

## ИССЛЕДОВАНИЕ ПОДВИЖНОГО СОЧЛЕНЕНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДОВ СВЧ ДИАПАЗОНА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМИ СЕЧЕНИЯМИ

Р.А. ДАВТЯН<sup>1</sup>, А.С. МОВСИСЯН<sup>2</sup>, А.К. АГАРОНЯН<sup>3</sup>, В.Г. АВETИСЯН<sup>3\*</sup>

<sup>1</sup>“PLANET FIBER”, Ереван, Армения

<sup>2</sup>Ереванский государственный университет, Ереван, Армения

<sup>3</sup>Российско–Армянский университет, Ереван, Армения

\*e-mail: avahan@mail.ru

(Поступила в редакцию 13 ноября 2025 г.)

Приведены особенности конструкции подвижного рупорного сочленения прямоугольных волноводов с максимальным углом раскрыва рупора во взаимно-перпендикулярных плоскостях менее нескольких градусов. Сочленение построено на стандартных волноводах последовательных поперечных сечений. Обсуждаются методы его исследования с применением векторного анализатора цепей. При условии одномодового режима работы сочленяемых волноводов исследованы степень отражения от сочленения и нестабильности его амплитудно- и фазо-частотных передаточных характеристик. Показано, что при углах падения  $\phi \geq 45^\circ$  парциальных волн Бриллюэна на узкие стенки внутреннего волновода и в относительной полосе частот  $\Delta f/f \geq 14\%$  подобные сочленения могут обеспечить достаточно малые величины исследуемых характеристик – коэффициент стоячей волны по напряжению  $K \leq 1.12$  и стандартные отклонения нестабильностей передаточных характеристик по мощности  $\sigma_p \leq 0.2$  дБ, а по фазе  $\sigma_\phi \leq 2^\circ$ .

### 1. Введение

Широкополосные подвижные сочленения волноводов находят широкое применение при построении телескопических и тромбонных фазосдвигателей, в измерительных комплексах для аттестации волноводных образцовых мер угла сдвига фаз. В работах [1, 2] предложено применение подвижного рупорного сочленения полых металлических прямоугольных волноводов в устройстве тромбонного компенсатора изменения длины передающей волноводной линии миллиметрового диапазона. Такая линия предложена для построения автоматических измерительных комплексов по определению параметров испытываемых антенн отмеченного диапазона по измерениям их ближнего поля. Отметим, что в приведенном устройстве тромбонные компенсаторы работают в условиях режима многомодовости волноводов, поскольку размеры волноводов линии велики по сравнению с длиной рабочей волны основной моды  $H_{10}$ . Применение фильтров высших типов волн в линии передачи обеспечивает стабильности ее передаточных характеристик по амплитуде и фазе, приемлемых для осуществления достаточно точных антенных измерений.

Предложенное решение подвижной линии передачи с применением

тормонного волноводного компенсатора изменения длины линии обусловлено отсутствием, в отличие от диапазона сантиметровых волн, в диапазоне миллиметровых волн пригодной гибкой коаксиальной линии передачи хотя бы длиной в 2...3 мв. Гибкая коаксиальная линия такой длины требуется для обеспечения необходимой зоны сканирования  $1 \times 1 \text{ м}^2$  измерительного зонда для измерения амплитудно-фазового распределения поля на плоской поверхности раскрыва испытываемой антенны при ее диаметре около 0.6...0.7 м [2]. При этом в процессе измерений коаксиальная линия, претерпевающая различные по радиусу изгибы, порождает фазовые и амплитудные ошибки, вносимые в измерение поля в раскрыве. Для сравнения приведем характеристики специализированных фазостабильных коаксиальных кабелей сантиметрового и миллиметрового диапазонов. Например, кабели СВЧ такого рода серии РКА до частот 10 ГГц имеют затухание 1.0...1.5 дБ/м, фазовую нестабильность на изгиб до 1.0...1.5 градуса и нестабильность по мощности до 0.05 дБ. Между тем для таких же специализированных фазостабильных кабелей миллиметровых волн серии КСФ на частоте 60 ГГц затухание увеличивается около 5-и раз, а фазовая нестабильность на изгиб и нестабильность по мощности увеличиваются около 15-и раз.

В тромонных компенсаторах полые металлические прямоугольные волноводы подвижных рупорных сочленений удовлетворяют условию  $ka \gg 1$  квазиоптического приближения и для миллиметровых волн с длинами  $\lambda < 10 \text{ мм}$   $ka = 2\pi a/\lambda \geq 25$  ( $k$  – коэффициент распространения,  $a_{\min} = 40 \text{ мм}$  – размер широкой стенки волновода) [3]. В них, согласно концепции Бриллюэна, распространяющиеся парциальные волны миллиметрового диапазона для моды  $H_{10}$  с критической длиной волны  $\lambda_{CR}^{H_{10}} = 2a$  имеют углы  $\phi$  падения на стенки волновода  $\phi = \arccos \frac{\lambda}{\lambda_{CR}^{H_{10}}} = \arccos \frac{\lambda}{2a} > 83^\circ$  [4–6]. Таким образом, подвижное сочленение работает в условиях очень пологого падения парциальных волн работающей моды  $H_{10}$  на стенки волновода и, как отмечалось выше, многомодовости.

Однако самостоятельный интерес представляет работа подобного сочленения волноводов в их одномодовом режиме на основной моде  $H_{10}$  в СВЧ диапазоне. Такое подвижное сочленение может найти применение в СВЧ устройствах с линией передачи, в которой составляющие устройство узлы подвижны относительно друг друга, как например в волноводных устройствах, указанных в начале главы. В случае одномодового режима работы такой линии передачи меняется характер электродинамики распространения волн в ней. Возникает режим отсечки распространения высших мод, возникающих на неоднородности линии в виде сочленения волноводов разных сечений, а в самих волноводах нарушается пологость падения парциальных волн рабочей основной моды  $H_{10}$ . Созданная сочленением неоднородность породит отражения этой моды и внесет амплитудные и фазовые погрешности в распространение волны. В результате возникнет ограниченная полоса частот приемлемых условий распространения волны рабочей моды через сочленение одномодовых волноводов, в каждом из которых такой режим теоретически обеспечивается в полосе частот около 46% при соотношении размеров широкой и узкой стенок волновода равной 2.

Целью настоящей работы являлось исследование степени отражения и неустойчивости передаточных характеристик рупорного подвижного сочленения стандартных волноводов последовательных сечений в условиях их одномодового режима работы в диапазоне СВЧ.

## 2. Конструкция подвижного рупорного сочленения волноводов стандартных последовательных сечений

Конструкция исследуемого подвижного сочленения волноводов изображена на рис. 1.

Исследуемое сочленение представляет из себя рупорную, бесконтактную по постоянному току, подвижную стыковку сочленяемых стандартных волноводов с их последовательными внутренними сечениями ( $a_1 = 40 \times b_1 = 20$ ) и ( $a_2 = 48 \times b_2 = 24$ ) мм<sup>2</sup>, подобную и приведенную в [2]. Однако в конструкцию сочленения внесены следующие изменения. Первое – увеличенная по площади внешняя поверхность припаянных латунных накладок. Это создает более благоприятные условия замыкания токов на обращенных к друг другу поверхностях волноводов через узкую щель  $d \leq 0.2$  мм между ними из-за увеличения распределенной емкости щели. Вторая особенность состоит в покрытии поглощающим слоем поверхностей накладок в щели, а также внешней поверхности внутреннего волновода до последнего ряда фторопластовых прокладок, обеспечивающих соосность стыкуемых волноводов при взаимном скольжении. Поглощающий электромагнитную энергию слой является смесью поливинилацетатной эмульсии с мелкодисперсным порошком карбонильного железа. Такое покрытие способствует увеличению электромагнитной развязки между полем в сочленении и внешними возможными полями. Реализация конструкции исключает процессы (относительно дорогих и длительных) гальванического наращивания меди на дюралюминевую оправку рупорного окончания и последующей ее

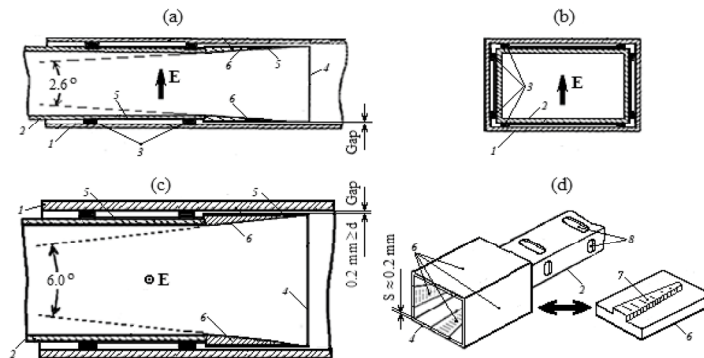


Рис. 1. Разрезы рупорного сочленения: (а) продольный разрез в плоскости вектора  $E$  напряженности электрического поля моды  $H_{10}$ ; (б) поперечный разрез в плоскости фторопластовой прокладки; (с) продольный разрез в плоскости, перпендикулярной вектору  $E$ ; (д) аксонометрия рупорного окончания внутреннего волновода. 1 – внешний волновод, 2 – внутренний волновод, 3 – односторонне фольгированные фторопластовые прокладки, припаянные к внутреннему волноводу по периметру его поперечного сечения, 4 – рупорное окончание внутреннего волновода, 5 – поглощающий слой, 6 – припаянные латунные накладки, 7 – выступ насадки, 8 – канавки для пайки фторопластовых прокладок.

химической травки.

### 3. Методы исследования, результаты и их обсуждение

Методы исследования характеристик подвижного сочленения волноводов последовательных сечений основывались на применении векторного анализатора цепей ZNB40 [7]. Частотный диапазон измерений выбирался из двух условий [4–6]. Нижняя частота измерений  $f_L = 4.8$  ГГц выбиралась из условия малых затухания и дисперсии основной моды  $H_{10}$  во внутреннем волноводе –  $f_L > 1.25 f_{CR.int}^{H_{10}} \approx 4.69$  ГГц, где  $f_{CR.int}^{H_{10}} = c/\lambda_{CR.int}^{H_{10}} = c/2a_1 = c/(2 \times 40) = 3.75$  ГГц есть критическая частота моды  $H_{10}$ . Верхняя частота измерений  $f_U = 6.15$  ГГц выбиралась из условия одномодовой работы внешнего волновода сочленения –  $f_U < f_{CR.ext}^{H_{20}} = c/a_2 = c/48 \approx 6.25$  ГГц, где  $f_{CR.ext}^{H_{20}}$  есть критическая частота моды  $H_{20}$ , следующей после моды  $H_{10}$ .

Для последующих исследований была изготовлена согласованная пирамидальная нагрузка для внутреннего волновода. Нагрузка представляет собой пенопластовую пирамиду высотой 200 мм с прямоугольным основанием. Вдоль широкой грани пирамиды по ее середине от основания пирамиды и до расстояния в 15 мм от ее вершины отфрезерован сквозной паз шириной 4 мм. Паз заполнен поглощающей электромагнитную энергию смесью мелкодисперсного порошка карбонильного железа с поливинилацетатной эмульсией. Такой же смесью покрыта и вся поверхность нагрузки.

Для определения коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН)  $K_B$  нагрузки применялся стенд измерений, блок-схема которого изображена на рис.2.

Частота анализатора цепей развевывалась от значения 4.7 до 6.17 ГГц с установкой 4-х маркеров на следующих частотах  $f_j$  ( $j = 1, 2, 3, 4$  – номер маркерной частоты) –  $f_1 = 4.8$ ,  $f_2 = 5.25$ ,  $f_3 = 5.7$  и  $f_4 = 6.15$  ГГц. Калибровка измерений на маркерных частотах по параметру модуля  $|\dot{S}_{11}|_j$  комплексного коэффициента отражения в блок-схеме выполнялась по сечению А.

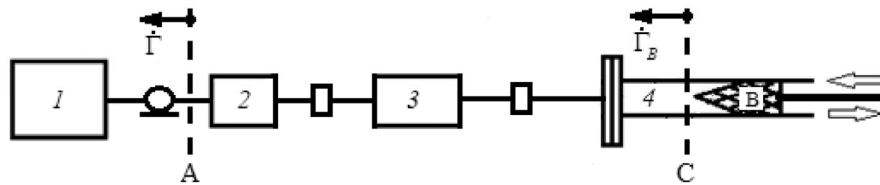


Рис.2. Блок-схема измерений: 1 – векторный анализатор цепей ZNB40, 2 – коаксиально-волноводный переход РЕWСА-1076, 3 – волноводный переход между сечениями  $(47.5 \times 22.15 \rightleftharpoons 40 \times 20)$  мм<sup>2</sup> волноводов, 4 – волновод сечением  $(40 \times 20)$  мм<sup>2</sup>, В – нагрузка,  $\dot{\Gamma}_A, \dot{\Gamma}_B$  – коэффициенты отражения соответственно в плоскостях А и С.

На этих частотах КСВН  $K_j$  во входной плоскости А и КСВН  $K_{Bj}$  нагрузки определялись по методу, основанному на следующих соображениях. Рассмотрим изображенную на рис.3 схему, на которой показана эквивалентная картина падающих и отраженных волн согласно блок-схеме рис.2.

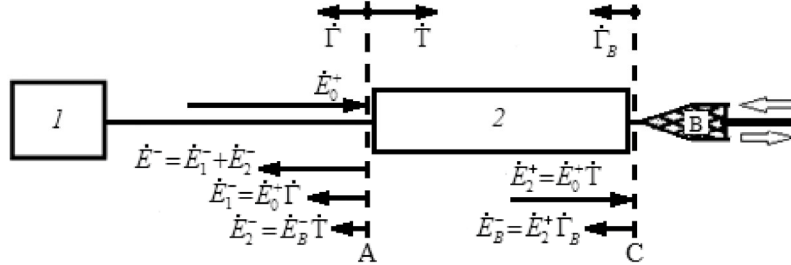


Рис.3. Эквивалентная картина падающих и отраженных волн: 1 – векторный анализатор цепей ZNB40, 2 – эквивалентный двухполюсник, расположенный правее плоскости А до плоскости С,  $\dot{E}^+$  – комплексная напряженность электрического поля падающих волн,  $\dot{E}^-$  – комплексная напряженность электрического поля отраженных волн, В – нагрузка,  $\dot{\Gamma}$ ,  $\dot{\Gamma}_B$  – комплексные коэффициенты отражения соответственно в плоскостях А и С,  $\dot{T}$  – комплексный коэффициент прохождения в плоскости А.

В схеме рис.3 не учтены вторичные отражения между отражающими плоскостями А и С, приводящие к отражениям, являющимся величинами малости более высоких порядков по сравнению с указанными на схеме. Не учтены также незначительные потери в эквивалентном двухполюснике 2. Из рис.3 следует

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}^- = \dot{E}_1^- + \dot{E}_2^- = \dot{E}_0^+ [\dot{\Gamma} + (\dot{T})^2 \dot{\Gamma}_B] \\ \dot{S}_{11} = \frac{\dot{E}^-}{\dot{E}_0^+} = \dot{\Gamma} + (\dot{T})^2 \dot{\Gamma}_B \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Перемещением нагрузки В можно добиться того, чтобы вызванное ею отражение  $\dot{E}_2^-$  было бы либо синфазным с отражением  $\dot{E}_1^-$ , либо противофазным. Тогда для первого и второго случаев, учитывая нижнее соотношение в (1) и соотношение  $|\dot{T}|^2 = 1 - |\dot{\Gamma}|^2$ , можно записать

$$\left. \begin{aligned} |\dot{S}_{11}|^{\max} = |\dot{\Gamma}| + |\dot{T}|^2 |\dot{\Gamma}_B| = |\dot{\Gamma}| + (1 - |\dot{\Gamma}|^2) |\dot{\Gamma}_B| \\ |\dot{S}_{11}|^{\min} = |\dot{\Gamma}| - |\dot{T}|^2 |\dot{\Gamma}_B| = |\dot{\Gamma}| - (1 - |\dot{\Gamma}|^2) |\dot{\Gamma}_B| \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Система уравнений (2) определяет модули  $|\dot{\Gamma}|$ ,  $|\dot{\Gamma}_B|$  коэффициентов отражения через величины параметров  $|\dot{S}_{11}|^{\max}$  и  $|\dot{S}_{11}|^{\min}$ , регистрируемых векторным анализатором цепей при перемещении нагрузки. Из (2) получаем

$$\left. \begin{aligned} |\dot{\Gamma}| &= \frac{|\dot{S}_{11}|^{\max} + |\dot{S}_{11}|^{\min}}{2} \\ |\dot{\Gamma}_B| &= \frac{|\dot{S}_{11}|^{\max} - |\dot{S}_{11}|^{\min}}{2(1 - |\dot{\Gamma}|^2)} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Описанный метод измерения назовем «методом перемещения нагрузки», чтобы отличить его от «метода подвижной нагрузки», приведенного в [8, 9]. В «методе подвижной нагрузки» применяется последующая за генератором СВЧ измерительная линия, выход которой нагружен на тестируемое устройство. При перемещении зонда измерительной линии им замеряется отношение максимума к минимуму волны в измерительной линии, что определяет величину  $K$  в плоскости  $A$ . КСВН нагрузки  $K_B$  также определяется отношением максимума к минимуму волны в измерительной линии, но при неподвижном зонде, когда они замеряются при перемещении нагрузки. Заметим, что в описанном выше «методе перемещения нагрузки», при значениях  $K \leq 1.5$  в плоскости  $A$  имеем  $|\dot{\Gamma}| = \frac{K-1}{K+1} \leq 0,2 \rightarrow |\Gamma|^2 = 1 - |\dot{\Gamma}|^2 \geq 0,96$  и ошибка в определении  $|\dot{\Gamma}_B|$  по приближенной формуле  $|\dot{\Gamma}_B| \approx \left( |\dot{S}_{11}|^{\max} - |\dot{S}_{11}|^{\min} \right) / 2$ , в отличие от нижнего выражения в (3), составляет менее 4%. Результаты измерений по блок-схеме рис.2 и определяемые величины по соотношениям (3) на маркерных частотах сведены в табл.1.

Следуя приведенному «методу перемещения нагрузки» по изображенной на рис.4 блок-схеме, на отмеченных выше маркерных частотах определялись

Табл.1. Измеренные и определяемые величины, соответствующие рис.2 и 3

$j$	1	2	3	4
$f_j, \text{ ГГц}$	4.8	5.25	5.7	6.15
$ \dot{S}_{11} _j^{\min}$	0.100	0.025	0.052	0.013
$ \dot{S}_{11} _j^{\max}$	0.200	0.100	0.080	0.065
$ \dot{\Gamma} _j$	0.150	0.062	0.066	0.039
$ \dot{\Gamma} _j^2$	0.977	0.996	0.996	0.998
$ \dot{\Gamma}_B _j$	0.051	0.038	0.014	0.026
$K_j$	1.35	1.13	1.14	1.08
$K_{Bj}$	1.11	1.08	1.03	1.05

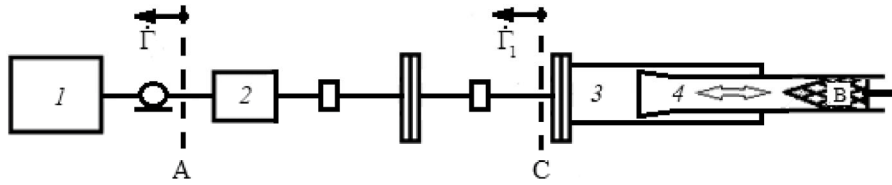


Рис.4. Блок-схема измерений: 1 – векторный анализатор цепей ZNB40, 2 – коаксиально-волноводный переход PEWCA-1076, 3 – подвижное сочленение волноводов, 4 – внутренний волновод сочленения, В – нагрузка,  $\dot{\Gamma}$ ,  $\dot{\Gamma}_1$  – коэффициенты отражения соответственно в отражающих плоскостях А и С.

значения  $K_j$  в плоскости А, а также и  $K_{1j}$  сочленения в плоскости С с помещенной в его внутреннем волноводе неподвижной нагрузке В. Однако в этом случае перемещался сам внутренний волновод 4. Результаты измерений по блок-схеме рис.4 и определяемые величины сведены в табл.2.

Табл.2. Измеренные и определяемые величины, соответствующие рис.4

$j$	1	2	3	4
$f_j$ , ГГц	4.8	5.25	5.7	6.15
$ \dot{S}_{11} _j^{\min}$	0.109	0.032	0.025	0.004
$ \dot{S}_{11} _j^{\max}$	0.240	0.080	0.115	0.113
$ \dot{\Gamma} _j$	0.174	0.058	0.070	0.058
$ \dot{\Gamma} _j^2$	0.969	0.997	0.995	0.997
$ \dot{\Gamma}_1 _j$	0.068	0.024	0.045	0.055
$K_j$	1.42	1.12	1.15	1.12
$K_{1j}$	1.14	1.05	1.10	1.12

Некоторое увеличение значений  $K_j$  отчасти обусловлено и отсутствием перехода между сечениями ( $a_1 = 47.5 \times b_1 = 22.15$ ) и ( $a_2 = 48 \times b_2 = 24$ ) мм<sup>2</sup> волноводов. Из табл.1 можно заметить, что на маркерных частотах для нагрузки  $K_{Bj} \leq 1.11$ , а, согласно табл.2, для подвижного сочленения вместе с нагрузкой  $K_{1j} \leq 1.14$ . По сути, подвижное сочленение в относительной полосе частот, равной  $\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_4 - f_1}{(f_4 + f_1)/2} = \frac{6.15 - 4.8}{(6.15 + 4.8)/2} \times 100\% \approx 25\%$ , вносит мизерный вклад в отражение.

Следующая серия измерений предназначалась для исследования

нестабильностей передаточных характеристик подвижного сочленения по мощности и по фазе. Измерения выполнялись на стенде, блок-схема которого изображена на рис.5.

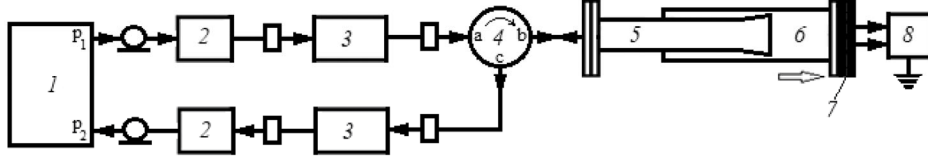


Рис.5. Блок-схема измерений: 1 – векторный анализатор цепей ZNB40, 2 – коаксиально-волноводный переход PEWCA-1076, 3 – волноводный переход между сечениями  $(47.5 \times 22.15 \rightleftharpoons 40 \times 20)$  мм<sup>2</sup> волноводов, 4 – циркулятор, 5 – внутренний волновод сочленения, 6 – внешний волновод сочленения, 7 – короткозамыкатель, 8 – датчик перемещений (энкодер линейных перемещений DITRON с точностью  $\pm 5$  мкм и с цифровым считывателем DL50).

Измерения проводились следующим способом. Сначала на маркерных частотах выполнялась калибровка схемы измерений по параметрам модуля  $|\dot{S}_{12}|_j$  и набега фазы  $\varphi_j$  комплексного коэффициента прохождения  $\dot{S}_{12}$  с выхода  $p_1$  анализатора на его вход  $p_2$  при короткозамкнутом выходе  $b$  циркулятора 4. В процессе измерений внешний короткозамкнутый волновод 6 сочленения перемещался с шагом  $\Delta l = 1$  мм на расстояние  $\Delta L = 41$  мм. Это расстояние приблизительно равно  $\Lambda_{1ext}^{H_{10}}/2$ , где  $\Lambda_{1ext}^{H_{10}}$  – длина волны во внешнем волноводе на наименьшей маркерной частоте  $f_1 = 4.8$  ГГц ( $\lambda_1 = c/f_1 = 62.5$  мм) и  $\Lambda_{1ext}^{H_{10}}$  определяется выражением [4–6]

$$\Lambda_{1ext}^{H_{10}} = \frac{\lambda_1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_{CR,ext}^{H_{10}}}\right)^2}} = \frac{62.5}{\sqrt{1 - \left(\frac{62.5}{2 \times 48}\right)^2}} \approx 82 \text{ мм.} \quad (4)$$

Перемещение на расстояние  $\Delta L = 41$  мм обеспечивает минимальный суммарный фазовый набег  $\varphi_{\Sigma j}^{\min} \approx 360^\circ$  на всех маркерных частотах. При каждом  $n$ -ом шаге перемещения внешнего волновода на отмеченных маркерных частотах  $f_j$  векторным анализатором цепей измерялись параметр  $|\dot{S}_{12}|_{jn}$  и фазовый набег  $\varphi_{jn}^M$ . Из этих данных высчитывались величины  $|\dot{S}_{12}|_{jn}^2$  и разность  $\Delta\varphi_{jn}$  между теоретическими  $\varphi_{jn}^T$  и измеренными  $\varphi_{jn}^M$  набегами фаз

$$\Delta\varphi_{jn} = \varphi_{jn}^T - \varphi_{jn}^M = \gamma_j 2\Delta l n - \varphi_{jn}^M = \frac{720^\circ}{\Lambda_{j,ext}^{H_{10}}} \Delta l n - \varphi_{jn}^M, \quad (5)$$

где  $\gamma_j = 2\pi/\Lambda_{j,ext}^{H_{10}} = 360^\circ/\Lambda_{j,ext}^{H_{10}}$  – коэффициент фазы основной моды  $H_{10}$   $j$ -ой маркерной частоты во внешнем волноводе. В табл.3 приведены абсолютные размахи по мощности  $\delta P_j^{\max}$  (дБ) и по фазе  $\delta\varphi_j^{\max}$  (град), высчитанные по следующим соотношениям

Табл.3. Максимальные абсолютные размахи по мощности и по фазе и соответствующие стандартные отклонения на 4-х маркерных частотах

$j$	1	2	3	4
$f_j$ , ГГц	4.8	5.25	5.7	6.15
$\delta P_j^{\max}$ , дБ	0.60	0.60	0.48	0.42
$\sigma_{P_j}$ , дБ	0.20	0.20	0.16	0.14
$\delta \varphi_j^{\max}$ , град	16	4.6	5.1	4.6
$\sigma_{\varphi_j}$ , град	5.3	1.5	1.7	1.5

$$\left. \begin{aligned} \delta P_j^{\max} &= \frac{1}{2} 10 \lg \frac{\left( |\dot{S}_{12}|_{jn}^{\max} \right)^2}{\left( |\dot{S}_{12}|_{jn}^{\min} \right)^2} \\ \delta \varphi_j^{\max} &= \frac{1}{2} \left| \Delta \varphi_{jn}^{\max} - \Delta \varphi_{jn}^{\min} \right| \end{aligned} \right\}. \quad (6)$$

Предполагая гауссовское распределение случайных ошибок измерений, имеем, что стандартные отклонения по мощности  $\sigma_{P_j}$  и по фазе  $\sigma_{\varphi_j}$  равны 1/3 соответствующих абсолютных размахов [10].

Как следует из табл.3, область частот, в которой обеспечивается достаточно малая нестабильность передаточных характеристик ( $\sigma_P \leq 0.2$  дБ и  $\sigma_\varphi < 2^\circ$ ) работы сочленения, снизу гарантированно ограничена частотой  $f_L^0 = f_2 = 5.25$  ГГц, выше которой, как видно из рис.4 и табл.2, сочленение вместе с нагрузкой имеет значения коэффициента отражения  $\Gamma_1 \leq 0.055 \rightarrow K_1 \leq 1.12$ . При этом отношение  $f_L^0$  к критической частоте  $f_{CR.int}^{H_{10}} = 3.75$  ГГц внутреннего волновода равно  $f_L^0 / f_{CR.int}^{H_{10}} = 5.25 / 3.75 = 1.4$ . Оценка угла падения  $\phi_{int}$  парциальных волн Бриллюэна на узкие стенки внутреннего волновода сочленения на частоте  $f_L^0$  дает следующее значение [4–6]

$$\phi_{int} = \arccos \frac{f_{CR.int}^{H_{10}}}{f_L^0} = \arccos \frac{1}{1.4} = 44.4^\circ. \quad (7)$$

При конструкции сочленения с максимальным углом раскрыва его рупорного окончания в несколько градусов такой угол падения можно принять в качестве критерия обеспечения достаточно высоких показателей характеристик сочленения. Основанием для этого является следующее. С увеличением частоты угол  $\phi_{int}$  растет, количество переотражений парциальных волн уменьшается и в пределе волны очень высоких частот пойдут практически вдоль оси волновода. Физически ясно, что лучи парциальных волн с повышением частоты, имея

меньшее количество переотражений от стенок, будут испытывать меньшее воздействие со стороны неоднородностей рупорного окончания в сочленении. Это означает возникновение на его неоднородностях меньших отражений и меньших по интенсивности других типов волн. Однако при увеличении частоты возникает другая проблема, связанная уже с возможностью распространения возникших этих типов волн в волноводах. Они, испытывая взаимные преобразования с основной рабочей модой  $H_{10}$ , в том числе и между собой, приведут к ухудшению передаточных характеристик сочленения. Поэтому волны высших типов приходится подавлять, что и осуществляется специальными фильтрами в подвижной линии передачи миллиметровых волн, построенной на таких сочленениях, волноводы которых являются сверхразмерными для предназначенных рабочих частот [1, 2, 11–12].

Первый высший тип волны  $H_{20}$  сначала возникает во внешнем волноводе из-за его большего размера широкой стенки. Тогда, при отмеченной малой нестабильности передаточных характеристик сочленения, интервал частот его одномодового режима работы с модой  $H_{10}$  выразится соотношением

$$1.4 f_{CR.int}^{H_{10}} = f_L^0 \leq f \leq f_U = f_{CR.ext}^{H_{20}}. \quad (8)$$

Или, учитывая, что  $f_{CR.int}^{H_{10}} = 3.75$  и  $f_{CR.ext}^{H_{20}} = c/a_2 = 300/48 \approx 6.25$  ГГц, для искомого интервала частот получим  $5.25 \leq f \leq 6.25$  ГГц, а для относительной полосы частот  $-\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_U - f_L^0}{(f_U + f_L^0)/2} = \frac{6.25 - 5.25}{(6.25 + 5.25)/2} \times 100\% \approx 17.4\%$ . При этом на верхней

частоте  $f_U = 6.25$  ГГц углы падения  $\phi_{int}$  и  $\phi_{ext}$  парциальных волн на узкие стенки соответственно внутреннего и внешнего волноводов, согласно (7), равны

$$\left. \begin{aligned} \phi_{int} &= \arccos \frac{f_{CR.int}^{H_{10}}}{f_U} = \arccos \frac{3.75}{6.25} \approx 53^\circ \\ \phi_{ext} &= \arccos \frac{f_{CR.ext}^{H_{10}}}{f_U} = \arccos \frac{3.125}{6.25} \approx 60^\circ \end{aligned} \right\}. \quad (9)$$

Рассмотрим теперь подобные подвижные рупорные сочленения стандартных волноводов следующих 3-х последовательных сечений [13]

$$(a_1^{(1)} = 23 \times 10 = b_1^{(1)} \Leftrightarrow a_2^{(1)} = 28.5 \times 12.6 = b_2^{(1)}) \text{ мм}^2,$$

$$(a_1^{(2)} = 28.5 \times 12.6 = b_1^{(2)} \Leftrightarrow a_2^{(2)} = 35 \times 15 = b_2^{(2)}) \text{ мм}^2,$$

$$(a_1^{(3)} = 35 \times 15 = b_1^{(3)} \Leftrightarrow a_2^{(3)} = 40 \times 20 = b_2^{(3)}) \text{ мм}^2,$$

имеющих соответствующие  $k$ -ые критические частоты  $f_{CR.int}^{H_{10}(k)}$  и  $f_{CR.ext}^{H_{20}(k)}$  внутренних и внешних волноводов:

$$f_{CR.int}^{H_{10}(1)} = \frac{c}{\lambda_{CR.int}^{H_{10}(1)}} = \frac{c}{2a_1^{(1)}} = \frac{300}{2 \times 23} \approx 6.52 \text{ ГГц}, \quad f_{CR.ext}^{H_{20}(1)} = \frac{c}{\lambda_{CR.ext}^{H_{20}(1)}} = \frac{c}{a_2^{(1)}} = \frac{300}{28.5} \approx 10.53 \text{ ГГц};$$

$$f_{CR.int}^{H_{10}(2)} = \frac{c}{\lambda_{CR.int}^{H_{10}(2)}} = \frac{c}{2a_1^{(2)}} = \frac{300}{2 \times 28.5} \approx 5.26 \text{ ГГц}, \quad f_{CR.ext}^{H_{20}(2)} = \frac{c}{\lambda_{CR.ext}^{H_{20}(2)}} = \frac{c}{a_2^{(2)}} = \frac{300}{35} \approx 8.57 \text{ ГГц};$$

$$f_{CR.int}^{H_{10}^{(3)}} = \frac{c}{\lambda_{CR.int}^{H_{10}^{(3)}}} = \frac{c}{2a_1^{(3)}} = \frac{300}{2 \times 35} \approx 4.28 \text{ ГГц}, \quad f_{CR.ext}^{H_{20}^{(3)}} = \frac{c}{\lambda_{CR.ext}^{H_{20}^{(3)}}} = \frac{c}{a_2^{(3)}} = \frac{300}{40} \approx 7.5 \text{ ГГц}.$$

На основании теории электродинамического подобия и масштабного моделирования [11, 14, 15] можно утверждать, что рассматриваемые сочленения в одномодовом режиме работы будут иметь малые нестабильности передаточных характеристик со стандартными отклонениями по мощности  $\sigma_p \leq 0.2$  дБ и по фазе  $\sigma_\varphi \leq 2^\circ$ , если в них соблюдается выбранный критерий угла падения  $\phi_{int} \geq 44.4^\circ$  парциальных волн на узкие стенки внутренних волноводов. При этом соответствующие относительные полосы рабочих частот

$$\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^{(k)} = \frac{f_U^{(k)} - f_L^{0(k)}}{(f_U^{(k)} + f_L^{0(k)})/2} \text{ будут равны:}$$

$$1.4 f_{CR.int}^{H_{10}^{(1)}} = f_L^{0(1)} \approx 9.13 \text{ ГГц} \leq f \leq 10.53 \text{ ГГц} \approx f_U^{(1)} \rightarrow \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^{(1)} \approx 14\%,$$

$$1.4 f_{CR.int}^{H_{10}^{(2)}} = f_L^{0(2)} \approx 7.37 \text{ ГГц} \leq f \leq 8.57 \text{ ГГц} \approx f_U^{(2)} \rightarrow \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^{(2)} \approx 15\%,$$

$$1.4 f_{CR.int}^{H_{10}^{(3)}} = f_L^{0(3)} \approx 5.99 \text{ ГГц} \leq f \leq 7.5 \text{ ГГц} \approx f_U^{(3)} \rightarrow \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^{(3)} \approx 22\%.$$

#### 4. Заключение

Описаны особенности конструкции бесконтактного по постоянному току подвижного сочленения СВЧ волноводов последовательных стандартных сечений. В конструкции сочленения внутренний волновод имеет рупорное окончание с максимальным углом его раскрыва  $6^\circ$  во взаимно-перпендикулярных плоскостях, а вся внешняя поверхность окончания покрыта поглощающим электромагнитную энергию слоем. Узкая щель шириной менее 0.2 мм между этой поверхностью и внутренней поверхностью внешнего волновода сочленения из-за большей емкости способствует короткому замыканию СВЧ токов поверхностей и взаимной электромагнитной развязке между полем в сочленении и внешними возможными полями. Выполнено исследование степени отражения и нестабильности передаточных характеристик предложенного подвижного сочленения с применением векторного анализатора цепей ZNB40. В этом случае обсуждается предложенный метод исследования меры отражения сочленения, названный «методом перемещения нагрузки». На основе проведенного исследования, концепции Бриллюэна, теории электродинамического подобия и масштабного моделирования показано, что подвижные сочленения СВЧ стандартных волноводов последовательных сечений на частотах, соответствующих углам падения  $\phi_{int} \geq 45^\circ$  парциальных волн Бриллюэна на узкую стенку внутреннего волновода, имеют вполне приемлемые показатели параметров. В результате получены следующие значения параметров. В режиме одномодовой работы в относительной полосе частот не менее 14% такие сочленения будут иметь КСВН  $\leq 1.12$  и стандартные отклонения передаточных характеристик по мощности –  $\sigma_p \leq 0.2$  дБ, а по фазе –  $\sigma_\varphi \leq 2^\circ$ .

## ЛИТЕРАТУРА

1. **V.H. Avetisyan.** IEEE Trans. on Antennas and Propagation, **58**, 2149 (2010).
2. **С.Б. Макаров, Р.А. Давтян, А.К. Агаронян, М.В. Маркосян, В.Г. Аветисян, С.В. Завьялов, С.В. Томашевич.** Радиотехника, №11, 107 (2021).
3. **Б.З. Каценеленбаум.** Высокочастотная электродинамика. Москва, Наука, 1966.
4. **О.И. Фальковский.** Техническая электродинамика. Санкт-Петербург, Лань, 2022.
5. **Н.А. Семенов.** Техническая электродинамика. Москва, Связь, 1973.
6. **Н. Heuermann.** Microwave Technology. New York, Springer, 2024.
7. [https://www.rohde-schwarz.com/cac-en/products/test-and-measurement/network-analyzers/rs-znb-vector-network-analyzer\\_63493-11648.html](https://www.rohde-schwarz.com/cac-en/products/test-and-measurement/network-analyzers/rs-znb-vector-network-analyzer_63493-11648.html) .
8. **Р.А. Валитов, Б.И. Макаренко.** Измерения на миллиметровых и субмиллиметровых волнах. Методы и техника. Москва, Радио и связь, 1984.
9. **V. Terpati, A. Ferrero, M. Sayed.** Modern RF and Microwave Measurements Technique. New York, Cambridge University Press, 2013.
10. **В.И. Тихонов.** Статистическая радиотехника. Москва, ЕЕ Медиа, 2025.
11. **А.М. Григорьев.** Электродинамика и микроволновая техника. Санкт-Петербург, Лань, 2026.
12. **T.N. Anderson.** Microwave J., №12, 22 (1982).
13. ГОСТ 20900-2014. Трубы волноводные медные и латунные прямоугольные.
14. **G. Sinebair.** Proc. IRE, **36**, 36 (1948).
15. **Е.Н. Майзельс, В.А. Торгованов.** Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. Москва, Сов. радио, 1972.

## INVESTIGATION OF THE MOVABLE JOINT OF RECTANGULAR MICROWAVE WAVEGUIDES WITH CONSECUTIVE CROSS-SECTIONS

R.A. DAVTYAN, A.S. MOVSISYAN, A.K. AGARONYAN, V.H. AVETISYAN

The design features of a movable horn joint of rectangular waveguides with a maximum horn opening angle in mutually perpendicular planes less than a few degrees are presented. The joint is built on the standard waveguides of consecutive cross-sections. Research methods using a vector network analyser are discussed. In the case of single-moded operation of the jointed waveguides the reflection degree from the joint and the instabilities of its amplitude- and phase-frequency transmission characteristics are investigated. At angles  $\phi \geq 45^\circ$  of incidence of partial Brillouin waves on the narrow walls of the internal waveguide and in the relative frequency band  $\Delta f/f \geq 14\%$ , it is shown that such joints can provide sufficiently small values of the characteristics under study – the voltage standing wave ratio  $K \leq 1.12$  and the standard deviations of transmission characteristics instabilities in power  $\sigma_p \leq 0.2$  dB and in phase  $\sigma_\phi \leq 2^\circ$ .