

30—40 дБ. Объединение звеньев в цепочку, осуществляемое схемами автоподстройки фазы, показано на рисунке. При выполнении условий  $\omega_{1,n} = \omega_{2,n+1}$ ;  $\omega_{2,n} = \omega_{1,n+1}$  ( $n$  — номер звена) благодаря знакопеременности  $\theta_n$  ее величина для всей цепи не превысит ошибки отдельного звена, в чем преимущество данной схемы перед рассмотренными в [5], для которых дисперсионные ошибки звеньев складываются.

По рассмотренной схеме реализованы системы синтеза напряжений местных гетеродинов частоты  $f_r = 335$  МГц и фазовой калибровки частоты  $f_k = 291$  МГц трех-элементного радиоинтерферометра радионавигационной станции НИРФИ «Старая Пустынь» ( $L \approx 2 \cdot 10^2 \lambda$ ). Значения частот вспомогательных генераторов этих систем были выбраны соответственно  $f_{1,r} = 55$  МГц,  $f_{2,r} = 75$  МГц и  $f_{1,k} = 40$  МГц,  $f_{2,k} = 60$  МГц. Основное внимание при разработке систем было уделено обеспечению фазовой стабильности элементов блоков синтеза в антенных пунктах (смесителей, усилителей, фильтров) и качества согласования включенных в линию связи узлов (направленных ответвителей, мультиплексоров).

При изменениях температуры окружающей среды в пределах  $+(5 \div 30)^\circ \text{C}$ , напряжений питания усилителей 100 мВ и длины линии связи  $\delta L \approx 10^{-2} L$  измеренный уровень флуктуаций относительных фаз синтезированных напряжений гетеродинов не превысил  $0,4^\circ$ . Конструктивное отличие системы синтеза напряжений фазовой калибровки состоит в отсутствии в ней усилителей на выходах смесителей блоков синтеза антенных пунктов. Сигналы фазовой калибровки излучаются в приемные тракты вибраторами, расположенными в вершинах параболических антенн радиоинтерферометра.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. А. с. 557464 СССР. Устройство формирования синфазных сигналов в разнесенных пунктах / В. В. Бычков. — Опул. в Б. И. — 1977. № 17. С. 177.
2. Алексеев В. А., Кротиков В. Д. // Изв. вузов. Радиофизика. 1969. Т. 12. № 5. С. 651.
3. The V. L. A., A proposal for a very large radiotelescope. NRAO. 1967. V. 2.
4. Вайнштейн Л. А. Электромагнитные волны. — М.: Радио и связь, 1988.
5. Project cyclops, prepared under Stanford (NASA) Claines Reserch Center, 1971. P. 99.

Научно-исследовательский  
радиофизический институт

Поступила в редакцию  
22 июня 1989 г.

УДК 621.372.82

### ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ВОЛНОВОДНЫХ ВОЛН В СИСТЕМАХ СО СКАЧКОМ ФАЗЫ КОЭФФИЦИЕНТОВ СВЯЗИ

Д. В. Виноградов, Г. Г. Денисов

В ряде приложений важна и актуальна задача преобразования высших волноводных волн (в частности, в волны простейших структур) [1, 2]. Взаимную трансформацию попутных волн можно описывать, используя систему уравнений связанных волн [3—5]

$$A'_j(z) = ih_j A_j(z) + i \sum_{l \neq j} \kappa_{jl}(z) A_l(z), \quad (1)$$

где  $z$  — координата вдоль волновода,  $A$  — амплитуды волн,  $h$  — их постоянные распространения,  $\kappa$  — коэффициенты связи. В общем случае система (1) содержит бесконечное число уравнений, но в некоторых важных случаях их число можно ограничить.

**1. Взаимодействие двух волн.** Рассмотрим сначала взаимодействие двух волн на участке волновода с постоянным коэффициентом связи  $\kappa_0$ . При этом система (1) состоит из двух уравнений:

$$A'_1 = ih_1 A_1 + i\kappa_0 A_2, \quad A'_2 = ih_2 A_2 + i\kappa_0 A_1. \quad (2)$$

Если в сечении  $z=0$  заданы амплитуды волн  $A_1(0) = a_1$ ,  $A_2(0) = a_2$ , то решение системы (2) будет [4]

$$A_1 = \left( a_1 \left( \cos \frac{\pi z}{d} + \frac{i}{\sqrt{1+\rho^2}} \sin \frac{\pi z}{d} \right) + a_2 \frac{i\rho}{\sqrt{1+\rho^2}} \sin \frac{\pi z}{d} \right) \exp \left( i \frac{h_1 + h_2}{2} z \right), \quad (3)$$

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

где  $d = 2\pi / (h_1 - h_2) \sqrt{1 + \rho^2}$  — период биений нормальных волн,  $\rho = |2\kappa_0 / (h_1 - h_2)|$  — свя-

занность волн. Если на вход нерегулярного участка поступает одна волна

$$A_1(0) = 1, \quad A_2(0) = 0, \quad (4)$$

уравнения (3) дают

$$A_1(z) = \left( \cos \frac{\pi z}{d} + \frac{i}{\sqrt{1+\rho^2}} \sin \frac{\pi z}{d} \right) \exp \left( i \frac{h_1 + h_2}{2} z \right), \quad (5)$$

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

Максимально возможный коэффициент преобразования равен (рис. 1а) (рис. см. на вклейке)

$$\eta = \rho^2 / (1 + \rho^2). \quad (6)$$

Полное преобразование реализуется лишь в случае вырождения волн ( $\rho = \infty$ ) и происходит при длине нерегулярного волновода [4]

$$\kappa_0 L = \pi/2 + s\pi, \quad s = 0, 1, 2, \dots \quad (7)$$

Оказывается, что и в более общем случае (невыврожденные волны) возможно полное преобразование волн в волноводе, состоящем из двух участков с определенным скачком фазы коэффициента связи.

Рассмотрим преобразование волн на участке, описываемом коэффициентом связи

$$\kappa(z) = \begin{cases} \kappa_0 \exp(i\varphi_1), & 0 \leq z \leq z^* \\ \kappa_0 \exp(i\varphi_2), & z > z^* \end{cases}. \quad (8)$$

При начальных условиях (4) из анализа уравнений (5) и (3) следует, что для полного преобразования волн (рис. 1б, в) необходима достаточно большая связанность (рис. см. на вклейке).

$$\rho \gg 1, \quad (9)$$

а скачок коэффициента связи должен быть в том месте, где

$$\left| \sin \frac{\pi z^*}{d} \right| \geq \frac{1}{\rho}, \quad (10)$$

и иметь величину

$$\varphi_2 - \varphi_1 = \arctg \left( \frac{1}{\sqrt{1+\rho^2}} \operatorname{tg} \frac{\pi z^*}{d} \right) \mp \arctg \left( \sqrt{\frac{1+\rho^2 \cos^2(\pi z^*/d)}{(1+\rho^2)(\rho^2 \sin^2(\pi z^*/d) - 1)}} \right) - \frac{\pi}{2} (1 \pm 1). \quad (11)$$

Наименьшая длина, на которой при заданной связанности волн осуществляется полное преобразование волн,

$$\kappa_0 L_{\min} = \frac{2\rho}{\sqrt{1+\rho^2}} \arcsin \sqrt{\frac{1+\rho^2}{2\rho^2}}, \quad (12)$$

и соответствует скачку фазы коэффициента связи

$$\varphi_2 - \varphi_1 = 2 \arctg(1/\sqrt{\rho^2 - 1}) \quad (13)$$

в середине участка  $z^* = L_{\min}/2$ , в месте равенства амплитуд волн  $|A_1|^2 = |A_2|^2$  (рис. 1б).

**2. Взаимодействие трех волн.** Характер обмена энергией трех волн зависит от многих параметров — соотношения коэффициентов связи и расстроек волновых чисел. Мы рассмотрим простейший, но не теряющий практической привлекательности случай взаимодействия трех вырожденных волн  $h_1 = h_2 = h_3 = h$ . Положим также  $|\kappa_{1,2}| = |\kappa_{2,3}| = \kappa_0$ ,  $\kappa_{1,3} = 0$ , так что волны взаимодействуют по схеме  $1 \leftrightarrow 2 \leftrightarrow 3$ .

На участке с постоянной связью взаимодействие волн описывается уравнениями

$$\begin{aligned} A_1' &= ihA_1 + i\kappa_0 e^{-i\varphi} A_2, \\ A_2' &= ihA_2 + i\kappa_0 e^{i\varphi} A_1 + i\kappa_0 e^{-i\theta} A_3, \\ A_3' &= ihA_3 + i\kappa_0 e^{i\theta}, \end{aligned} \quad (14)$$

где  $\varphi, \theta$  — фазы коэффициентов связи  $\kappa_{1,2}$  и  $\kappa_{2,3}$  соответственно. Если на вход участка поступает только одна волна

$$A_1(0) = 1, \quad A_2(0) = 0, \quad A_3(0) = 0, \quad (15)$$

получим решение

$$\begin{aligned}
 A_1(z) &= \frac{1}{2} (1 + \cos(\sqrt{2} \kappa_0 z)) e^{ihz}, \\
 A_2(z) &= \frac{i}{\sqrt{2}} \sin(\sqrt{2} \kappa_0 z) e^{i\varphi} e^{ihz}, \\
 A_3(z) &= \frac{1}{2} (\cos(\sqrt{2} \kappa_0 z) - 1) e^{i(\theta - \varphi)} e^{ihz}.
 \end{aligned} \tag{16}$$

Из этого решения видно, что на расстоянии

$$\kappa_0 L = \pi/\sqrt{2} \tag{17}$$

происходит полное преобразование волны 1 в волну 3 (рис. 2а), несмотря на отсутствие их прямой связи ( $\kappa_{1,3} = 0$ ). Мощность волны 2 не превышает половину мощности, поступающей на вход. Для полного же преобразования первой волны во вторую можно использовать участок волновода со скачком фазы коэффициентов связи. Для этого необходимо, чтобы в точках, определяемых соотношением

$$|\sin(\sqrt{2} \kappa_0 z^*)| = 1, \tag{18}$$

фазы коэффициентов связи удовлетворяли условиям

$$\Delta\varphi = \pi, \quad \Delta\theta = 0 \tag{19a}$$

или

$$\Delta\varphi = 0, \quad \Delta\theta = \pi. \tag{19б}$$

Наименьшая длина участка, на котором происходит полное преобразование волн  $1 \rightarrow 2$ , соответствует условию (19б) и равна

$$\kappa_0 L_{\min} = 3\pi/4\sqrt{2}. \tag{20}$$

**3. Преобразователи волн.** Описанные выше возможности преобразования волн в системах со скачками фазы коэффициентов связи были использованы для создания преобразователей волн в сверхразмерных полых металлических волноводах. Необходимо отметить, что в таких многоволновых волноводах для обеспечения высокого коэффициента преобразования связанность рабочих волн ( $j$ ) с остальными ( $s$ ) должна быть малой:

$$\rho_{j,s} \ll 1. \tag{21}$$

Требуемые условия (9), (21) выполняются, в частности, при взаимодействии волн  $H_{1n}, E_{0n}$  в изогнутом круглом волноводе. Коэффициент связи между этими волнами — величина действительная, что позволяет осуществить скачок фазы только на величину  $\pi$ . На основе формул (12), (13) был рассчитан, изготовлен и исследован в диапазоне миллиметровых волн преобразователь волн  $H_{11} - E_{01}$  (подробнее см. [6]). Получен коэффициент преобразования волн  $\eta = 0,99 \pm 0,007$  при ширине рабочей полосы частот 16% по уровню  $\eta = 0,9$ .

Экспериментально исследован также преобразователь вращающихся волн  $H_{51}^{\rightarrow} - H_{22}^{\rightarrow}$  круглого волновода. Связь вращающихся волн с различными азимутальными индексами  $m_{1,2}$  обеспечивалась деформацией стенок волновода, содержащей  $m = m_1 - m_2$  вариаций по азимуту и однородной в продольном направлении. Коэффициент связи при этом имеет вид  $\kappa = \kappa_0 e^{i\varphi}$ , где  $\varphi$  связан с углом поворота деформации, что позволяет осуществить любой скачок фазы.

В эксперименте деформация стенок волновода состояла из семи прямоугольных продольных канавок. Скачок фазы  $\Delta\varphi$  коэффициента связи обеспечивается азимутальным поворотом одного участка волновода относительно другого на угол  $\psi = \Delta\varphi/7$ . Глубиной канавок обеспечивалась связанность волн  $\rho = 1,18$ , а необходимая по условию (13) разность фаз была равна  $\Delta\varphi = 116^\circ$ . Измеренный коэффициент преобразования составил  $\eta = 0,98 \pm 0,01$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Thumm M. et. al // Int. J. Infr. 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.: Изд. АН СССР, 1961.
4. Ваганов Р. Б., Матвеев Р. Ф., Мериакри В. В. Многоволновые волноводы со случайными нерегулярностями. — М.: Сов. радио, 1972.
5. Снайдер А., Лав Дж. Теория оптических волноводов. — М.: Радио и связь, 1987.