

РАЗРАБОТКА И ИСПЫТАНИЕ ВОЛНОВОДНО-МИКРОПОЛОСКОВОГО ПЕРЕХОДА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

© 2025 г. Е. В. Хорошилов^{a,*}

^a Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
Россия, 634050, Томск, просп. Ленина, 40

*e-mail: 230191@mail.ru

Поступила в редакцию 04.09.2024 г.

После доработки 24.09.2024 г.

Принята к публикации 05.10.2024 г.

Представлен волноводно-микрополосковый переход, предназначенный для соединения прямоугольного волновода WR-15 сечения $3.759 \times 1.889 \text{ mm}^2$ с микрополосковой линией на подложке из оксида алюминия толщиной 0.127 мм. Приведены результаты электромагнитного моделирования конструкции и измерения S-параметров макета, включающего в себя два перехода, соединенных “спина к спине”. В рабочем диапазоне частот с перекрытием 1:1.5 значения прямых и обратных потерь измеряемого макета не превышают -2.7 dB и -10 dB соответственно. Устройство можно использовать как интегрированный элемент конструкции различных функциональных блоков радиотехнических систем.

DOI: 10.31857/S0032816225020095, EDN: GKFSOP

1. ВВЕДЕНИЕ

Разработка радиотехнических устройств, работающих в СВЧ- и КВЧ-диапазонах, связана с использованием в их конструкции радиотракта, состоящего из линий передачи (ЛП) с различающимися типами и/или геометрическими размерами. Совместное использование разных ЛП в конструкции одного устройства, с одной стороны, позволяет реализовать преимущества каждого типа ЛП, а с другой – приводит к появлению проблем создания переходных элементов, предназначенных для их соединения.

Большинство функциональных блоков современных радиотехнических устройств построено на основе планарных ЛП, которые имеют малые размеры и высокую совместимость с электронными компонентами. В то же время для обеспечения электромагнитной совместимости всего устройства межблочная связь осуществляется при помощи волноводов. Из-за широкого совместного использования коаксиальных волноводных и планарных ЛП наибольшее распространение получили различные варианты

коаксиально-полосковых переходов (КПП) [1]. Однако с увеличением рабочих частот передаваемых сигналов использование коаксиальных ЛП затрудняется технологическими ограничениями применения КПП, поэтому становится актуальным применение волноводно-планарных переходов (ВПП) и, как следствие, прямоугольных волноводов в качестве межблочного интерфейса.

Существует множество конструктивных реализаций ВПП, но в общем виде они образованы преобразователем (элементом связи, адаптером, возбудителем) и подводимыми к нему отрезками соединяемых ЛП. Условно конструктивные реализации ВПП можно разделить по нескольким основным признакам: по типу и размерам сечения волноводной линии (прямоугольные [2, 3], Н-образные [4], круглые [5] и другие); по типу и конфигурации планарной линии (микрополосковые [6], копланарные [7] либо другие планарные ЛП различной ширины и на подложках из различных материалов); по типу и конструкции используемого преобразователя (емкостной или индуктивный [8, 9]), а также по другим признакам. Такое разнообразие реализаций

обусловлено существованием большого количества видов полосковых и волноводных ЛП. Для эффективного соединения каждой пары из них требуется свой ВПП.

В данной работе представлен волноводно-микрополосковый переход (ВМП), применяемый для соединения микрополосковой линии на диэлектрической подложке из оксида алюминия толщиной 0.127 мм с волновым сопротивлением 50 Ом и прямоугольного волновода с сечением 3.759×1.889 мм².

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Распространение электромагнитных волн СВЧ-и КВЧ-диапазонов в направляющих системах относится к макроскопическим процессам, математическое описание которых основано на системах уравнений Максвелла. Их аналитические решения находятся для ограниченного набора направляющих систем с простой геометрией [10]. Для нахождения решений в случаях более сложной геометрии направляющих систем широко применяются численные методы, реализованные в современных программных пакетах для моделирования электродинамических процессов. Суть методов заключается в разбиении расчетной области на дискретные ячейки для преобразования уравнений Максвелла в удобную для компьютерных вычислений форму.

В нашем случае расчетная область разбита приблизительно на 10 тысяч тетраэдров (рис. 1а)

и представляется собой созданную в САПР модель канала ВМП, которая ограничена внутренними поверхностями соединяемых им ЛП. Модель (рис. 1б) состоит из перпендикулярно расположенных отрезков прямоугольного волновода и микрополосковой линии, связь между которыми образована планарным емкостным преобразователем 1, введенным во внутреннее пространство волновода в *E*-плоскости. Преобразователь расположен на одной диэлектрической подложке 2 с микрополосковой линией 3, при этом он соединен с ней через согласующий отрезок 4. Кроме того, в волноводном отрезке выполнены подстроочный емкостной выступ 5 и радиальный поворот 6 в *H*-плоскости.

С помощью генетического алгоритма оптимизации производился поиск геометрических параметров преобразователя, согласующего отрезка и подстроочного выступа, при которых расчетное значение коэффициента отражения модели не превышало -20 дБ в рабочем диапазоне волновода.

Для верификации разработанной модели ВМП требуется сравнение S-параметров, полученных при моделировании, с S-параметрами физического макета, изготовленного по модели. Однако проведение такого измерения затруднительно из-за наличия технологических и метрологических сложностей, связанных с отсутствием стандартизованных интерфейсов для полосковых ЛП. По этой причине в данной работе верификация проводилась косвенно — путем сравнения параметров модели (рис. 2) и измерительного

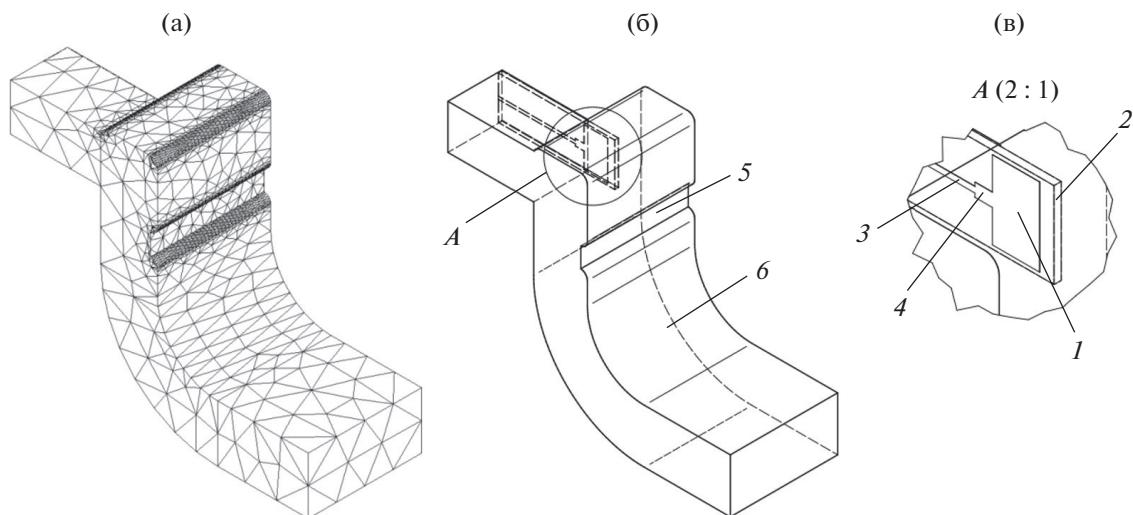


Рис. 1. Модель канала разработанного ВМП, разбитая на тетраэдры (а), и ее общий вид (б): 1 – преобразователь, 2 – микрополосковая линия, 3 – согласующий отрезок, 4 – диэлектрическая подложка, 5 – подстроочный выступ, 6 – волноводный поворот.

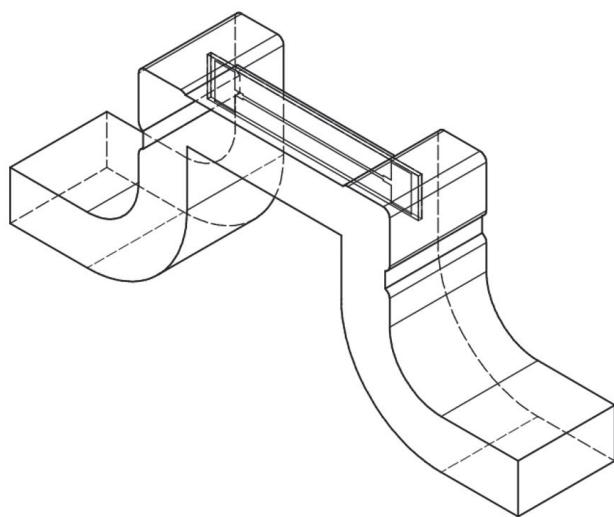


Рис. 2. Модель канала макета для верификации разрабатываемого ВМП.

макета, которые включают два ВМП, соединенных “спина к спине”. “Спинами” в данном случае являются микрополосковые ЛП, а измерительными portами являются волноводы. Стоит отметить, что такой способ косвенной верификации подходит для идентичных или незначительно различающихся устройств, что выполняется в нашем случае.

На рис. 3 представлены S-параметры оптимизированных моделей ВМП одночной и сдвоенной конфигураций.

Максимальные значения возвратных потерь оптимизированных одночной и сдвоенной моделей ВМП не превысили -22 дБ и -18 дБ соответственно. Частотные зависимости S_{11} , S_{22} и S_{12} , S_{21} попарно идентичны.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДНО-МИКРОПОЛОСКОВОГО ПЕРЕХОДА

Измеряемый макет [11] представляет собой КВЧ-устройство, конструктивно выполненное в виде блока кубической формы, образованного совмещенными основанием и крышкой. ВМП является физической реализацией двух разработанных моделей ВМП, он включает в себя экранированную микрополосковую линию, концы которой через емкостной преобразователь соединены с волноводными отрезками. Конструктивно канал образован сквозным пазом, замкнутым сопрягаемой поверхностью крышки, а также топологическим рисунком диэлектрической подложки, которая закреплена на центральной ступени паза. На торцевых поверхностях

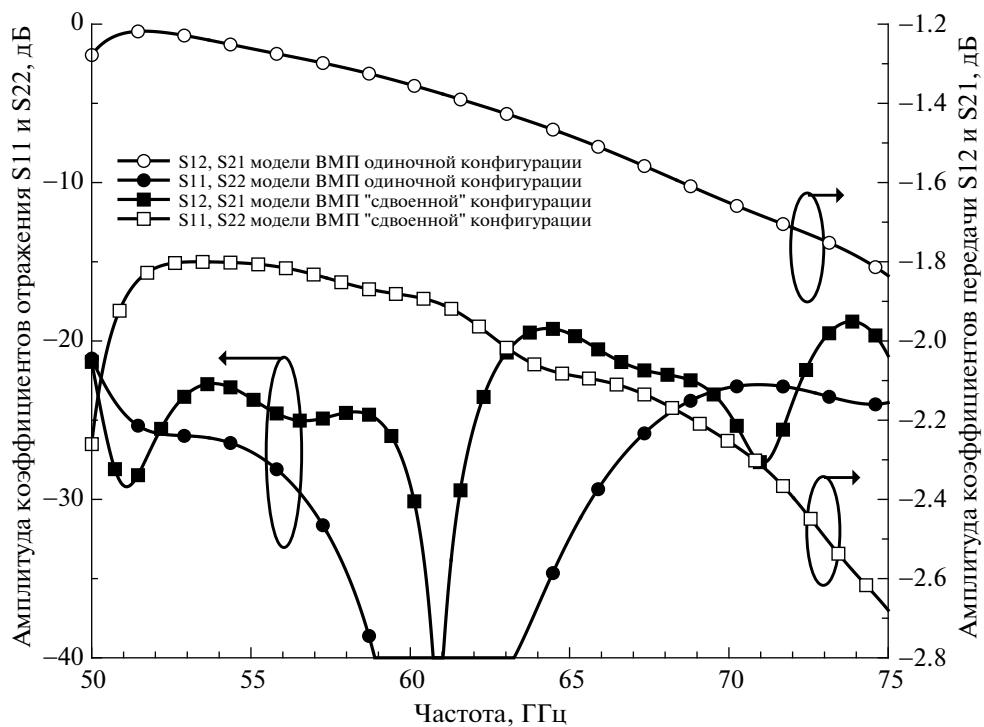


Рис. 3. S-параметры модели ВМП одночной и сдвоенной конфигураций.

макета имеются стандартизированные волноводные интерфейсы. Конструкция измерительного макета учитывает технологические особенности механического способа изготовления. Конструкция макета представлена на рис. 4.

Металлические детали макета изготавливались из латуни, покрытой золотом. Диэлектрическая подложка изготавливается из оксида алюминия, на который напылялся топологический рисунок. Макет имеет следующие геометрические параметры: волноводные отрезки сечением $3.759 \times 1.889 \text{ mm}^2$ имели длину (включая поворот)

10 мм; микрополосковая линия длиной 6 мм и шириной 0.1 мм изготавливается на подложке с габаритными размерами $8.2 \times 1.5 \times 0.127 \text{ mm}^3$. Подложка размещалась на центральной ступени паза высотой 1.73 мм таким образом, что расстояние между продольной осью микрополосковой линии и закороченной стенкой волновода составляло 0.93 мм, а расстояние между узкими торцами подложек и широкими стенками волноводов было 0.78 мм.

Фотография измерительного макета представлена на рис. 5.

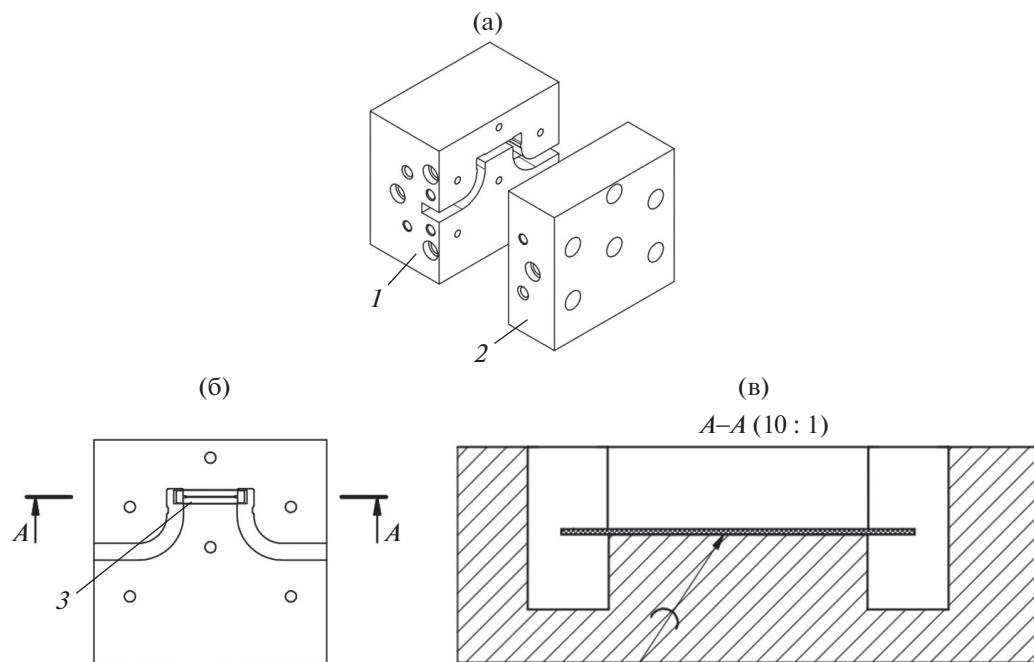


Рис. 4. Конструкция ВМП: а – общий вид, б – вид сверху (крышка не показана), в – сечение А–А; 1 – основание, 2 – крышка, 3 – диэлектрическая подложка.

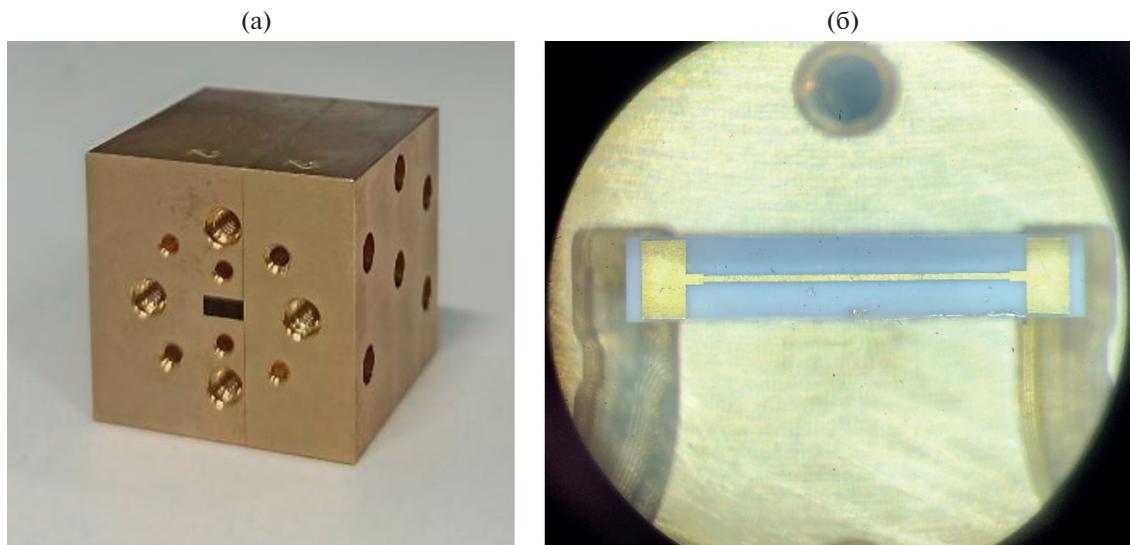


Рис. 5. Фото измерительного макета: а – общий вид, б – диэлектрическая подложка.

На рис. 6 представлены S-параметры измерительного макета. Измерение проводилось векторным анализатором цепей с частотными расширителями, который калибровался полной двухпортовой волноводной калибровкой.

Максимальное значение коэффициентов отражения S_{11} и S_{22} и коэффициента передачи измерительного макета не превысило -10 дБ и -2.7 дБ соответственно.

В табл. 1 приведено сравнение параметров представленного в данной работе измерительного макета, состоящего из двух ВМП, соединенных “спина к спине”, с несколькими макетами подобной конфигурации, опубликованными ранее.

Таблица 1. Сравнение параметров измерительных макетов с ВМП, соединенными “спина к спине”, с несколькими макетами подобной конфигурации

Параметры	[12]	[13]	[14]	[15]	Данная публикация
Рабочий диапазон частот, ГГц	60–90	66–98	62.6–120.5	150–200	50–75
Возвратные потери, дБ	≤ 8	≤ 12.7	≤ 12	≤ 10	≤ 10
Прямые потери, дБ	≤ 3.5	≤ 3.26	≤ 2	≤ 8	≤ 3.8

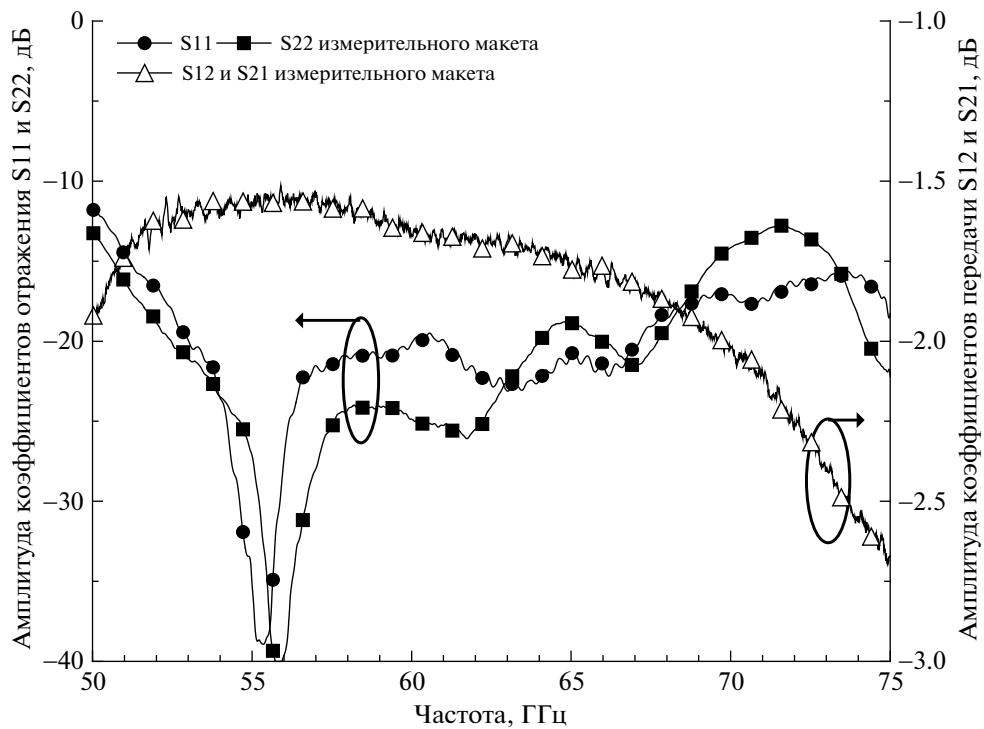


Рис. 6. S-параметры измерительного макета.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Работа ВМП основана на взаимообратном преобразовании структуры квази-Т-волны микрополосковой линии и волны типа H10 прямоугольного волновода, падающих на планарный зонд со стороны соответствующих ЛП. Идентичность кривых S_{11} и S_{22} одиночной и сдвоенной моделей являетсякосвенным подтверждением взаимности этого преобразования, являющегося результатом протекания объемного колебательного электродинамического процесса, возникающего между планарным зондом и стенками волноводной ЛП. Для обеспечения работы в широком диапазоне частот диэлектри-

ческая подложка с планарным зондом оптимальной геометрии должна находиться симметрично узким и перпендикулярно широким стенкам волновода на расстоянии, приблизительно равном четверти длины волны в волноводе на средней частоте его рабочего диапазона. В разработанном ВМП особую роль играет выступ в волноводном отрезке, выполняющий функцию емкостного подстроичного элемента, расширяющего частотный диапазон работы макета. Его применение было заимствовано из конструкций коаксиально-волноводных переходов, в которых роль выступа выполняет настроичный винт [16]. Можно предположить, что данный подстроичный элемент можно применять в волноводных каналах других сечений, в том числе и в наиболее близком по размерам отечественном сечении $3.60 \times 1.80 \text{ mm}^2$. Кроме того, стоит отметить, что рассечение проводящего контура волноводных каналов выполнено касательно их боковых стенок, что не только минимизирует вносимые и возвратные потери на этих участках тракта, но и позволяет встраивать переход в функциональные СВЧ-блоки различных радиотехнических систем.

Из сравнения S-параметров сдвоенной модели и измерительного макета, созданного на ее основе, видно, что результаты измерений и моделирования согласуются удовлетворительно. Вероятно, отклонения параметров связаны с неточностью позиционирования диэлектрической подложки в волноводном канале и погрешностью изготовления деталей измерительного макета.

В среде для моделирования электродинамических процессов была создана модель ВМП, соединяющего прямоугольный волновод сечением $3.759 \times 1.889 \text{ mm}^2$ и микрополосковую линию шириной 0.1 мм на подложке из оксида алюминия толщиной 0.127 мм.

Для физической проверки работоспособности разработанного перехода на основе твердотельной модели, в которую были перенесены геометрические параметры, полученные в результате электромагнитного моделирования, был изготовлен макет, состоящий из двух ВМП, соединенных “спина к спине”. Измерением на векторном анализаторе цепей были получены частотные зависимости S-параметров макета: прямые и возвратные потери не превысили -2.7 и -10 dB соответственно. Из допущения иден-

тичности переходов в макете можно предположить, что коэффициент отражения каждого из переходов на $5-6 \text{ dB}$ меньше и что он не должен превышать -15 dB [17].

БЛАГОДАРНОСТИ

Автор признателен Н. Д. Малютину за помощь в написании статьи.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект FEWM-2023-0014 от 16.01.2023).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Хорошилов Е.В., Козлов С.В., Павлов С.В., Дроздов А.В. // Доклады ТУСУРа. 2017. № 3. С. 128. <http://doi.org/10.21293/1818-0442-2017-20-3-128-131>
- Dong J., Yang T., Liu Y., Zhou Y., Jin H. // IEICE Electron. Expr. 2015. V. 12. № 7. P. 20150117. <http://doi.org/10.1587/elex.12.20150117>
- Glogowski R., Zurcher J-F., Peixeiro C., Mosig R. // IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett. 2013. V. 23. № 11. С. 575. <http://doi.org/10.1109/lmwc.2013.2281408>
- Montejo-Garai R., Marzall L., Popovic Z. // IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett. 2020. V. 30. № 7. P. 637. <http://doi.org/10.1109/LMWC.2020.3000283>
- Fan L., Chang K., Li M-Y. // Electron. Lett. 1995. V. 31. № 4. P. 294. <https://doi.org/10.1049/el:19950171>
- Xu Z., Xu J., Cui Y., Juo J., Qian C.E. // Electron. Lett. 2017. V. 53(23). P. 1532. <https://doi.org/10.1049/el.2017.2048>
- Yuyu Z., Jun D., Fan Y., Xinchun F., Ke X. // Electronics. 2022. V. 11. № 7. P. 1057. <https://doi.org/10.3390/electronics11071057>
- Yang Z., Zhang L., Lin H., Yang T. // IEICE Electron. Expr. 2017. V. 14. № 4. P. 20161206. <https://doi.org/10.1587/elex.14.20161206>
- Simone M., Fanti A., Valente G., Montisci G., Ghiani R., Mazzarella G. // Electronics. 2018. V. 7. № 2. P. 24. <https://doi.org/10.3390/electronics7020024>
- Гольдштей Л.Д., Зернов Н.В. Электромагнитные поля и волны. Москва: Сов. радио, 1956.
- Хорошилов Е.В., Павлов С.В., Щуров В.В., Михеев Ф.А., Медников В.В., Круглов В.В., Корягина Е.А., Галимуллин А.Р. РФ Патент № 2817522, 2024.

12. *Mozharovskiy A., Artemenko A., Ssorin V., Maslenikov R., Sevastyanov A.* // Proc. Of 43-st EuMC. 2013. V. 3. C. 1187.
<https://doi.org/10.23919/EuMC.2013.6686875>
13. *Zaman A., Vassilev V., Kildal P.-S., Zirath H.* // IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett. 2016. V. 26. № 7. С. 481.
<https://doi.org/10.1109/LMWC.2016.2574995>
14. *Li S., Tong G., Chih Niu D.* // IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett. 2013. V. 23. № 1. С. 4.
<https://doi.org/10.1109/LMWC.2012.2235176>
15. *Donadio O., Elgaid K., Appleby R.* // Electron. Lett. 2011. V. 47. № 2. P. 115.
<https://doi.org/10.1049/el.2010.2926>
16. *Павлов С.В., Семибратов В.П., Щуров В.В., Мухеев Ф.А.* РФ Патент 13908, .2013.
17. Why is there a 6 dB Correction on Measured Waveguide to Coax Adapter Return Loss Using a Back to Back Connection.
<https://www.eravant.com/6-db-correction-on-waveguide-to-coax-adapter-return-loss>