = \pm \frac{h_l \mu_j^2 (\mu_j^2 - n_j n_l) \pm h_j \mu_l^2 (\mu_j^2 - n_j n_l)}{h_l (\mu_j^2 - \mu_l^2)^2 \sqrt{\mu_j^2 - n_j^2} \sqrt{\mu_l^2 - n_l^2}} \sqrt{1 + \delta_{0n_j} + \delta_{0n_l}} \frac{h_l \pm h_j}{2\sqrt{h_l h_j}} ka, \quad (4a)$$

для двух электрических волн

$$F_{jl} = \pm \frac{h_l v_j^2 \pm h_j v_l^2}{k(v_j^2 - v_l^2)} \sqrt{1 + \delta_{0n_j} + \delta_{0n_l}} \frac{h_l \pm h_j}{2\sqrt{h_l h_j}} ka, \quad (4b)$$

для электрической и магнитной волн

$$F_{jl} = -\frac{n_l}{\sqrt{\mu_l^2 - n_l^2(\mu_l^2 - v_j^2)}} \sqrt{1 + \delta_{0n_j}} \frac{h_l \pm h_j}{2\sqrt{h_l h_j}} ka, \quad (4b)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число, a — радиус волновода, $\mu/a, v/a$ — по-перечные волновые числа соответственно магнитной и электрической волн. В формулах (4) верхние знаки соответствуют попутным волнам, нижние — встречным.

При анализе преобразования волн в плавных ($R \gg a$) изгибах не будем учитывать встречных волн. Это оправдано тем, что согласно условию (3) коэффициент связи волн с отраженной волной равен нулю. Кроме того в сверхразмерном волноводе, когда $h_l, h_j \approx k$, коэффициенты связи попутных и встречных волн пропорциональны разной степени ka : $F_{jl} \sim ka$, $F_{j-l} \sim ka^{-1}$.

Отметим также, что коэффициенты связи низших волн с высшими быстро убывают с ростом номера последних.

2. Взаимодействие двух волн. Условия полного преобразования. Рассмотрим взаимодействие двух волн на участке с постоянным коэффициентом связи χ_0 (с постоянным радиусом кривизны). При этом система (1) состоит из двух уравнений:

$$\frac{dA_1}{dz} - ih_1 A_1 = i\chi_0 A_2, \quad \frac{dA_2}{dz} - ih_2 A_2 = i\chi_0 A_1. \quad (5)$$

Если в сечении $z=0$ заданы амплитуды волн $A_1(0)=a_1, A_2(0)=a_2$, то решением системы (5) будет

$$A_1(z) = \left[a_1 \left(\cos \frac{\pi z}{d} + \frac{i}{\sqrt{1+\rho^2}} \sin \frac{\pi z}{d} \right) + a_2 \frac{ip}{\sqrt{1+\rho^2}} \sin \frac{\pi z}{d} \right] \exp \left(i \frac{h_1 + h_2}{2} z \right), \quad (6)$$

$$A_2(z) = \left[a_1 \frac{ip}{\sqrt{1+\rho^2}} \sin \frac{\pi z}{d} + a_2 \left(\cos \frac{\pi z}{d} - \frac{i}{\sqrt{1+\rho^2}} \sin \frac{\pi z}{d} \right) \right] \exp \left(i \frac{h_1 + h_2}{2} z \right),$$

где $d = 2\pi/((h_1 - h_2)\sqrt{1+\rho^2})$ — период биений нормальных волн, а $\rho = \frac{2\chi_0}{h_1 - h_2}$ — связанность волн.

В частном случае, когда на входе нерегулярного участка только одна волна,

$$A_1(0) = 1, \quad A_2(0) = 0, \quad (7)$$

получаем хорошо известное [4] решение

$$A_1(z) = \left[\cos \frac{\pi z}{d} + \frac{i}{\sqrt{1+\rho^2}} \sin \frac{\pi z}{d} \right] \exp \left(i \frac{h_1 + h_2}{2} z \right), \quad (8)$$

$$A_2(z) = \frac{ip}{\sqrt{1+\rho^2}} \sin \frac{\pi z}{d} \exp \left(i \frac{h_1 + h_2}{2} z \right).$$

Как следует из (8), максимально возможный коэффициент преобразования определяется именно связанностью волн и равен (рис. 1)

$$\eta = \rho^2/(1 + \rho^2). \quad (9)$$

Очевидно, что для эффективного преобразования $(1-\eta) \ll 1$ требуется сильная связанность волн:

$$\rho \gg 1. \quad (10)$$

Такой случай имеет место, в частности, в преобразователях волн $H_{0n} \rightarrow E_{1n}$ [5, 7].

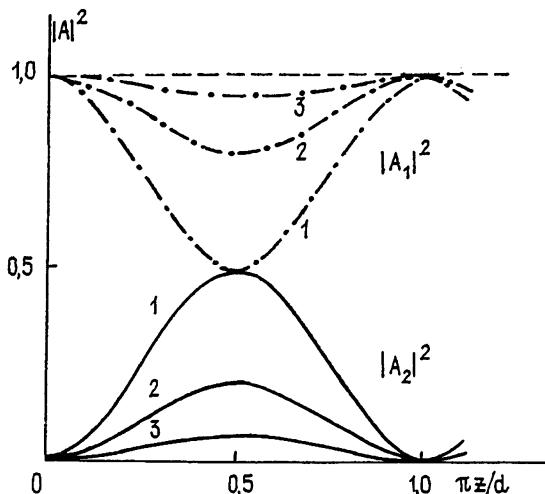


Рис. 1. Взаимодействие двух связанных волн с постоянным коэффициентом связи при разной связанности: 1) $\rho=1$; 2) $\rho=0,5$; 3) $\rho=0,25$.

Описанная ситуация (9) достаточно редкая. По существу она относится к вырожденным волнам. Оказывается, что и в более общем случае умеренной связанности,

$$\rho \geq 1, \quad (11)$$

в системе, состоящей из двух участков с коэффициентами связи χ_0 и $-\chi_0$, соответственно, возможно полное преобразование волн.

Пусть на вход преобразователя, описываемого коэффициентом связи

$$\chi(z) = \begin{cases} \chi_0 & \text{при } 0 \leq z < z^*, \\ -\chi_0 & \text{при } z \geq z^*. \end{cases} \quad (12)$$

поступает одна волна.

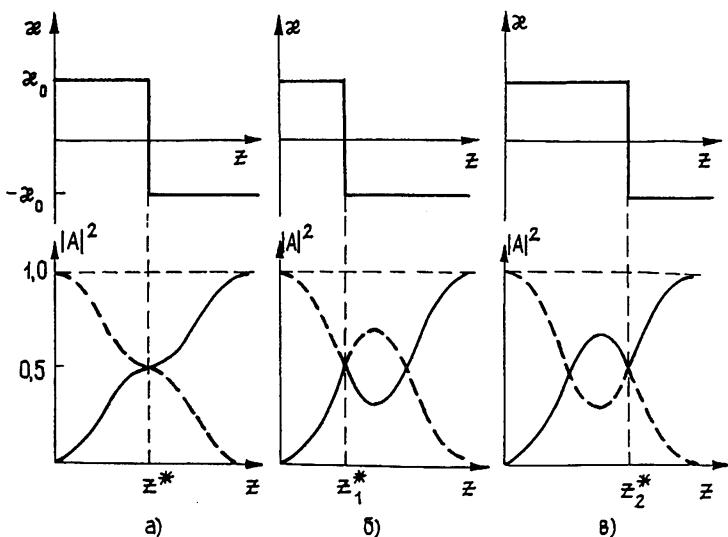


Рис. 2. Полное преобразование волн в системе со знакопеременным коэффициентом связи: а) $\rho=1$; б, в) $\rho>1$.

Анализ выражений (6) показывает наличие решений, обеспечивающих при начальных условиях (7) полное преобразование волн (рис. 2). Эти решения существуют при связности $\rho \geq 1$ и выполнении условия

$$z^* = \frac{\arccos(-1/\rho^2)}{(h_1 - h_2)\sqrt{1+\rho^2}}. \quad (13)$$

При выполнении условия (13) амплитуды волн в точке z^* равны, а их фазы связаны соотношением

$$\theta_1 - \theta_2 = \arccos(1/\rho). \quad (14)$$

Если в волноводе условие (13) выполнено на частоте ω_0 , то при отстройке частоты коэффициент преобразования уменьшается. Ширина полосы преобразования по уровню $|A_2|^2 = 0,9$ равна

$$\left. \frac{\Delta\omega}{\omega} \right|_{0,9} \simeq 0,3 \frac{h_1 h_2}{k^2}. \quad (15)$$

В сверхразмерном волноводе существует большое число распространяющихся и взаимодействующих волн. При этом для сохранения высокого коэффициента преобразования в случаях (10) и (11) необходимо, чтобы связность выбранных волн 1, 2 с остальными была малой*:

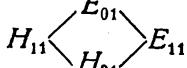
$$\rho_{k,s} \ll 1, \quad k=1, 2. \quad (16)$$

3. Преобразователи волн на основе изогнутого волновода со знакоизмененной кривизной. Как было показано в разд. 2, при знакоизменной зависимости коэффициента связи от координаты (12) и выполнении условия (13) возможно широкополосное и эффективное преобразование волн с различными постоянными распространения.

Требуемые условия (11), (16), как видно из выражений для коэффициентов связи (4), могут быть обеспечены для взаимодействия волн $H_{1n} - E_{0n}$. Для намеренно расстроенных волн $H_{0n} - E_{1n}$ также возможно удовлетворение этих условий.

3.1. Преобразователь $H_{11} \rightarrow E_{01}$. Для обеспечения связи волн H_{11} и E_{01} изгиб круглого волновода должен быть в плоскости вектора напряженности электрического поля \mathbf{E} волны H_{11} . В случае малой сверхразмерности волновода ($ka < 3,05$) справедливо рассмотрение только двух рабочих волн и для расчета преобразователя можно воспользоваться формулами (2), (4), (13). В более сверхразмерном волноводе ($ka > 3,05$) появляются паразитные волны. Однако заметим, что при любой сверхразмерности связность ρ_p паразитных волн существенно меньше связности ρ_p рабочих волн H_{11} и E_{01} . Например, если выбрать $\rho_p = 1$, то $\rho_p < 1/3$. Это не должно существенно уменьшить коэффициент преобразования.

Для определения влияния паразитных волн на преобразование рабочих численно методом Рунге—Кутта решалась система связанных волн (1). Основной энергообмен в преобразователе можно характеризовать схемой . Результаты численного счета приве-



даны на рис. 3. В трехволновом случае ($H_{11}, E_{01}, H_{21}; 3,05 < ka < 3,83$) коэффициент преобразования $\eta > 0,98$. При росте ka коэффициент преобразования в среднем уменьшается, приближаясь к значению $\eta = 0,91$.

* В общем случае для обеспечения селективного преобразования двух выбранных волн можно использовать волновод с периодическим и малым коэффициентом связи [6, 7] $\chi(z) = \chi_0 F(z)$, $F(z+d) = F(z)$, выполнив брэгговское условие $h_1 - h_2 \approx 2\pi/d$. Эффективное преобразование обеспечивается на большом числе N периодов, что сужает частотную полосу преобразования: $\left. \frac{\Delta\omega}{\omega} \right|_{0,9} \approx 0,4 \frac{h_1 h_2}{k^2} \frac{1}{N}$.

Отметим, что использование более сложной знакопеременной зависимости коэффициента связи от координаты, например

$$\kappa(z) = \kappa_0 \sin \alpha z, \quad (17)$$

может повысить коэффициент преобразования и в сверхразмерном волноводе (рис. 4).

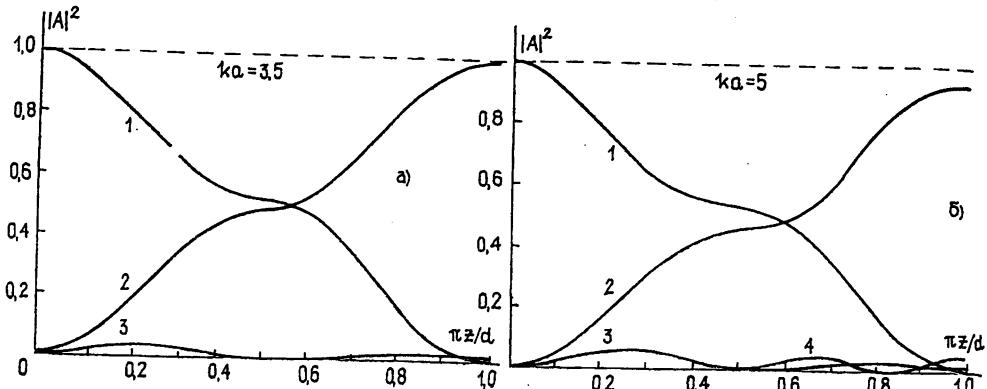


Рис. 3.

$\pi z/d$

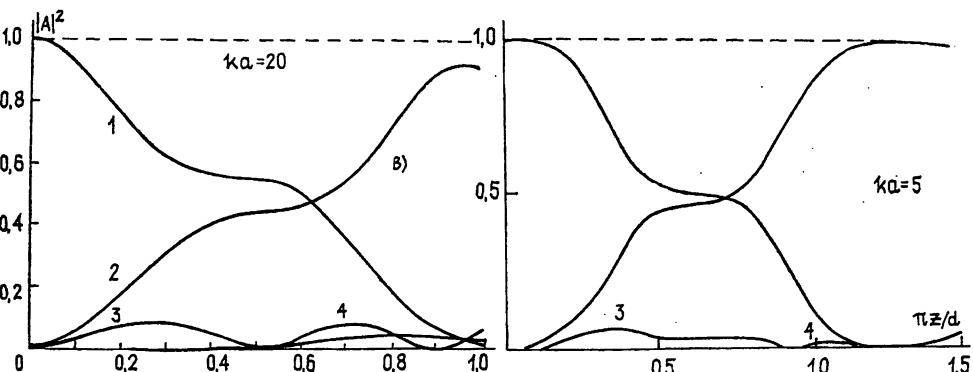


Рис. 4.

$\pi z/d$

Рис. 3. Взаимодействие волн ($1 - H_{11}$, $2 - E_{01}$, $3 - H_{21}$, $4 - E_{11}$) в преобразователе $H_{11} \rightarrow E_{01}$ различного сечения. Радиус изгиба волновода постоянен по величине и меняет знак в точке $\pi z^*/d = 0,5$.

Рис. 4. Взаимодействие волн ($1 - H_{11}$, $2 - E_{01}$, $3 - H_{21}$, $4 - E_{11}$) в преобразователе $H_{11} \rightarrow E_{01}$ при зависимости коэффициента связи $\kappa = \kappa_0 \sin \alpha z$ ($\rho_0 = 1,2$; $\alpha = 1,95 \pi/d$).

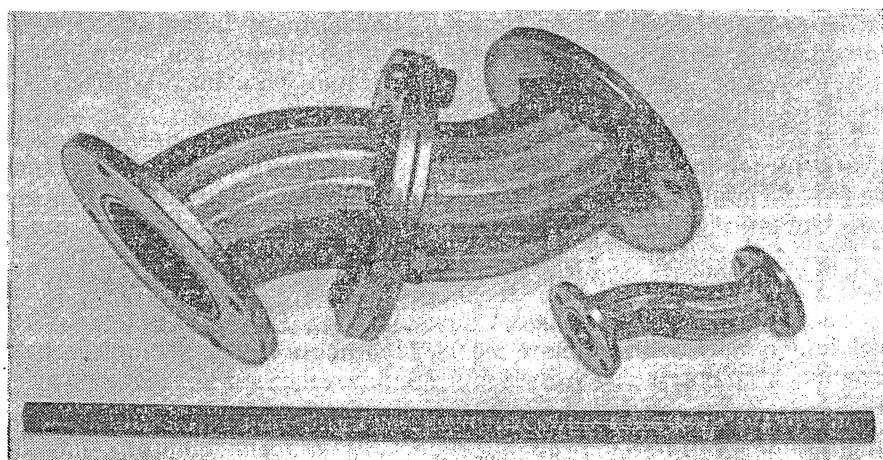


Рис. 5. Преобразователь волн $H_{11} \rightarrow E_{01}$.

Экспериментальное исследование преобразователей было проведено в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн (рис. 5).

Исследовались преобразователи различных сечений: $ka = 2,7; 3,5; 4,5; 8,5$. Измерение коэффициентов преобразования проводилось с помощью панорамных измерителей КСВ по измерению матрицы рас- сеяния при селективном отражении волны E_{01} с помощью ко-нических втулок [8] или брэг-говских рефлекторов [9], по из- мерению поля на апертуре волн-

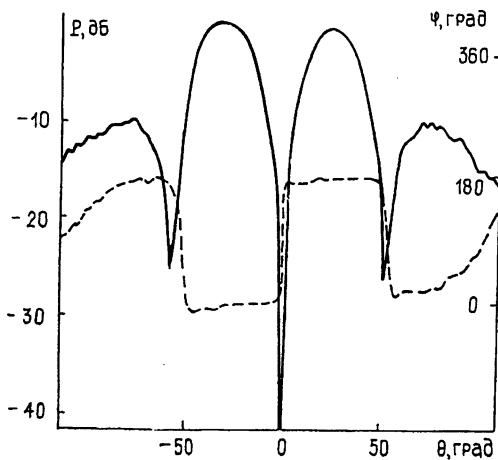


Рис. 6.

Рис. 6. Диаграмма направленности излучения волны E_{01} из преобразователя
 (— мощность, - - фаза).

Рис. 7. Частотная зависимость коэффициента преобразования.

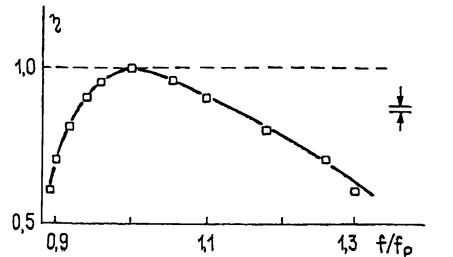


Рис. 7.

новода, а также по измерению диаграмм направленности излучения волн из открытого конца сверхразмерного волновода (рис. 6, 7). На рис. 7 приведена частотная зависимость одного из преобразователей. Измеренный коэффициент преобразования на рабочей частоте $\eta = 0,99 \pm 0,007$. Ширина полосы на уровне $\eta = 0,9$ составляет 16%.

3.2. Преобразователь волн $H_{01} \rightarrow E_{11}$. Преобразователь вырожденных волн $H_{01} \rightarrow E_{11}$, состоящий из изогнутого на угол Жуге волновода [5, 7], изменяет направление его оси. В ряде случаев это создает дополнительные трудности при использовании такого преобразователя в трактах СВЧ. Если снять вырождение волн, то можно осуществить их преобразование в волноводе со знакопеременной кривизной, соответственно, без смены направления оси волновода.

Преобразователь исследован в миллиметровом диапазоне длин волн. Расстройка волновых чисел волн H_{01} и E_{11} обеспечена небольшой деформацией сечения (слабая эллиптичность). Эта расстройка и радиус изгиба волновода были выбраны таким образом, что удовлетворялись условия (11), (16) взаимодействия только этих двух волн. Диаметр волновода был выбран равным $1,7\lambda$. Измеренный коэффициент преобразования составил $\eta = 0,95 \pm 0,02$. Излучение на выходе преобразователя состояло лишь из двух волн — E_{11} и H_{01} , примесь остальных волн не превышала 1%. По-видимому, неполное преобразование рабочих волн обусловлено погрешностями изготовления отрезков изогнутых волноводов.

Волна E_{11} была преобразована в близкую к гауссову волновому пучку волну HE_{11} с помощью адиабатического гофрированного преобразователя [7, 10]. Общий коэффициент преобразования $H_{01} \rightarrow HE_{11}$ составил также $\eta = 0,95 \pm 0,02$.

Таким образом, теоретически показана возможность эффективного и широкополосного преобразования волн в сверхразмерных волноводах со знакопеременной зависимостью коэффициента связи. Использование этого принципа позволило осуществить эффективное и широкополосное преобразование волн E_{01} в H_{11} и H_{01} в E_{11} с последующим преобразованием в HE_{11} . Результаты этих экспериментов находятся в хорошем соответствии с теоретическими расчетами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Thumm M. et al. // Int. J. of Infr. and MM Waves. 1985. V. 6. P. 459.
2. Moeller C. // Int. J. Electronics. 1982. V. 53. № 6. P. 587.
3. Каценеленбаум Б. З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. — М.: АН СССР, 1961.
4. Ваганов Р. Б., Матвеев Р. Ф., Мериакри В. В. Многоволновые волноводы со случайными нерегулярностями. — М.: Сов. радио, 1972.
5. Jouguet M. // Cahier Trans. 1947. V. 1. № 2. P. 133.
6. Ковалев Н. Ф., Орлова И. М., Петелин М. И. // Изв. вузов. Радиофизика. 1968. Т. 11. № 6. С. 783.
7. Thumm M. et al. // Microwave J. 1986. V. 29. № 11. P. 103.
8. Власов С. Н., Орлова И. М., Петелин М. И. // Изв. вузов. Радиофизика. 1972. Т. 15. № 12. С. 1913.
9. Денисов Г. Г., Резников М. Г. // Изв. вузов. Радиофизика. 1982. Т. 25. № 5. С. 562.
10. Керженцева Н. П. // Радиотехника и электроника. 1971. Т. 16. № 1. С. 29.

Институт прикладной физики
АН СССР

Поступила в редакцию
14 марта 1989 г.

MODE CONVERSION IN CURVED WAVEGUIDE WITH VARIABLE CURVATURE

D. V. Vinogradov, G. G. Denisov

The possibility of efficient and wide-band conversion of circular symmetric transverse magnetic TM_{01} and electric TE_{01} modes to almost linearly polarized TE_{11} and HE_{11} modes is theoretically and experimentally investigated.