

# ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ СИММЕТРИРУЮЩИХ ТРАНСФОРМАТОРОВ МАРШАНДА С РАЗВЯЗЫВАЮЩИМИ ЦЕПЯМИ

*Е. А. Михалицын, А. Ю. Седаков*

Филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю. Е. Седакова», г. Нижний Новгород

## Введение

Симметрирующий трансформатор (СТ) (на англ. «balun» – «balanced-unbalanced converter») – пассивный компонент, осуществляющий преобразование небалансного сигнала на входе к двум балансным сигналам смещенным по фазе на  $180^\circ$ .

СТ Маршанда [1] отличается широкополосными свойствами и может быть изготовлен в микрополосковом исполнении [2], что позволяет широко применять его при построении СВЧ модулей и систем дециметрового диапазона длин волн, выполненных по гибридной технологии. Блок-схема топологии симметрирующего трансформатора Маршанда на тройных связанных линиях показана на рис. 1а. Он состоит из двух секций четвертьволновых асимметричных связанных линий, которые обеспечивают дифференциальный выходной сигнал. Противофазные сигналы на выходах образуются в результате того, что на первую и вторую ячейку связанных линий воздействуют волны входного напряжения противо-

положной полярности. Такая форма напряжения обусловлена режимом холостого хода на конце полуволновой входной (центральной) линии. Применение топологии с тремя, а не с двумя как в традиционном варианте СТ Маршанда, связанными линиями приводит к увеличению коэффициента связи и расширению полосы рабочих частот.

Одним из основных недостатков СТ Маршанда является невозможность согласования всех портов устройства на стандартные пятидесятиомные нагрузки, поскольку известно, что трехпортовое взаимное устройство без активных потерь не может быть абсолютно согласовано [3]. Другой не менее важный недостаток – развязка балансных выходов невелика: 4–8 дБ, что негативно сказывается на стабильности балансных усилителей мощности. Добавление развязывающей цепи [4] между балансными выходами трансформатора Маршанда позволяет преодолеть указанные недостатки и улучшить рабочие характеристики СВЧ модулей за счет применения компонентов со стандартным пятидесятиомным сопротив-

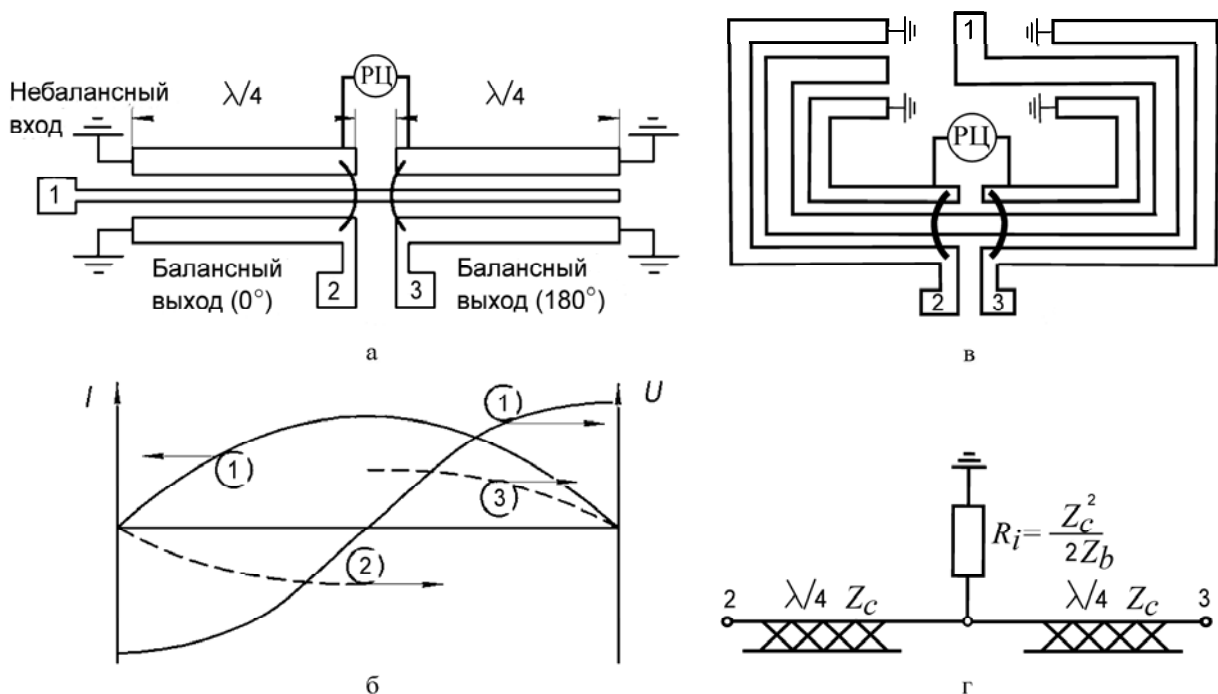
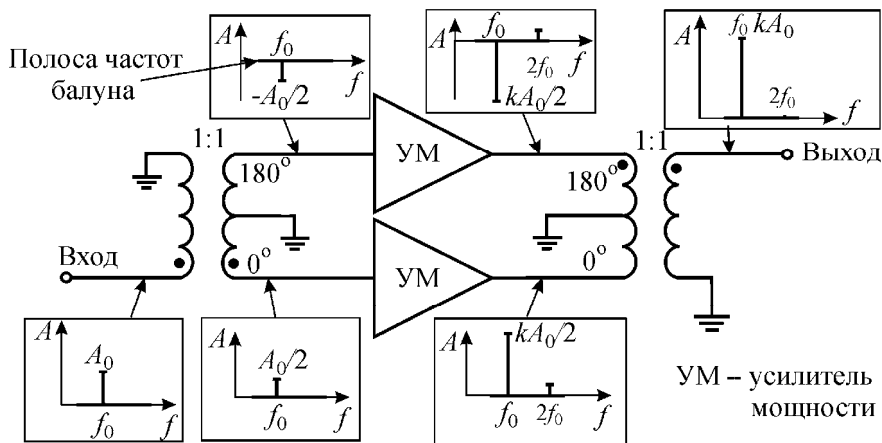


Рис. 1. СТ Маршанда: а – структурная схема, б – распределение волн тока и напряжений, в –  $\Omega$ -образная топология, г – Т-образная топология РЦ



а



б

Рис. 2. Структурные схемы СВЧ модулей: а – балансного усилителя мощности, б – фазовращателя

лением и, как следствие, приводит к минимизации влияния балансных каналов распространения сигнала друг на друга. На рис. 2 показаны структурные схемы построения фазовращателя и балансного усилителя с подавлением интермодуляционных искажений второго порядка и второй гармоники на основе симметрирующего трансформатора Маршанда с развязывающей цепью (РЦ). Чем шире полоса рабочих частот, тем подавление продуктов интермодуляционных искажений более высокого порядка имеет место в балансном усилителе мощности.

В инженерной практике проектирования микрополосковых устройств на связанных линиях наиболее часто применяются подходы, основанные на схемно-топологическом моделировании и электромагнитном анализе 3D-структур с помощью сеточных методов в различных САПР СВЧ устройств. Такой подход может быть очень трудоемким, в силу значительных временных затрат на тюнинг топологических размеров.

В докладе рассматриваются некоторые интегральные характеристики симметрирующих трансформаторов Маршанда с развязывающей цепью, предварительный аналитический расчет которых позволяет повысить эффективность проектирования. Общие принципы конструирования СТ Маршанда без развязывающей цепи в определенной степени представлены в зарубежной научно-технической литературе [5–7]. К специфическим особенностям про-

ектированиям СТ Маршанда с развязывающей цепью можно отнести:

- зависимость полосы рабочих частот от коэффициента связи имеет максимум при заданном уровне развязки;
- относительная величина фазовых скоростей распространения собственных волн эквивалентных асимметричных связанных линий задается геометрией связанных линий и определяет разбаланс фаз и амплитуд;
- расширить полосу можно введением реактивности в нагрузку РЦ.

В докладе представлены результаты учета указанных особенностей при проектировании «свернутой» конструкции СТ Маршанда (рис. 1в) с Т-образной развязывающей цепью, представленной на рис. 1г. Такая топология развязывающей цепи обеспечивает симметрию плеч, фазовый сдвиг на центральной частоте в  $180^\circ$ , и вводит активные потери, позволяющие обеспечить развязку и согласование балансных портов. Материал подложки – Rogers ТММ 10i с диэлектрической проницаемостью 10. Расчеты коэффициента связи, соотношения фазовых скоростей и параметров микрополосковых линий РЦ проводятся с применением разработанной математической модели СТ Маршанда. В докладе отмечаются результаты применения математической модели и экспериментальные результаты исследования макета устройства.

## Расчет коэффициента связи

На рис. 3а показана структурная схема трех связанных микрополосковых линий, составляющих СТ Маршанда. Полную ширину структуры полагаем меньше одной десятой длины волны в диэлектрике подложки. В этом случае электрические связи на краях внешних микрополосковых линий позволяют рассматривать эквивалентную модель двух ассиметричных микрополосковых линий (рис. 3б). Утверждение поясняется рис. 4

Поперечное сечение структуры показано на рис. 4а, схемная модель с погонными параметрами – на рис. 4б.

На рисунке  $C_m$  – погонная взаимная емкость связи между двумя соседними микрополосковыми линиями на диэлектрической подложке в присутствии всех остальных линий и земляной плоскости,  $C_{s1,2}$  – погонные собственные емкости микрополосковых линий на землю в присутствии всех остальных линий. Для продольно однородных связанных линий,

электрически связанных на концах короткими переключками через одну, емкостью связи с несмежными полосковыми линиями можно пренебречь. Тогда исходная модель упрощается (рис. 4в) и сводится к двухпроводной модели (рис. 4г). Коэффициент связи эквивалентных микрополосковых линий рассчитывается по формуле:

$$k = \frac{C_m^{eq}}{\sqrt{C_{s1}^{eq} C_{s2}^{eq}}} = \frac{\sqrt{2} C_m}{\sqrt{C_{s1} C_{s2}}} \quad (1)$$

т. е. в  $\sqrt{2}$  раз больше, чем для классического СТ Маршанда на двух ассиметричных связанных микрополосковых линиях.

## Расчет области минимальной разности фазовых скоростей

Погонные параметры  $C_m$ ,  $C_{s1,2}$  рассчитываются по приближенной инженерной методике [8] и од-

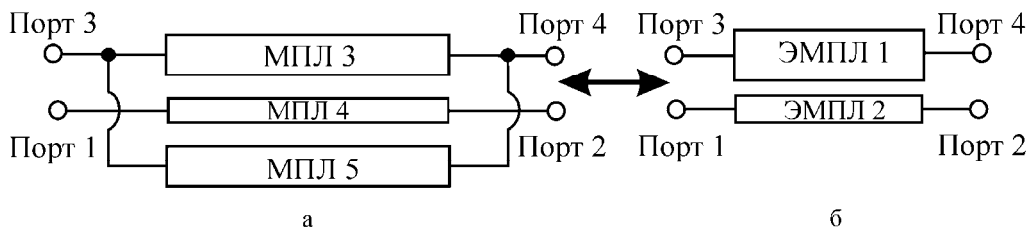


Рис. 3. Модель трехпроводниковой структуры ассиметричных связанных микрополосковых линий (МПЛ): а – структурная схема, б – эквивалентная двухпроводниковая модель с эквивалентными микрополосковыми линиями (ЭМПЛ)

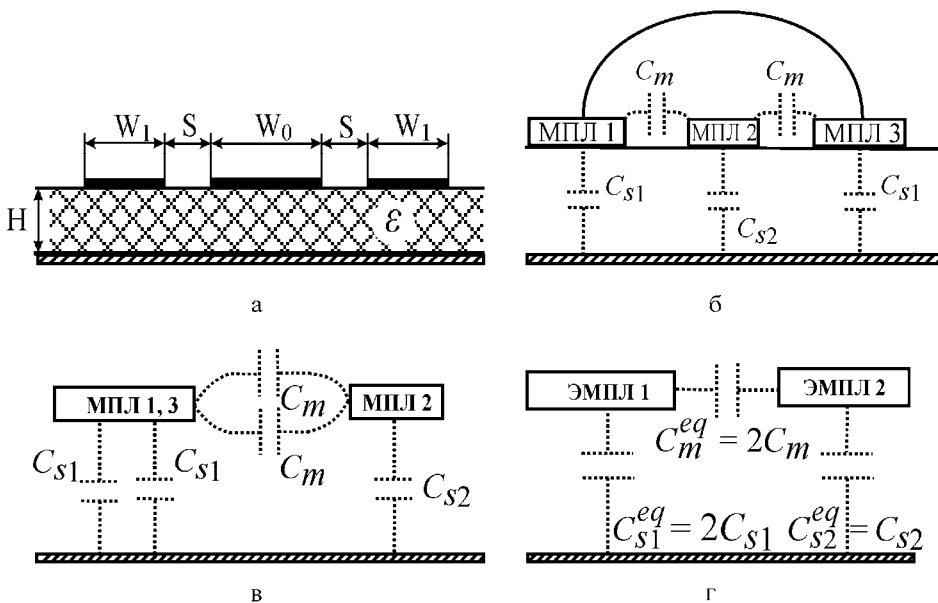


Рис. 4. Сечение трехпроводниковой структуры ассиметричных связанных линий: а – геометрическая модель, б – сечение с электрическими параметрами, в – поясняющая двухпроводная модель, г – эквивалентная модель

позначно задают электромагнитные свойства двухпроводных микрополосковых связанных линий. По ним определяются фазовые скорости распространения квази-поперечных собственных  $c$ - (аналог четной) и  $\pi$ -волн (аналог нечетной волны):  $v_c$  и  $v_\pi$ , а также отношения возбуждающих каждую линию напряжений для соответствующих собственных возбуждений:  $R_c$  и  $R_\pi$  [9]. Физическую сущность  $c$ - и  $\pi$ - собственных волн поясняет рис. 5. На рисунке показан пример распределения напряженности электрического поля трехпроводной микрополосковой линии для  $c$ - (рис. 5а) и  $\pi$ - (рис. 5б) собственных возбуждений.

Для выбранной диэлектрической проницаемости материала подложки существует область изменения геометрических размеров топологии связанных линий, для которой разница фазовых скоростей  $c$ - и  $\pi$ -волн будет минимальна. В этой области коэффициенты емкостной и индуктивной связи приблизительно равны, и эффективный коэффициент связи [6]

$k = 2\sqrt{R_c R_\pi} / (R_c + R_\pi)$ . Чтобы  $k \in \mathbb{R}$  должны выполняться неравенства:

$$R_c > 0 \text{ и } R_\pi > 0, \quad (2).$$

Условия (2) являются основными для предварительных инженерных оценок топологических размеров  $W_1, W_0, S, H$ .

Важным аспектом выбора толщины подложки  $H$ , ширины центральной микрополосковой линии  $W_0$  и зазора  $S$  является необходимость обеспечения волнового сопротивления копланарного волновода, образованного тремя микрополосковыми линиями сзаземленными внешними и земляной плоскостью, близким к 50 Ом. Учет этой особенности проектирования позволяет обеспечить согласование входного порта (см. рис. 1а).

На рис. 6 представлены графики зависимости коэффициента связи и относительной разности фазовых скоростей  $u = [v_\pi - v_c] / [v_\pi + v_c]$  от ширины

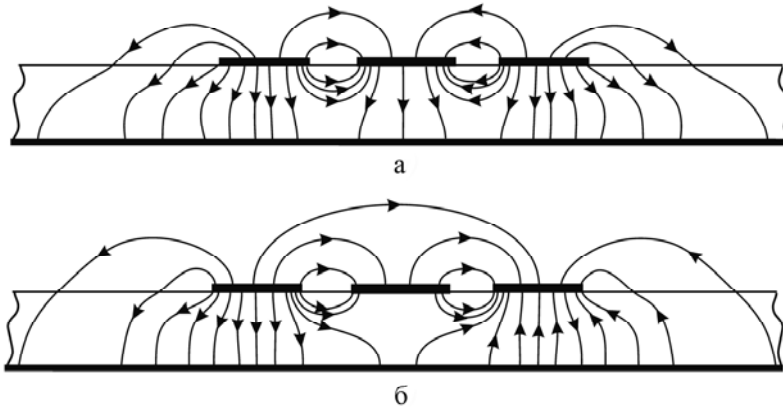


Рис. 5. Распределение напряженности электрического поля: а –  $c$ -волны, б –  $\pi$ -волны

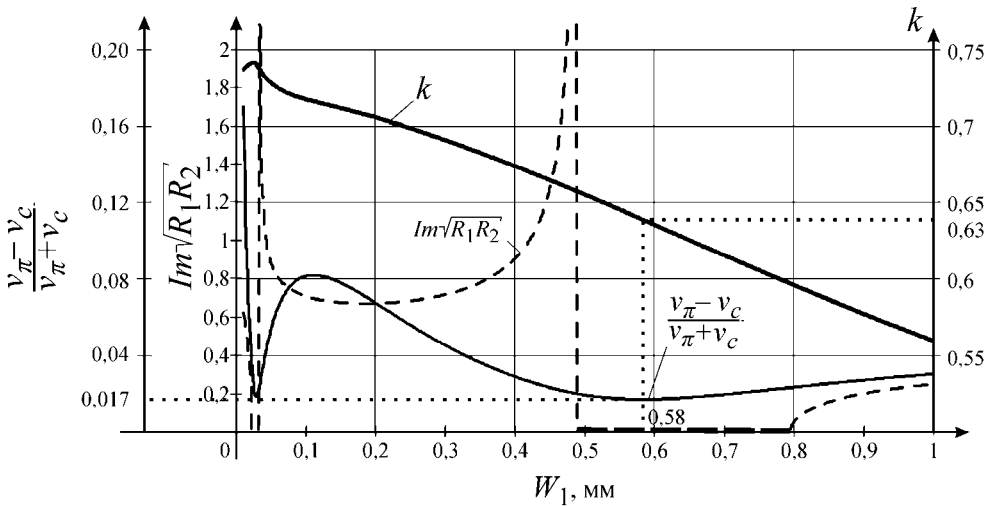


Рис. 6. Относительная разность фазовых скоростей и коэффициент связи структуры трех связанных линий в зависимости от ширины внешних МПЛ

внешней микрополосковой линии. Волновое сопротивление копланарного волновода 48 Ом. Из двух диапазонов выполнения условия (2), в которых  $\text{Im}\sqrt{R_c R_\pi} \equiv 0$ , более приемлема с технологической точки зрения область значений  $W_1 = 0,48 \dots 0,79$  мм. Минимальное значение  $u = 0,017$  достигается при  $W_1 = 0,58$  мм, коэффициент связи  $k = 0,63$ .

### Полоса рабочих частот

Для согласованного по всем портам СТ Маршанда с одинаковыми коэффициентами емкостной и индуктивной связи матрица рассеяния определяется в виде:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где  $S_{21} = \frac{xy(x^2 e^{-j4\theta u} - y^2 - z^2)e^{j\theta u}}{z^2(z^2 + y^2)}$ ,

$$S_{31} = -\frac{xy(x^2 - y^2 - z^2)e^{-j\theta u}}{z^2(z^2 + y^2)}, \quad S_{23} = \frac{y^2(z^2 + y^2 - x^2)}{z^2(z^2 + y^2)},$$

$$x = \sqrt{1 - k^2}, \quad y = jk \sin \theta, \quad z = \sqrt{1 - k^2} \cos \theta + j \sin \theta,$$

$$\theta = \frac{\theta_c + \theta_\pi}{2} - \text{электрическая длина связанных линий,}$$

линейно зависящая от частоты.

Матрица рассеяния задается в терминах падающих и отраженных волн мощности. С физической

точки зрения элемент матрицы рассеяния  $|S_{nm}|^2$  определяет ту часть мощности падающей  $n$ -ый порт волны, которая выходит из  $n$ -го порта при условии согласования всех других портов. Аргумент  $\angle(S_{nm})$  определяет фазу сигнала. Приняты следующие определения  $|S_{11}|$ ,  $|S_{22}|$ ,  $|S_{33}|$  – возвратные потери соответствующих портов,  $|S_{21}|$  и  $|S_{31}|$  – прямые потери сигнала со входа на соответствующий выход,  $|S_{23}|$  – развязки балансных портов. Для идеального согласованного устройства с РЦ  $|S_{11}| = 0$ ,  $|S_{22}| = 0$ ,  $|S_{33}| = 0$ ,  $S_{21} = 1/\sqrt{2}$ ,  $S_{31} = -1/\sqrt{2}$ ,  $S_{23} = 0$ .

При  $u = 0$  плечи СТ Маршанда имеют идентичные характеристики, сдвиг фазы равен точно  $180^\circ$ . На практике  $u \neq 0$  и, чем больше  $u$ , тем больше разбаланс фаз и амплитуд. На рис. 7 приводятся аналитически рассчитанные амплитудно-частотные характеристики СТ Маршанда с  $k = 0,64$ ,  $u = 0,02$ ,  $R_i = 50$  Ом,  $Z_c = 71$  Ом.

Влияние неравенства фазовых скоростей собственных волн можно сгладить введением компенсирующих реактивных элементов [8]. Для рассматриваемой конструкции СТ Маршанда удобно использовать компенсацию в нагрузке развязывающей цепи – последовательная с резистором индуктивность. Оптимизация величины комплексного сопротивления нагрузки для обеспечения максимальной полосы рабочих частот проводилась симплекс методом. Результаты представлены на рис. 8, где отображены графики зависимости относительной полосы от коэффициента связи при соответствующей

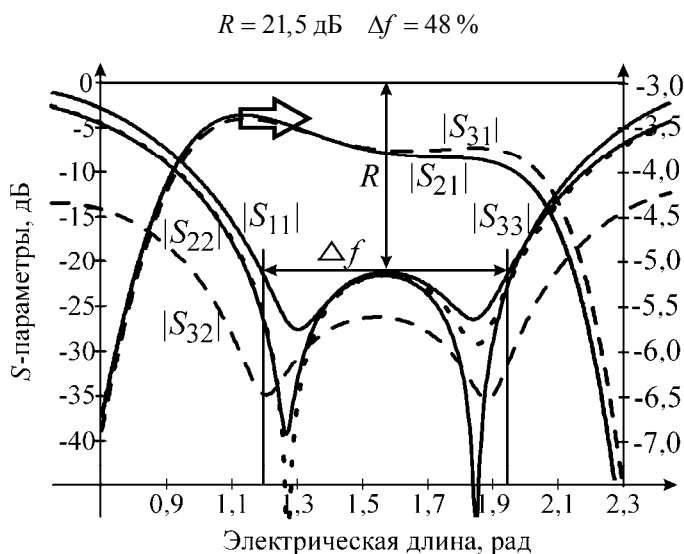


Рис. 7. S-параметры СТ Маршанда

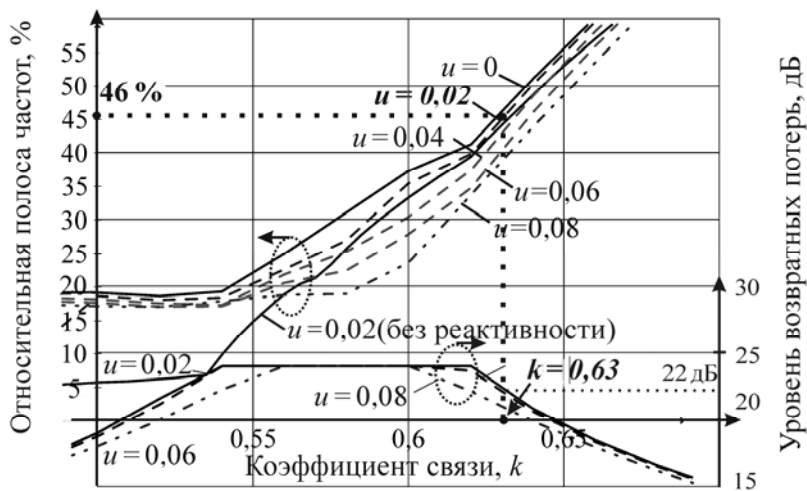


Рис. 8. Зависимость относительной полосы рабочих частот при различных значениях коэффициента связи  $k$  и параметра  $u$

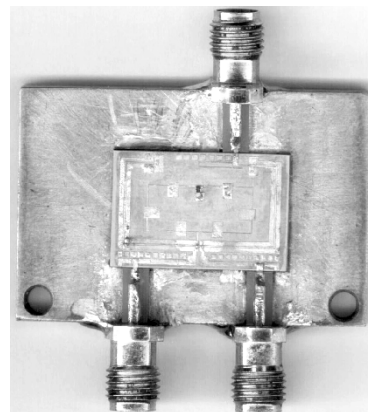
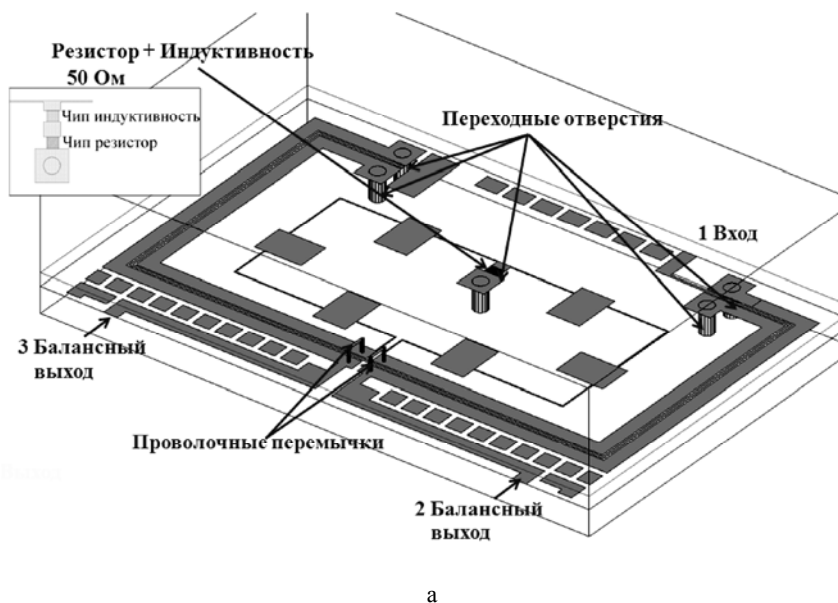


Рис. 9. СУ Маршанда: а – 3D-модель, б – фото макета

щем уровне возвратных потерь и развязок при различных  $u$ . Наиболее широкополосное устройство по уровню 20 дБ имеет место для  $u = 0,02$  при  $k = 0,64$ . СТ Маршанда с коэффициентом связи менее 0,53 с реактивной нагрузкой могут обеспечить полосу рабочих частот не превышающую 20 %, тогда как без реактивности – не более 8 %. При  $k > 0,65$ , на фоне увеличения полосы, соответствующий уровень возвратных потерь уменьшается, что не во всех приложениях приемлемо.

Согласно приведенному графику, рис. 8, предельно достижимая полоса рабочих частот при рассчитанных оптимальных размерах геометрии равна 46 % на уровне 22 дБ развязок и возвратных потерь (комплексный импеданс нагрузки  $R_i = 52 + 1,5j$  Ом). Без реактивности предельная полоса на 2 % меньше.

### Инженерное проектирование СТ Маршанда с развязывающей цепью

Фото макета разрабатываемого устройства и рисунок топологии представлены на рис. 9. Габариты платы:  $20 \times 12,8 \times 0,5$  мм<sup>3</sup>. Центральная частота 1,35 ГГц. Материал подложки – Rogers TMM10i. Четвертьволновые отрезки микрополосковых линий развязывающей цепи заменены эквивалентной схемой из трех Т-образных звеньев с микрополосковыми шлейфами. Электрическая длина последовательных микрополосковых линий  $\theta_s = 21^\circ$ , волновое сопротивление  $Z_s = 104$  Ом, что соответствует ширине 0,05 мм и длине 5,4 мм. Электрическая длина открытого шлейфа  $\theta_p = 6,9^\circ$ , волновое сопротивление  $Z_p = 33$  Ом, ширина микрополоска 1 мм, его

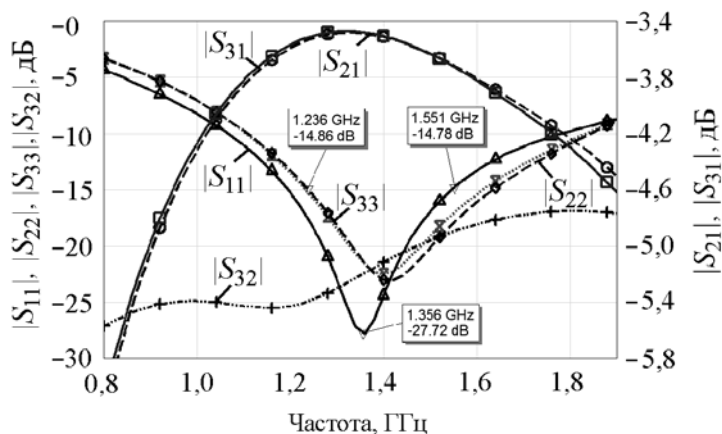


Рис. 10. Результаты 2.5D-электромагнитного моделирования

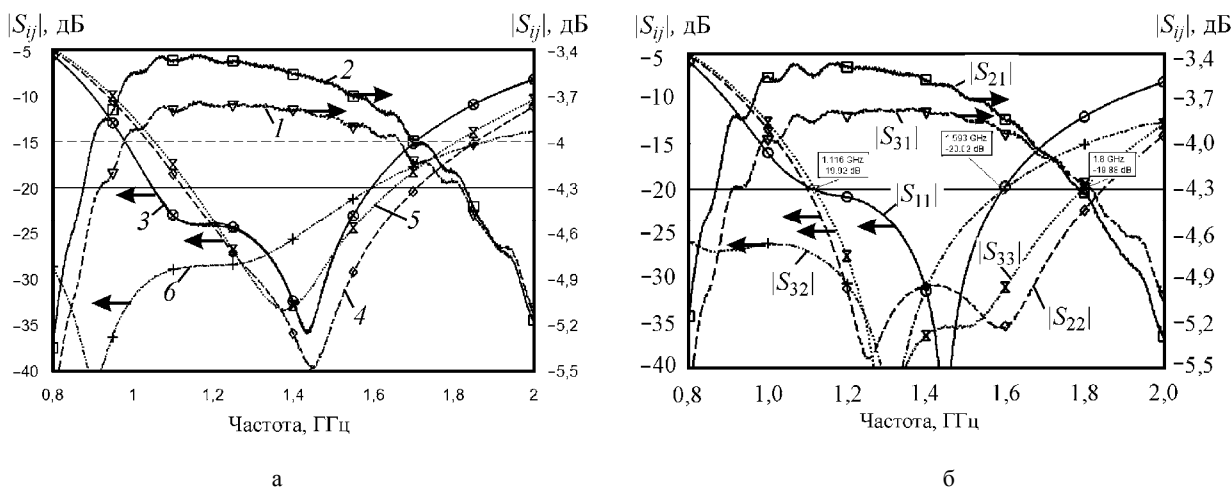


Рис. 11. Измеренные частотные характеристики СТ Маршанда: а – без последовательной индуктивности, б – с индуктивностью 1 нГн

длина 1,6 мм. Нагрузочное сопротивление развязывающей цепи  $R_f = 51 \text{ Ом}$ .

Результаты электродинамического моделирования частотных характеристик представлены на рис. 10, экспериментальные результаты – на рис. 11. Частотная зависимость разбаланса амплитуд ( $20\log(|S_{21}|/|S_{31}|)$ ) и разбаланса фаз ( $\angle S_{21} - \angle S_{31} - 180^\circ$ ) показаны на рис. 12 для результатов эксперимента и моделирования.

Из приведенных данных следует, что частотные характеристики  $|S_{21}|$  и  $|S_{31}|$  и  $|S_{22}|$  и  $|S_{33}|$  практически совпадают, что подтверждает оптимальность выбранных величин геометрических размеров связанных линий. Запайка индуктивности 1 нГн последовательно с нагрузочным резистором позволила увеличить полосу рабочих частот на 30 МГц (рис. 11б) в сравнении с характеристиками без ин-

дуктивности (рис. 11а) и увеличила максимальный уровень возвратных потерь до 43 дБ и развязок до 63 дБ. Полоса рабочих частот увеличилась с 33 % до 37 % по уровню 20 дБ. Появился двугорбый характер зависимости согласования по выходам, и полоса частот по выходным возвратным потерям увеличилась до 46 %, что полностью соответствует теоретически рассчитанным данным.

Основные результаты работы сведены в таблицу. Как следует из представленных данных, улучшение характеристик согласования и развязок в эксперименте в сравнении с моделированием имеет место за счет некоторого ухудшения разбаланса фаз и амплитуд. Можно отметить, что при этом уровень подавления синфазной составляющей в полосе рабочих частот в эксперименте составил величину более 30 дБ.

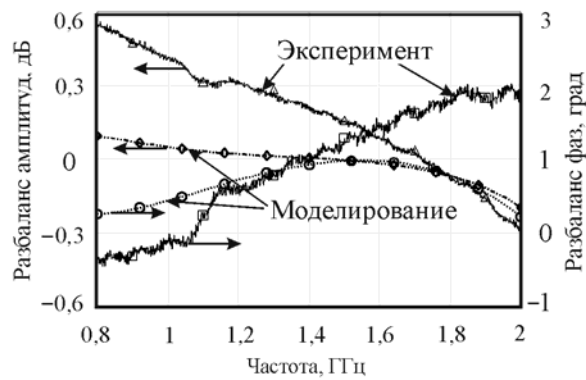


Рис. 12. Характеристики амплитудно-фазового разбаланса

### Основные рабочие характеристики

Характеристика	Расчет	Моделирование	Эксперимент	
			$L = 0$ нГн	$L = 1$ нГн
КСВн	1,16	<1,5	<1,2	<1,2
Полоса рабочих частот, ГГц (%)	46	22	33	37
Прямые потери дБ	<3.1	<3.7	<3.9	<3.9
Разбаланс фаз, град	0,1	0,6	2,3	1,3
Разбаланс амплитуд, дБ	0,7	0,04	0,3	0,3
Развязка, дБ	>22	>18	>20	>20

### Выводы

1. Выбранные геометрические размеры топологии связанных линий обеспечивают минимальный разбаланс плеч симметризирующего устройства, что получило подтверждение в ходе моделирования в САПР.

2. Теоретически обоснована величина выбранного коэффициента связи, который обеспечивает предельную полосу рабочих частот  $\Delta f = 46\%$  по уровню  $R = 22$  дБ, с учетом технологического запаса 2 дБ:  $k = 0,63$ .

3. Теоретически обоснована и экспериментально подтверждена возможность расширения полосы рабочих частот при введении реактивной составляющей в импеданс нагрузки развязывающей цепи.

4. Изготовленный макет СУ Маршанда обеспечивает полосу рабочих частот 37 % по уровню возвратных потерь и развязок равному 20 дБ с прямыми потерями не хуже 3,9 дБ, с отклонением фазы от  $180^\circ$  не более, чем на  $1,3^\circ$ , и разбалансом амплитуд 0,3 дБ (индуктивность в развязывающей цепи 1 нГн).

### Литература

1. Marchand N. Transmission-line Conversion Transformers // Electronics. 1944. Vol. 17. P. 142–146.

2. Pozar D. M. Microwave Engineering, 2-nd ed. Hoboken, NJ: Wiley. 1998.

3. Ng C. Y., Chongcheawchamnan M., Robertson I. D. Analysis and design of a high-performance planar Marchand balun // IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Jun. 2002, Vol. 1. P. 113–116.

4. Ahn H.-R., Itoh T. New Isolation Circuits of Compact Impedance-Transforming 3-dB Baluns for Theoretically Perfect Isolation and Matching // Transactions on MTT, Dec. 2010, Vol. 58, N 12. P. 3892–3902.

5. Ahn H.-R., Nam S., New Design Formulas for Impedance-Transforming 3-dB Marchand Baluns // IEEE Transactions on MTT, Nov. 2011. Vol. 59, N 11. P. 2816–2823.

6. Sachse K. The Scattering Parameters and Directional Coupler Analysis of Characteristically Terminated Asymmetric Coupled Transmission Lines in an Inhomogeneous Medium // IEEE Trans. Microwave Theory-Tech. April 1990. Vol. MTT-38. P. 417–425.

7. Montiel C. M. Folded Planar Marchand Balun With Improved Isolation for Radio Frequency Automated Test Equipment Applications. Texas, Aug. 12–15, 2012.

8. Phromlounsri R., Chongcheawchamnan M., Robertson I. D. Inductively Compensated Parallel Coupled Microstrip Lines and Their Applications // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2006. Vol. MTT-54, N 9. P. 3571–3582.