

А.В. Мавричев, С.А. Тихонов, А.А. Артеменко, А.А. Мальцев
ННГУ им. Н.И. Лобачевского, каф. бионики и статистической радиофизики

Пассивные КМОП устройства и переключатели диапазона частот 60 ГГц

В данной статье приведены результаты разработки некоторых часто используемых пассивных устройств, а также и многоканальных переключателей, выполненных по технологии КМОП 90 нм, предназначенных для работы в миллиметровом диапазоне длин волн. Приведены результаты электромагнитного моделирования, топологии, и результаты экспериментального исследования изготовленных микросхем, содержащих экранированную микрополосковую линию передачи, планарную индуктивность, симметрирующий трансформатор, и переключатели на два и на четыре положения. Представлены наиболее важные аспекты реализации СВЧ компонент на полупроводниковой микросхеме и показано хорошее соответствие результатов моделирования и измерений. Разработанные устройства могут использоваться при проектировании приемопередатчиков миллиметрового диапазона и их отдельных функциональных блоков, а также в сканирующих антенных системах с электронным переключением направления луча.

Ключевые слова: КМОП, миллиметровый диапазон длин волн, линия передачи, планарная индуктивность, симметрирующий трансформатор, многоканальный переключатель

Системы связи и радары миллиметрового диапазона длин волн стремительно развиваются в настоящее время во многом благодаря технологическому прогрессу субмикронных кремниевых технологий, обеспечивающих низкую стоимость устройств при массовом изготовлении и высокую степень интеграции. Для проектирования приемопередающих устройств миллиметрового диапазона необходима разработка соответствующей электронной компонентной базы, включающей усилители, смесители, умножители, и другие функциональные элементы. В миллиметровом диапазоне длин волн классическое представление этих схем в виде сосредоточенных элементов не является более справедливым. Поэтому актуальной задачей является разработка различных распределенных пассивных устройств и компонент, таких как линии передачи, спирали индуктивности, трансформаторы, и т.п., реализуемых на полупроводниковых технологиях. Такие устройства используются для передачи сигнала от одного узла микросхемы к другому, в согласующих схемах активных элементов, и др.. Наряду с указанными пассивными компонентами в настоящей работе рассматривается и разработка многоканальных переключателей миллиметрового диапазона длин волн, которые необходимы в системах связи с временным разделением приема и передачи сигнала, в различных радарных установках, а также в антенных системах, осуществляющих электронное сканирование луча.

Спроектированные в рамках настоящей работы микросхемы, выполнены по технологическому процессу КМОП 90 нм на фабрике TSMC (Тайвань). В соответствии с этой технологией, микросхемы содержат 9 слоев металла над активной областью, разделенных слоями диэлектрика с различной диэлектрической проницаемостью. Верхние

слои металлов значительно толще нижних и имеют низкое сопротивление, что позволяет успешно использовать их для создания ВЧ и СВЧ пассивных компонент [1].

Одним из важных аспектов при разработке распределенных пассивных устройств по КМОП технологии являются значительные временные затраты на проведение электромагнитного моделирования, обусловленные сложностью структуры подложки, содержащей большое число слоев диэлектрика и металла. Для ускорения вычислений при моделировании в рамках данной работы структура слоев была заменена на более простую, эквивалентную, без существенной потери в точности моделирования. На примере экранированной микрополосковой линии передачи (ЭМЛП) показаны полная структура слоев (рис. 1а) и упрощенная (рис. 1б), полученная путем объединения некоторых уровней.

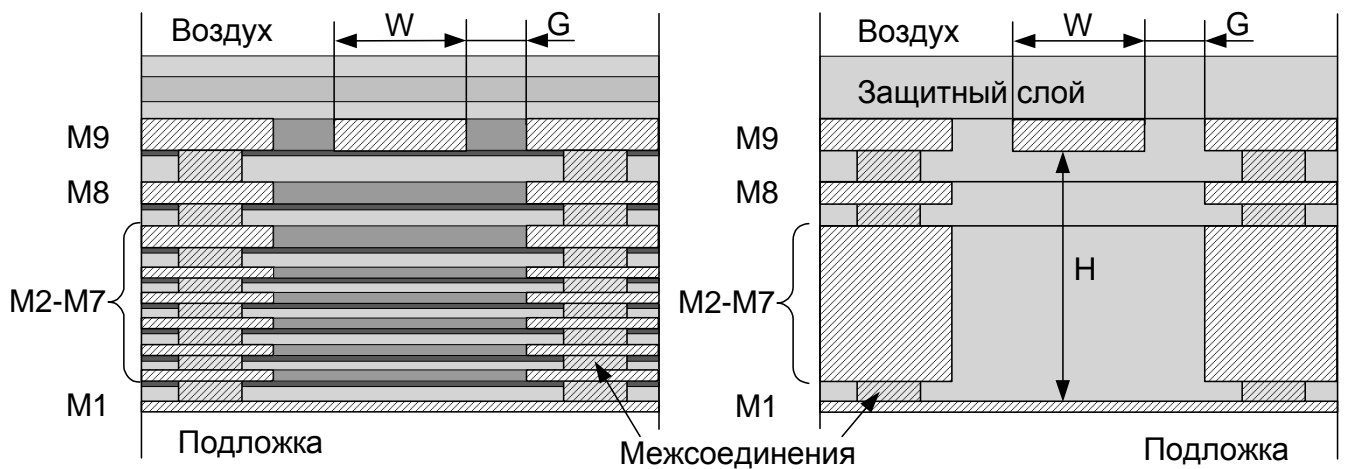


Рисунок 1. ЭМЛП линия передачи. Полная (а) и упрощенная (б) структуры слоев

По сторонам центрального проводника располагается боковая металлизация, а на первом нижнем уровне находится экранирующий (земляной) слой металлизации. Такой тип линии передачи был выбран, поскольку ее структура позволяет защитить сигнальный проводник от влияния сигналов соседних линий передачи и элементов схемы, а также от помеховых сигналов, распространяющихся по подложке микросхемы [2]. Упрощенная структура слоев использовалась также при моделировании планарной индуктивности и симметрирующего трансформатора. Измерение характеристик изготовленных элементов проводилось с использованием векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVA67 и зондовой станции Cascade Microtech EPS150MMW. Для того, чтобы исключить из измерений влияние контактных площадок (портов), использовался калибровочный набор, также изготовленный на микросхеме и состоящий из площадок, замкнутых друг на друга, разделенных разрывом и соединенных через линию определенной длины (схема калибровки – TRL от англ. thru, reflect, line).

Параметры разработанной линии передачи и ее характеристики, измеренные на частоте 60 ГГц, представлены в таблице 1.

На рис. 2 показаны результаты моделирования и измеренный коэффициент прохождения линии, имеющей длину 650 мкм. Разработанная линия может применяться

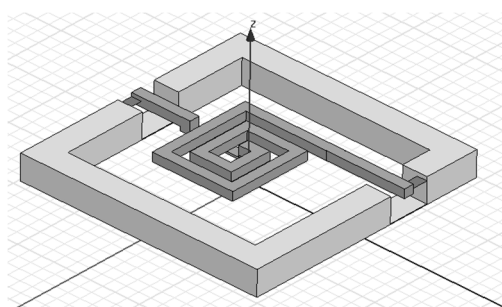
для эффективного соединения различных узлов на микросхеме, а также для построения согласующих схем активных элементов.

Таблица 1

Параметры линии	Значение
Постоянная затухания (α), дБ/мм	0.9
Фазовая постоянная (β), рад/мм	2.49
Длина отрезка линии $\lambda/4$, мкм	630
Ширина центрального проводника (W), мкм	8
Расстояние до боковой металлизации (G), мкм	10
Расстояние до 1-го уровня, мкм	6
Характеристический импеданс, Ом	50

Рисунок 2

Однако согласующие схемы на линиях передачи не всегда эффективны, так как занимают значительную площадь на микросхеме. Уменьшить размер схем можно, например, используя вместо линий передачи планарные катушки индуктивности или симметрирующие трансформаторы в случае схем, работающих с дифференциальными сигналами [3]. Индуктивность, представленная в данной работе и показанная на рис. 3а, выполнена в виде закрученного в прямоугольную спираль диаметром 40 мкм проводника шириной 4 мкм, находящегося на 9-ом уровне металлизации [4]. На рис. 3б показаны результаты электромагнитного моделирования планарной индуктивности в сравнении с результатами измерений. Значение индуктивности на частоте 60 ГГц составляет 177 пГн, при этом добротность равна 8, а паразитная емкость 9 фФ.



(а)

(б)

Рисунок 3. Планарная индуктивность (а) и ее коэффициент прохождения (б)

Симметрирующий трансформатор, спроектированный в рамках настоящей работы, основан на принципе взаимной индукции и показан на рис. 4а. Это устройство эффективно преобразовывает несимметричный сигнал в дифференциальный или наоборот.

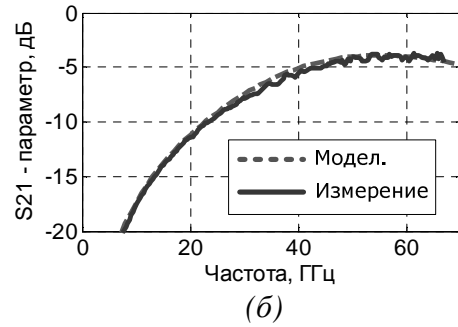
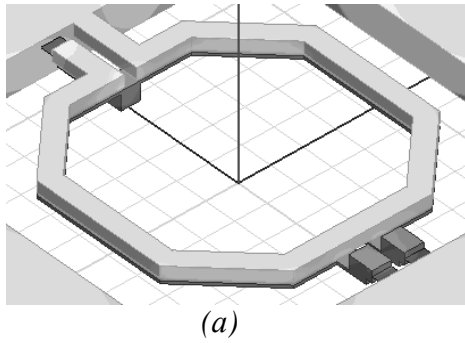


Рисунок 4. Симметрирующий трансформатор (а) и коэффициент прохождения на один из его дифференциальных выходов (б)

Диаметр индуктивных колец разработанного трансформатора составил 80 мкм, а сами кольца первичной и вторичной обмоток шириной 6 мкм выполнены на 9-м и 8-м уровнях соответственно. По результатам моделирования, подтвержденным результатами измерений (рис. 4б), потери преобразования на частоте 60 ГГц с учетом деления мощности между двумя выходами (3 дБ) составляют около 1 дБ.

Спроектированные модели пассивных распределенных элементов могут использоваться при разработке более сложных устройств. В данной работе модель рассмотренного выше отрезка линии передачи применялась при разработке многоканальных переключателей. Схемы спроектированных двухканального и четырехканального переключателей, представленные на рис. 5а и рис. 5б соответственно, содержат четвертьволновые отрезки и короткозамкнутые шунтирующие отрезки линий передачи определенной длины.

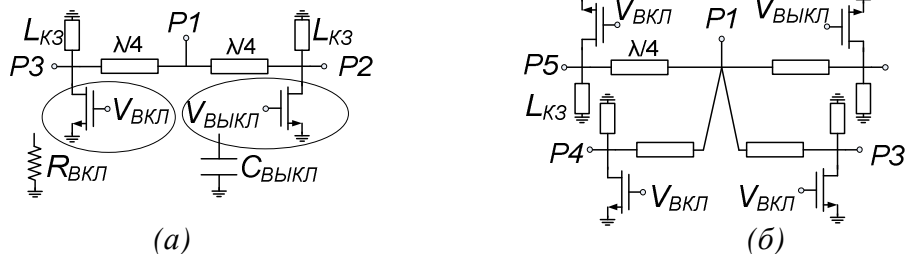


Рисунок 5. Схемы двухканального (а) и четырехканального (б) переключателей

Принцип работы переключателей основан на изменении проводимости канала транзистора под воздействием управляющего напряжения, подаваемого на затвор. При высоком управляющем напряжении, то есть во включенном режиме, транзистор может быть представлен малым сопротивлением $R_{ВКЛ}$, а при низком, то есть в выключенном состоянии – небольшой емкостью $C_{ВЫКЛ}$. Шунтирующий отрезок линии $L_{к3}$ образует с емкостью $C_{ВЫКЛ}$ колебательный контур, имеющий большой импеданс на землю, и обеспечивающий прохождение сигнала с малыми потерями на выход схемы в широкой полосе около 60 ГГц. Более подробная информация о теории разработанных переключателей и их топологиях приведена в работах [5, 6].

Емкость конденсатора при моделировании варьировалась путем изменения ширины затвора транзистора, а значение индуктивности - изменением длины эквивалентного отрезка линии передачи. На рис. 6а показаны значения коэффициента прохождения ($S_{21\text{вкл}}$) и изоляции ($S_{31\text{выкл}}$) переключателей для разных значений ширины затвора транзисторов. При этом для каждого значения ширины затвора можно найти наиболее эффективное значение длины шунтирующего отрезка линии передачи.

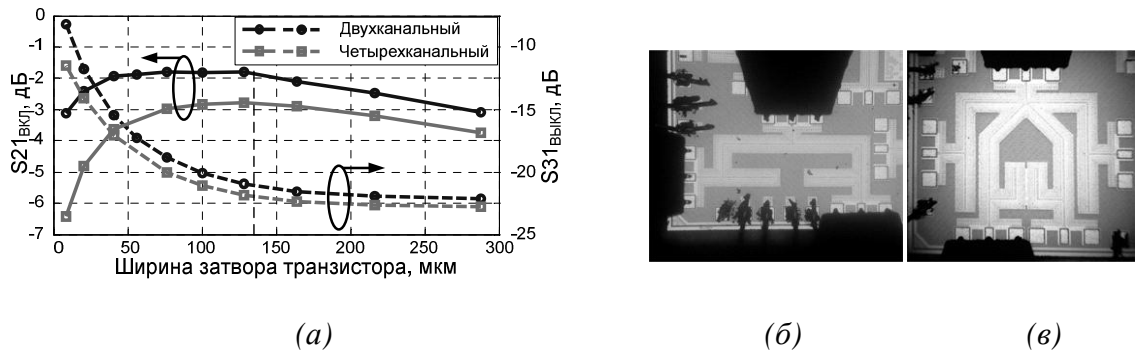


Рисунок 6. Зависимости коэффициента прохождения и изоляции переключателей от ширины затвора (а). Фотографии двухканального (б) и четырехканального (в) переключателей

Из рис. 6 видно, что оптимальные значения коэффициента прохождения и изоляции для двух рассматриваемых переключателей достигаются при ширине затвора транзисторов 135 мкм. Длина шунтирующего отрезка линии передачи при этом составляет 310 мкм. Фотографии изготовленных микросхем двухканального и четырехканального переключателей показаны на рис. 6б и рис. 6в соответственно.

На рис. 7 представлены результаты моделирования и измеренные S-параметры разработанных и изготовленных переключателей. Потери в открытом канале для двухканального переключателя составляют 1.8 дБ и 2 дБ по результатам моделирования и измерений соответственно, а для четырехканального - 2.8 дБ (моделирование) и 3.2 дБ (эксперимент). Изоляция в закрытом канале составляет 23 дБ и 25 дБ для двухканального и четырехканального переключателей, соответственно.

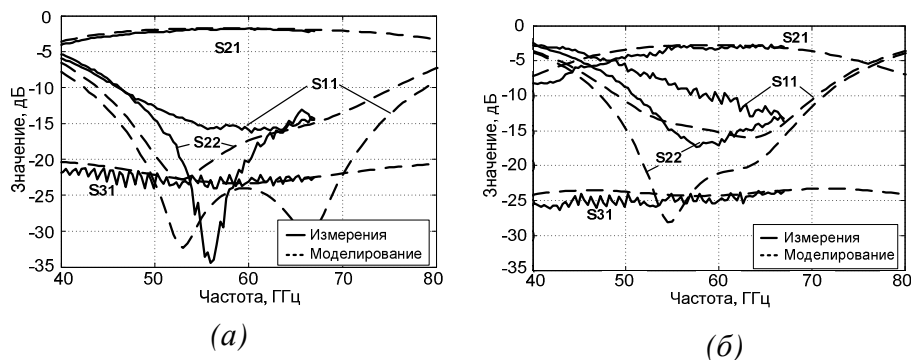


Рисунок 7. S-параметры двухканального (а) и четырехканального (б) переключателей

Из рис. 7 видно, что результаты измерений потерь в открытом канале и изоляции закрытого канала хорошо согласуются с результатами моделирования для каждого переключателя. Расхождение в результатах измерения и моделирования входного и

выходного коэффициентов отражения могут быть объяснены неточностью в определении электрической длины линии передачи при моделировании.

По результатам проделанной работы можно сделать вывод о хорошем соответствии характеристик разработанных КМОП пассивных компонент, рассчитанных с применением методов электромагнитного моделирования, и полученных при экспериментальных исследованиях. Как следствие, эти компоненты могут эффективно использоваться при проектировании более сложных блоков приемопередатчиков миллиметрового диапазона длин волн или сканирующих антенн с электронным переключением направления луча.

Библиографический список

- [1]. Leite B., "Design and modeling of mm-wave integrated transformers in CMOS and BiCMOS technologies," PhD thesis: University of Bordeaux, France, 2011.
- [2]. Vecchi F., "Design and Modelling Techniques for bulk CMOS mm-Wave Wideband Front-Ends," PhD thesis: University of Pavia, Italy, 2009.
- [3]. Felic G.; Skafidas E., "An Integrated Transformer Balun for 60 GHz Silicon RF IC Design," ISSSE, 2007, pp. 541-542.
- [4]. Yao T.; Gordon M.Q.; Tang K.K.W.; Yau K.H.K.; Ming-Ta Y.; Schvan P.; Voinigescu S.P., "Algorithmic Design of CMOS LNAs and PAs for 60-GHz Radio," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 42, no. 5, pp. 1044-1057, May 2007.
- [5]. Rebeiz G.M.; Usuncol M., "A Low-Loss 50-70 GHz SPDT Switch in 90 nm CMOS," IEEE JSSC, 2010, vol. 45, no. 10, pp. 2003-2007.
- [6]. Мавричев А.В., Тихонов С.А., Артеменко А.А., Мальцев А.А., "Разработка широкополосных многоканальных переключателей по технологии КМОП 90 нм для систем радиосвязи миллиметрового диапазона длин волн," Доклады II Всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». Санкт-Петербург. 3-6 июня 2013 г., 5 стр.