

Д. Б. БОНДАРЬ, А. А. ГЛУБОКОВ, к. т. н. Б. Н. ШЕЛКОВНИКОВ

Украина, НТУУ "Киевский политехнический институт"
E-mail: bshelk@inbox.ru

Дата поступления в редакцию
12.07 2005 г. — 12.09 2006 г.

Оппоненты д. т. н. К. С. СУНДУЧКОВ
(НКАУ, г. Киев),
В. И. МАЙ (НПП "Сатурн", г. Киев)

МОНОЛИТНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ В МНОГОСЛОЙНОЙ ТЕХНОЛОГИИ GaAs

Рассмотрено проектирование монолитных трансформаторов. Предложен способ оптимизации электромагнитных структур. Трансформаторы применены в смесителях с малыми потерями преобразования в широкой полосе частот.

Монолитные планарные трансформаторы [1, 2] нашли широкое применение в современной микроэлектронике, в частности в технике СВЧ. Так, их использование в усилителях мощности и смесителях позволяет заметно улучшить функциональные характеристики изделий. В схемах смесителей, например, трансформаторы выполняют согласующую, развязывающую и селекторную функции. Первая заключается в согласовании импедансов для соблюдения условия передачи максимальной мощности и минимальных потерь. Развязывающая и селекторная функции обеспечивают разделение модулированного сигнала и промежуточной частоты, а также подавление паразитных продуктов модуляции.

Наиболее широко конструкции трансформаторов и их характеристики представлены в силиконовых технологиях CMOS, BiCMOS. Целью данной работы является исследование и разработка конструкции трансформаторов в многослойной GaAs-технологии, преимуществами которой являются небольшие размеры электромагнитной структуры (ЭМ-структуры) и недорогой процесс ее изготовления, а также широкополосность и возможность выполнить конструкцию смесителя или усилителя в единой монолитной структуре.

Как видно из рис. 1, технология GaAs позволяет реализовать несколько диэлектрических и металлических слоев. Это дает возможность создавать вертикальные индуктивные связи, уменьшать паразитные

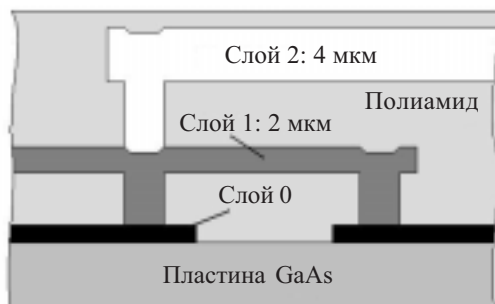


Рис. 1. ЭМ-структура в технологии GaAs

емкостные связи и проектировать более компактные ЭМ-структуры.

К настоящему времени предложено много конструкций трансформаторов в технологиях LTCC, CMOS, BiCMOS, RFIC [1—7]. Авторами были предложены конструкции в GaAs-технологии в работе [2]. Однако до этого момента не было установлено четкого соответствия между конструктивными размерами и электрическими характеристиками ЭМ-структур. В данной работе проводится анализ зависимости основных характеристик трансформаторов (коэффициентов передачи и отражения, рабочей полосы) от особенностей конструкции и размеров.

Конструкция трансформатора

Рассмотрим типичную конструкцию монолитного сосредоточенного планарного трансформатора (рис. 2). Он состоит из двух обмоток (по три витка в каждой), выполненных из серебра и расположенных в слое полиамида с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon=2,8$. Вторичная обмотка имеет средний вывод для получения половинного напряжения. Трансформатор выполнен на подложке из GaAs и имеет площадь 1 мм².

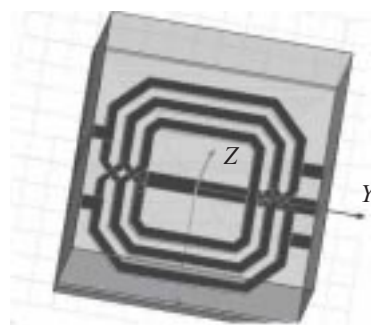


Рис. 2. Типичная структура монолитного планарного трансформатора

Физические процессы, происходящие в таком трансформаторе, удобно пояснить с помощью эквивалентной электрической схемы, предложенной Керпером в [1] (рис. 3), где

- L_1, L_2, L_3 — собственные индуктивности обмоток;
- M_{12}, M_{13} — взаимные индуктивности обмоток;
- R_2, R_3, R_4 — омические сопротивления обмоток;
- C_1, C_4 — паразитные емкостные связи между первичной и вторичной обмотками;
- C_2, C_3, C_5 — паразитные емкостные связи между обмотками и подложкой;
- R_1, R_5, R_6 — резистивные потери в подложке.

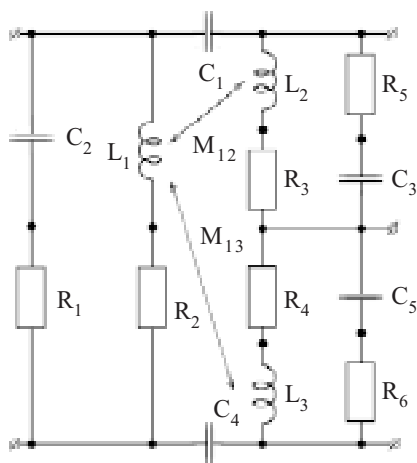


Рис. 3. Эквивалентная схема планарного трансформатора

Рассмотрим влияние этих параметров на характеристики трансформатора.

Собственные индуктивности обмоток обеспечивают магнитную связь между обмотками и, следовательно, влияют на коэффициенты передачи S_{13} , S_{14} , S_{15} , S_{25} , S_{24} и S_{23} . Величина собственной индуктивности первичной обмотки может быть определена [2] из частотных зависимостей Z-параметров следующим образом:

$$L = \frac{\text{abs}(\text{Im}\{Z_{12}\})}{2\pi f}$$

где $\text{abs}(\text{Im}\{Z_{12}\})$ — абсолютная величина мнимой части параметра Z_{12} , характеризующего сопротивление первичной обмотки;

f — частота, на которой определяется величина индуктивности.

Как следует из формулы, величина индуктивности обратно пропорциональна частоте: L уменьшается при увеличении f . Экспериментальный график зависимости индуктивности первичной обмотки рассматриваемого трансформатора от частоты (рис. 4) подтверждает сказанное выше.

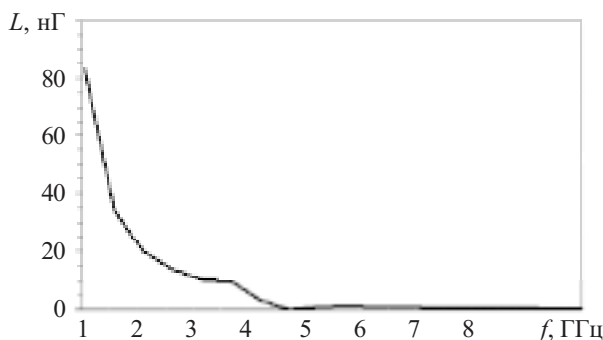


Рис. 4. Зависимость индуктивности первичной обмотки 3-виткового трансформатора от частоты

Неоднородность характеристики на частоте 4 ГГц обусловлена наличием собственного резонанса обмотки, который возникает, если индуктивность первичной обмотки образует колебательный контур с емкостями C_2 , C_3 и C_5 (рис. 3). Это паразитные емкостные связи между обмоткой и подложкой, их величины определяются по формуле

$$C = \frac{1}{L(2\pi f_0)^2},$$

где f_0 — частота собственного резонанса.

Зная величину C , можно на определенной частоте f_k устранить (или уменьшить) ее влияние путем включения компенсирующей индуктивности величиной

$$L_k = \frac{1}{C(2\pi f_k)^2} = L \left(\frac{f_0}{f_k} \right)^2.$$

Рассмотрим три структуры трансформаторов с различным количеством витков в обмотках: 4, 5 и 6, соответственно. Все они имеют октагональную форму. Обмотки трансформаторов расположены в двух металлических слоях и имеют вертикальные магнитные связи.

Преимущества данной конструкции перед октагональной однослойной заключаются в лучшей магнитной связи при меньшем значении паразитных емкостей, а также в возможности изменять значения частоты собственного резонанса путем изменения расстояния между витками по горизонтали и вертикали. Преимущество такой структуры перед тетрагональной двухслойной структурой — лучшая согласованность на поворотах обмоток, выполненных под углом 45° , а не 90° . При изменении какого-либо размера меняются электрические и магнитные связи, а следовательно, и характеристики структуры в целом. Поэтому возникает задача исследования зависимостей электрических свойств от конструкции.

Предлагается решать эту задачу с помощью программирования конструкции, т. е. введения переменных вместо числовых размеров и задания конструктивных соотношений с помощью формул. Пример такого задания приведен в таблице.

Название	Значение	Ед. изм.	Описание
w	30	мкм	Ширина микрополоски
s	10	мкм	Расстояние между витками
dX	$w/(2 \cdot \text{sqrt}(2))$	—	Вспомогательная переменная 1
$Lvia$	$2,5 \cdot (s+w)$	—	Вспомогательная переменная 2
$Hvia$	40	мкм	Высота перехода между слоями

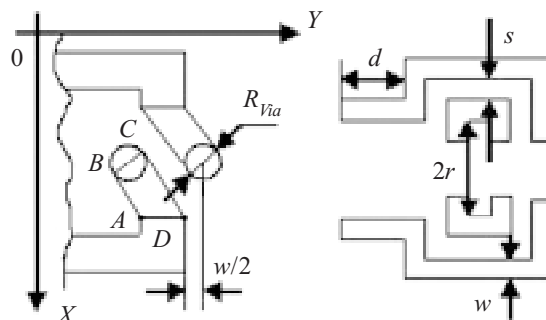


Рис. 5. Параметры конструкции трансформатора

Координаты характерных точек монолитной конструкции выражаются (рис. 5) через заданные переменные [2]. Так, координаты вершин четырехугольника ABCD соответственно имеют вид:

$(w; R_1); (w; w+R_1);$

$$\left(R_{Via} \frac{\sqrt{2}}{2}; R_1 - \frac{w}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \right); \left(R_{Via} \frac{\sqrt{2}}{2}; R_1 - \frac{w}{2} + R_{Via} \frac{\sqrt{2}}{2} \right),$$

где w — ширина витка;

r — внутренний радиус;

R_{Via} — радиус межслойного соединения.

Использование такого подхода позволяет с помощью ЭВМ легко оптимизировать размеры структуры, получив наилучшие качественные показатели.

Распределение полей в ЭМ-структуре

При проектировании ЭМ-структуры необходимо уделить внимание распределению электромагнитного поля. Это позволяет обеспечить наилучшие условия распространения волн: однородность, регулярность структуры, необходимые соотношения между размерами микрополосок и длиной волны. Пример распределения магнитного поля для моделируемого 5-виткового трансформатора приведен на рис. 6.

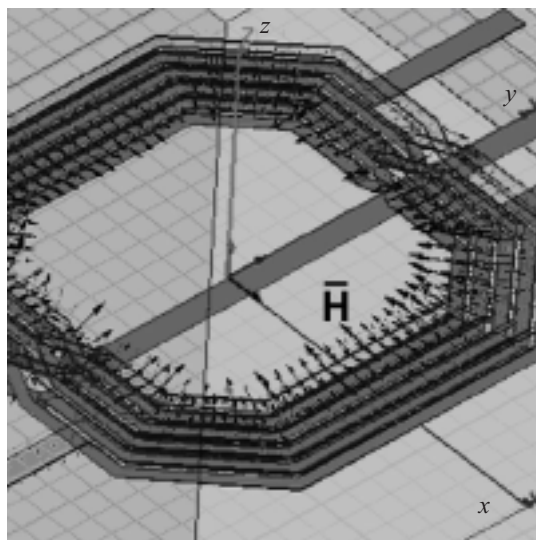


Рис. 6. Распределение магнитного поля для 5-виткового трансформатора

Векторы E и H имеют нули и полюса. Очевидно, что индуктивная связь между металлическими слоями будет максимальной в полюсах вектора H , а минимальной — в его нулевых точках. Это же справедливо и для электрического вектора E , т. е. паразитная емкостная связь будет наибольшей в полюсах, а минимальной — в нулях вектора E . (Данная информация может быть полезна как при проектировании новых конструкций трансформаторов, так и при исследовании существующих.)

Результаты моделирования трансформаторов

Был проведен сравнительный анализ трансформаторов трех типов, имеющих соответственно 4, 5 и 6 витков в первичной и вторичной обмотках (далее — Тр4, Тр5 и Тр6). При моделировании использовался программный продукт «Ansoft HFSS» [8]. Предлагаемый алгоритм исследования состоит из следующих этапов:

1. Задать переменные в конструкции.
2. Провести моделирование для исходных размеров.
3. Изменить значение переменных и провести моделирование.
4. Повторить пп. 1—4 для нескольких итераций.
5. Построить графики зависимостей интересных характеристик от конструктивных размеров.
6. Провести аппроксимацию кривых для точек, в которых счет не проводился.
7. Определить по графикам оптимум и соответствующее значение размера элемента конструкции.
8. Установить найденное значение для соответствующей переменной и провести моделирование.

Ниже приведены результаты исследования характеристик трансформаторов в зависимости от значений конструктивных размеров.

Зависимость от количества витков.

В результате моделирования были получены зависимости коэффициентов передачи трансформатора от частоты. Поскольку структура трансформатора симметричная, то графики S_{15} и S_{23} совпадают.

С увеличением числа витков рабочая полоса немного сужается и смещается влево. Так, для трансформатора с 6 витками она составляет 0,6—6,5 ГГц, а для трансформатора с 5 витками — 1,0—10,4 ГГц (по уровню –10 дБ). Очевидно, что для создания низкочастотного трансформатора необходимо увеличивать количество витков.

Но число витков трансформаторов ограничено из следующих соображений. При фиксированных размерах подложки, например 1×1 мм, увеличение количества витков может достигаться:

- уменьшением ширины микрополосок;
- уменьшением расстояния между витками;
- уменьшением внутреннего диаметра обмоток.

Первый способ ограничен, т. к. при уменьшении ширины микрополосок увеличиваются волновые сопротивления, что в конечном итоге приводит к несогласованности импедансов трансформатора и других элементов смесителя. Желательным является 50-омное сопротивление портов, что имеет место при значениях w порядка 30 мкм.

Второй способ также не находит широкого применения из-за значительного увеличения паразитных емкостных связей при сокращении расстояния между микрополосками. Так, в литературе рекомендуется использовать значения $s=w$. Допустимыми на практике могут быть также значения s порядка $w/2$.

Третий способ является наиболее интересным для рассмотрения, т. к. позволяет широко варьировать параметры трансформатора. Практика моделирования показывает, что наибольший коэффициент передачи получается при значениях внутреннего диаметра обмоток не менее $2w$.

Таким образом, можно подсчитать максимальное количество витков для данной технологии из уравнения

$$2w+2(nw+(n-1)s+d)=1000 \text{ мкм},$$

где n — количество витков;

s — расстояние между витками;

d — расстояние от последнего витка до границы подложки (рис. 5).

Результаты моделирования показывают, что d должно быть не менее $2w$. Тогда имеем:

$$2w+2nw+2(n-1)w/2+4w=1000;$$

$$w(2+2n+n-1+4)=1000;$$

$$30(5+3n)=1000;$$

$$90n=850;$$

$$n=9.$$

Таким образом, количество витков обмоток ограничено и в данном примере не должно превышать 9. Рекомендуемое количество витков для трансформаторов данного диапазона — 4—6.

Зависимости от высоты подложки, ширины микрополоски и расстояния между витками.

Проводилось моделирование данной структуры при различных значениях высоты подложки, ширины микрополоски и расстояния между витками, в результате чего были получены зависимости S -параметров от этих величин. На основании полученной информации проводилась оптимизация конструкции трансформатора.

Установлено, что рабочая полоса шире для трансформаторов с большей высотой подложки, что обусловлено увеличением частоты собственного резонанса. Как известно, частота собственного резонанса выражается формулой

$$f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{LC}),$$

где L — индуктивность ЭМ-структуры;

C — паразитная емкость (в данном случае между подложкой и металлическим слоем).

При увеличении расстояния уменьшается паразитная емкость и соответственно увеличивается f_0 , что приводит к расширению рабочей полосы частот трансформатора.

Также исследовались зависимости S -параметров от внутреннего диаметра обмоток $A=2r$. Установлено, что рабочий диапазон смещается в область более низких частот при увеличении этого размера.

Моделирование показало, что зависимость частотных характеристик S -параметров от ширины микрополоски нелинейная. Наиболее широкая рабочая полоса (0,5—7 ГГц) наблюдается при $w=10$, но при этом коэффициент отражения довольно велик: $-14 < S_{33} < -12$. Наименьший коэффициент отражения ($-15 < S_{33} < -18$) наблюдается при $w=30$, но в узкой полосе частот (0,9—2 ГГц).

Семейства зависимостей частотных характеристик S -параметров от расстояния между витками s имеют следующий характер. Рабочая полоса трансформатора расширяется при увеличении s до 10 мкм. Это связано с уменьшением величины паразитных емкостей и, соответственно, увеличением частоты собственного резонанса, что и приводит к расширению полосы.

S-параметры трансформаторов.

Из полученных результатов исследования выберем наилучшие и представим для них результаты моделирования в виде графиков зависимостей коэф-

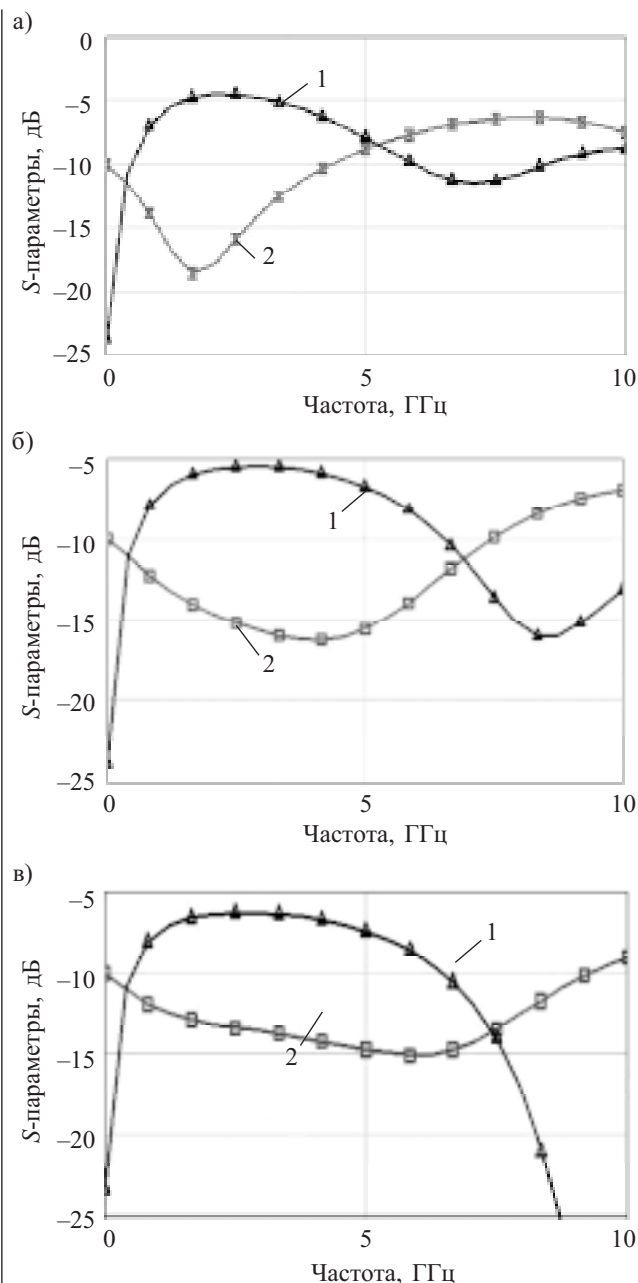


Рис. 7. S -параметры трансформаторов Тр6: а — $w=30$ мкм; б — $w=20$ мкм; в — $w=15$ мкм; 1 — коэффициенты передачи $S(1,5)$; 2 — коэффициенты отражения $S(1,1)$

фициентов передачи и коэффициентов отражения от частоты (рис. 7).

Моделирование смесителей на основе трансформаторов Тр4, Тр5 и Тр6

На основе полученных трансформаторов были построены балансные кольцевые смесители. При этом исследовались наиболее важные характеристики смесителей: потери преобразования, 1-дБ-точка компрессии, шумы, динамический диапазон, интермодуляционные искажения (IMD), изоляция портов. Результаты моделирования смесителя с помощью программного продукта "ADS" [9] приведены на рис. 8—10.

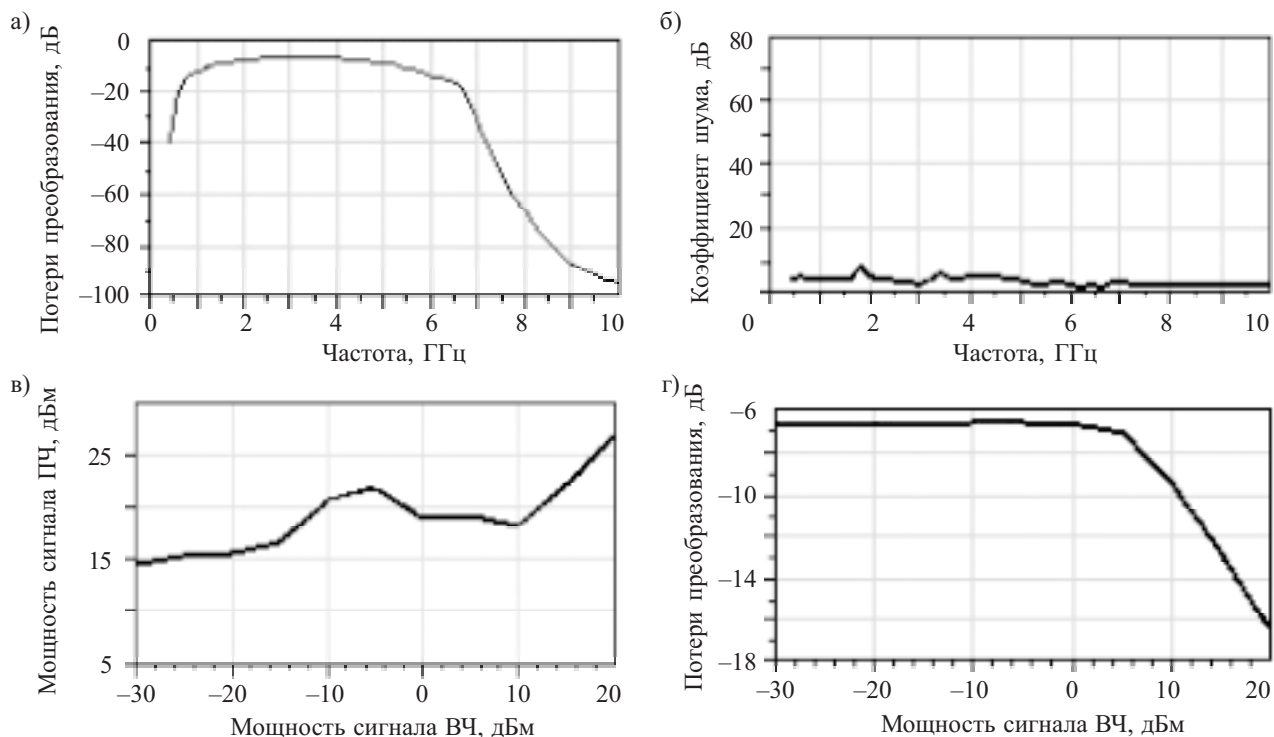


Рис. 8. Характеристики смесителя на основе трансформатора Tr5:

a — потери преобразования; *б* — коэффициент шума; *в* — интермодуляционные искажения; *г* — амплитудная характеристика

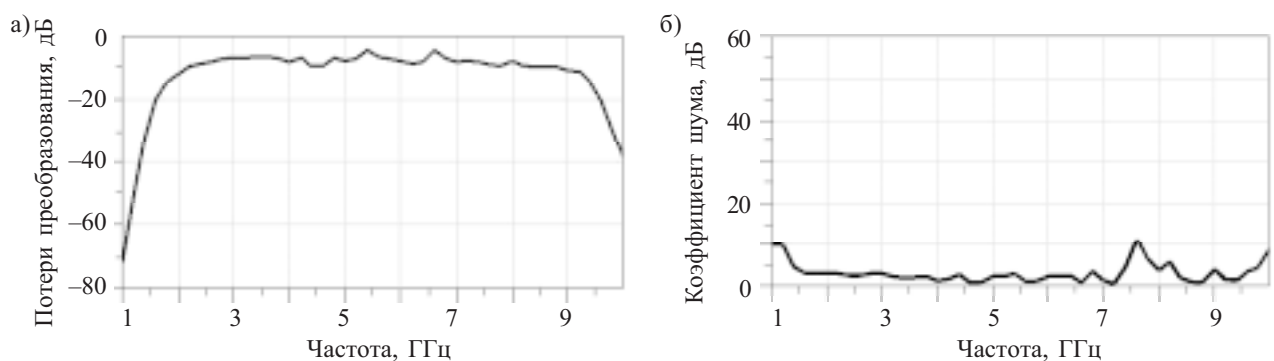


Рис. 9. Характеристики смесителя на основе трансформатора Tr4:

a — потери преобразования; *б* — коэффициент шума

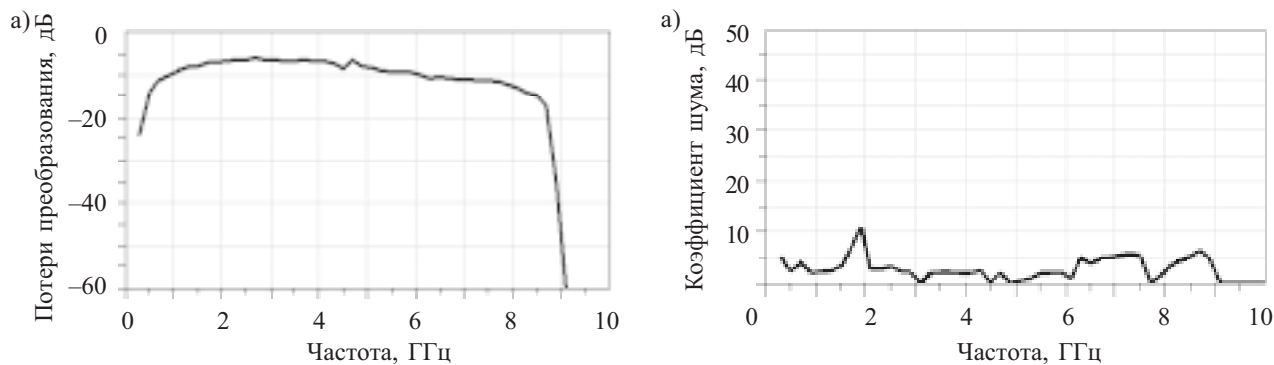


Рис. 10. Характеристики смесителя на основе трансформатора Tr6:

a — потери преобразования; *б* — коэффициент шума

Заключение

Таким образом, проведено исследование трех конструкций трансформаторов, выполненных в многослойной GaAs-технологии. Предложен метод программирования конструкции для исследования электромагнитных структур. Получены трансформаторы, обладающие широкой для данного диапазона рабочей полосой частот (1,5—5 ГГц) и имеющие коэффициенты передачи -4...-8 дБ при коэффициентах отражения -15...-20 дБ.

Приведены аналитические зависимости электрических и конструктивных параметров трансформаторов. Представлены результаты моделирования смесителей с использованием полученных трансформаторов, в которых достигнут большой коэффициент передачи при малых значениях шумов, искажений и коэффициенте отражения. При этом исследования проводились в простейших однобалансных схемах. Потери преобразования смесителей составили не более -6...-8 дБ в полосе 1,2—4 ГГц. Динамический диапазон -30...5 дБ. При использовании двухбалансных схем смесителей следует ожидать лучших результатов.

Трансформаторы могут использоваться в смесителях, усилителях мощности и других монолитных структурах.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Kehler D., Simburger W., Wohlmuth H.-D., Scholtz A. L. Modeling of monolithic lumped planar transformers up to 20 GHz // IEEE Custom Integrated Circuits Conference.— San Diego.— 2001.— P. 401—404.
2. Шелковников Б. Н., Бондарь Д. Б., Глубоков А. А. Моделирование монолитных планарных трансформаторов на подложке из GaAs / 14-я Междунар. Крымская микроволновая конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии».— Севастополь.— 2004.— С. 16—20.
3. Long J. R. Monolithic transformers for silicon RFIC design // IEEE J. of Solid State Circuits.— 2000.— Vol. 35, N 9.— P. 1368—1392.
4. Long J. R. Monolithic transformers for silicon RFIC design // IEEE J. of Solid State Circuits.— 2000.— Vol. 35, N 9.— P. 1368—1382.
5. Design and Analysis of On-Chip Symmetric Parallel-Plate Coupled-Line Balun for Silicon RF Integrated circuits. H.Y. D. Yang and J. A. Castaneda. Broadcom Corporation, El Segundo, CA 90245.
6. Cheung D. T. S., Long J. R., Hadaway R. A., Harame D. L. Monolithic transformers for silicon RF IC design / Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting.— Minneapolis.— 1998.— P. 105—108.
7. Sevick J. Understanding transformer operation in double-balanced diode mixers // Applied microwave & wireless, 2000, p. 80—81.
8. Ansoft HFSS in versions 5 and 6 and online help / Ansoft Corporation, Pittsburgh, PA 15219.
9. Agilent Advanced design system (ADS), 2002, User Manuals / Agilent technology, Palo Alto, CA 94304.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

**СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ ВЫСТАВКА
НАНО-ТЕХНОЛОГИЙ И МАТЕРИАЛОВ**

5-7 декабря 2006 года



NTMEK - 2006

Москва, Новый Арбат, 36
здание Правительства Москвы

**SPECIALIZED EXHIBITION OF
NANOTECHNOLOGY AND MATERIALS**

ТЕМАТИЧЕСКИЕ РАЗДЕЛЫ:

**ТЕХНОЛОГИИ И ОБОРУДОВАНИЕ
ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА НАНОМАТЕРИАЛОВ**

Производство пористых, порожистых пленок и нанесение покрытий;
Производство объемных наноструктурных материалов;
Технологии производства наноразмерных и их компонентов на основе наноматериалов и нанотехнологий;
Применение наноматериалов и нанотехнологий в контрольно-измерительной и испытательной аппаратуре и технике

**МОДЕЛИ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ КОМПОНЕНТЫ
НА ОСНОВЕ НАНОМАТЕРИАЛОВ**

Микроробототехника;
Датчики;
Микроавтоматика;
Волоконная оптика;
Интегральная оптика;
Плавная логика;
Микроэлектроника;
Микрооптоэлектроника и микроинтегральные;
Другие микроэлектронические компоненты;
Элементы конструкции

**НАНОМАТЕРИАЛЫ ДЛЯ
КОММУНИКАЦИОННЫХ И МАШИНОСТРОИТЕЛЬНЫХ**

Полимерные материалы;
Функциональная керамика;
Наноструктурные пленки

НАНОМАТЕРИАЛЫ И НАНОТЕХНОЛОГИИ

Физика и химия процессов нанотехнологий;
Компоненты нанотехнологий;
Классификация по типу (пористая, пленки, покрытия, объемные наноструктурные материалы);
Основные служебные характеристики наноматериалов и их преимущества;
Сферы использования наноматериалов и нанотехнологий

УСЛУГИ В ОБЛАСТИ НАНОТЕХНОЛОГИИ

Консультационные услуги;
Передача технологий;
Инновационное применение нанотехнологий;
Специальная литература в области нанотехнологий и наноматериалов

**ПРИМЕНЕНИЕ НАНОТЕХНОЛОГИИ В ОБЛАСТИ
ГРУДНОГО ВОЗРАСТА**

Диагностика;
Протезирование и биоматериалы;
Стоматология и строительная индустрия;
Топливо-энергетическое хозяйство;
Охрана окружающей среды;
Транспорт

ДИРЕКЦИЯ ВЫСТАВКИ:

ООО "Компания МКМ ПРОФ"
127140, г. Москва, ул. Б. Красносельская, д.21, стр.1
Тел./факс: (495) 502-19-38, 775-17-35, 502-19-37
E-mail: mkmprof@mail.ru www.mkmega.ru