

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

## **Разработка широкополосных многоканальных переключателей по технологии КМОП 90 нм для систем радиосвязи миллиметрового диапазона длин волн**

*В статье представлены результаты разработки двухканального и четырехканального переключателей миллиметрового диапазона длин волн, спроектированных по технологии КМОП 90 нм. По результатам моделирования потери в открытом канале на частоте 60 ГГц составили 2.5 дБ и 3.4 дБ для двухканального и четырехканального переключателей соответственно, изоляция закрытого канала переключателей была более 20 дБ. Ширина полосы пропускания по уровню коэффициента отражения -10 дБ составила более 20 ГГц.*

**Ключевые слова:** КМОП технология, миллиметровый диапазон длин волн, многоканальный переключатель

В настоящее время в связи с бурным развитием систем беспроводных коммуникаций и с ростом трафика в системах связи активно осваивается миллиметровый диапазон длин волн. Этому способствует развитие субмикронных технологических процессов кремниевых технологий, обеспечивающих высокую степень интеграции и дешевизну при массовом изготовлении устройств. Для проектирования приемопередающих устройств систем радиосвязи необходима разработка соответствующей элементной базы. Одним из основных элементов СВЧ приемопередатчика является переключатель, широко используемый в системах связи с временным разделением приема и передачи сигналов, а также в различных радарных установках и в антенных системах, осуществляющих электронное сканирование луча. Разработке многоканального высокочастотного переключателя, выполненного по технологии КМОП 90 нм, и посвящена данная работа.

Основываясь на анализе имеющихся результатов исследований в данной области [1, 2], в настоящей работе были приняты следующие требования к проектируемым переключателям. Потери в открытом канале не должны превышать 3 дБ для двухканального переключателя и 4 дБ для четырехканального при значении изоляции закрытых каналов  $> 20$  дБ и коэффициенте отражения  $< -10$  дБ.

В общем случае СВЧ переключатели могут быть выполнены на основе различных активных полупроводниковых элементов. Одними из наиболее распространенных являются переключатели на основе полевых транзисторов, преимущество которых является малое энергопотребление. Известно, что канал полевого транзистора в закрытом состоянии может быть представлен в виде эквивалентного конденсатора небольшой емкости  $C_3$ , а в открытом – в виде параллельного соединения этого конденсатора и эквивалентного резистора малого номинала  $R_o$ . При этом, чем меньше емкость сток-исток транзистора  $C_3$  и сопротивление канала открытого транзистора  $R_o$ , тем более эффективно транзистор обеспечивает изолирование и пропускание сигнала соответственно. Параметры  $R_o$  и  $C_3$  зависят в общем случае от длины и ширины канала транзистора - чем короче и шире канал, тем меньше  $R_o$ , но больше  $C_3$  и наоборот. Поэтому при разработке переключателей требуется найти такие параметры канала транзистора, которые обеспечивают компромисс между уровнями потерь

и изоляции. При этом следует иметь в виду, что наименьшая возможная длина канала транзистора указывается как проектная норма технологии.

Чтобы обеспечить работу переключателя в диапазоне частот 60 ГГц, была выбрана технология с проектными нормами 90 нм поскольку в этом случае граничная частота работы транзисторов превышает 100 ГГц. Разработка переключателей велась в САПР Cadence Virtuoso с использованием технологической библиотеки элементов интегральных схем фабрики TSMC (Taiwan Semiconductor Manufacturing Company), которая является крупнейшим контрактным производителем КМОП микросхем.

Определить эффективность многоканальных переключателей наиболее просто можно с помощью предварительной оценки характеристик входящих в них одноканальных переключателей (иначе называемых ключами). Такие простейшие ключевые схемы, построенные на основе транзистора, включенного либо последовательно, либо параллельно в цепи входа-выхода, были исследованы на первом этапе разработки.

По результатам моделирования ключей на основе моделей транзисторов выбранной технологической библиотеки получено, что коэффициент прохождения ключа, представляющего из себя последовательно включенный транзистор, в лучшем случае составляет 3 дБ при изоляции в 14 дБ. При использовании ключа на шунтирующем транзисторе изоляция составила 20 дБ, а коэффициент прохождения -3.8 дБ. Одной из причин таких неудовлетворительных характеристик является емкость  $C_z$ , которая на высокой частоте определяет низкую изоляцию последовательно включенного транзистора и большие потери ключа при шунтирующем включении транзистора. Для ее компенсации в схему ключа параллельно транзистору была добавлена индуктивность  $L_{комп}$ , образующая вместе с  $C_z$  параллельный колебательный контур, импеданс которого на резонансной частоте имеет большое значение. При этом в случае использования последовательно-включенного транзистора удалось увеличить изоляцию до 20 дБ при меньших потерях, но ширина полосы, где характеристики удовлетворяют требованиям, составила менее 1 ГГц. В случае параллельно включенных транзисторов удалось сократить потери до 1 дБ с сохранением требуемой изоляции в достаточно широкой полосе (20 ГГц).

На основании полученных результатов в качестве основы многоканальных переключателей был выбран ключ, состоящий из параллельно включенного транзистора и шунтирующей индуктивности (см. Рис. 1 (а)). Входной импеданс такого ключа в закрытом состоянии мал, поэтому для обеспечения согласования по входу многоканальных переключателей, созданных на его основе, необходимо трансформировать малый импеданс в большой, что можно осуществить с помощью четверть волновых отрезков линии передачи [2] (см. Рис. 1 (б, в)). Однако более детальное схемотехническое моделирование показало, что согласование по входу для многоканальных переключателей достигается, когда фазовая длина согласующих отрезков не равна  $\pi/2$ , а несколько меньше. Это обусловлено небольшим фазовым сдвигом, вносимым закрытыми каналами переключателей.

Как видно из Рис. 1 (б, в) в качестве компенсирующих индуктивных элементов также были использованы линии передачи  $L_{кз}$ , что обусловлено отсутствием точной модели планарной спиральной индуктивности для миллиметрового диапазона длин волн и относительной простотой расчета таких линий передачи [3].

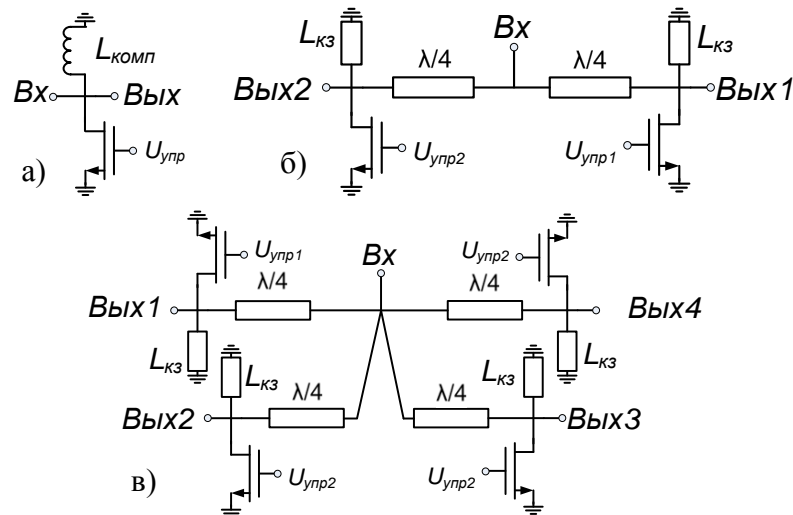


Рис. 1. Ключ (а), двухканальный переключатель (б) и четырехканальный переключатель (в)

Отметим, что при практической разработке СВЧ микросхем необходимо учитывать особенности технологии, на которой они будут изготовлены. Одной из таких важных особенностей является структура уровней диэлектриков и металлов. Так микросхемы, изготовленные по технологии TSMC КМОП 90 нм, имеют 9 слоев металла, ниже которых находится кремниевая подложка, в верхней части которой выполняются легированные области для реализации транзисторов. Слои металлизации, разделены диэлектриком, но могут соединяться между собой и с выводами транзисторов с помощью переходных соединений. Самый верхний слой металла обладает наибольшей толщиной, и используется обычно для создания токоведущих линий малого сопротивления, а также спиралей индуктивности и линий передачи. Одним из эффектов, который необходимо принять во внимание, является паразитное влияние переходных соединений, с помощью которых в реальных микросхемах вывод транзистора соединяется с сигнальным проводником. Моделирование таких соединений, показало, что их можно представить в виде паразитного индуктивного элемента номиналом около 10 пГн.

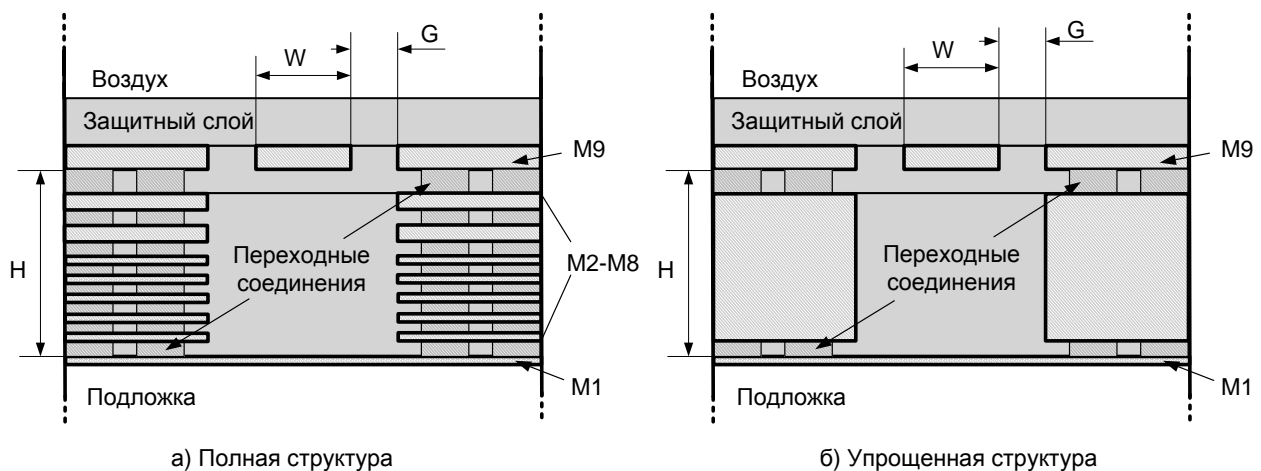


Рис. 2 Структура уровней разработанной ЭМЛП (а) и ее упрощенная модель (б)

В рамках настоящей работы с помощью электромагнитного моделирования было проведено исследование различных типов линий передачи, которые могут быть выполнены по TSMC КМОП технологии. В результате, для использования в схемах переключателей была выбрана экранированная микрополосковая линия передачи (ЭМЛП), имеющая структуру, показанную на Рис. 2 (а).

Большое количество слоев ЭМЛП обуславливает значительные временные затраты при проведении моделирования. Поэтому для ускорения вычислений в рамках настоящей работы такая структура была заменена на упрощенную модель, где проводники, находящиеся на уровнях между нижним и верхним, представлены одним общим проводником (Рис. 2 (б)). Моделирование этих структур показало, что характеристики упрощенной модели линии близки к характеристикам полной модели, поэтому в дальнейшем для разработки переключателей использовалась упрощенная структура линии. Исследование зависимости характеристик ЭМЛП линии от ширины сигнального проводника и ширины зазора по

Ширина затвора транзистора (135 мкм), использованного в схемах переключателей была выбрана так, чтобы минимизировать коэффициент прохождения открытого канала, обеспечивая при этом требуемый уровень изоляции закрытого канала. Эквивалентная емкость, соответствующая такой ширине, составляет 62 фФ, а индуктивность, компенсирующая  $C_3$ , на частоте 60 ГГц равна 113 пГн. Однако необходимо учесть влияние переходных соединений, представленных индуктивным элементом (10 пГн), включенным последовательно с транзистором. Из анализа получившегося колебательного контура следует, что индуктивность  $L_{комп}$  должна быть выбрана равной 103 пГн. Длина короткозамкнутого отрезка ЭМЛП, соответствующая этой индуктивности была рассчитана с помощью моделирования на основе методики, описанной в [4], и составила 316 мкм.

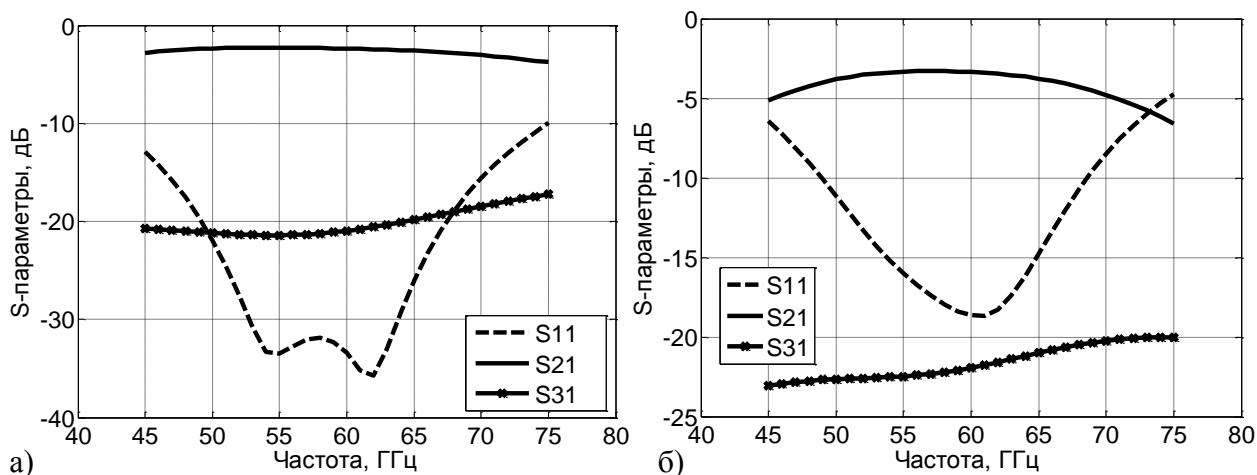


Рис. 3. S-параметры двухканального переключателя (а), четырехканального переключателя (б)

Длина согласующего отрезка ЭМЛП по результатам моделирования составила 610 мкм с учетом сдвига фаз, вносимого закрытыми каналами. Было проведено электромагнитное моделирование структуры, представляющей из себя Т - образное соединение линий: согласующей, короткозамкнутой и линии, необходимой для вывода сигнала, имеющей длину

100 мкм. Полученные параметры были использованы при создании схем переключателя, куда они вошли в виде шестиполосника, к третьему порту которого присоединялся элемент индуктивности, заменяющий переходные соединения, и транзистор последовательно с ней. Итоговые результаты моделирования, полученные в САПР Cadence Spectre RF, двухканального и четырехканального переключателей показаны на Рис. 3 (а) и 3 (б) соответственно.

Коэффициент прохождения на частоте 60 ГГц для двухканального переключателя составил -2.5 дБ, а для четырехканального -3.4 дБ. Ширина полосы по уровню -10 дБ в первом случае превышает 30 ГГц, а в случае четырех каналов равна 20 ГГц, изоляция переключателей не ниже 20 дБ во всей полосе. Топологии разработанных переключателей представлены на Рис. 4.

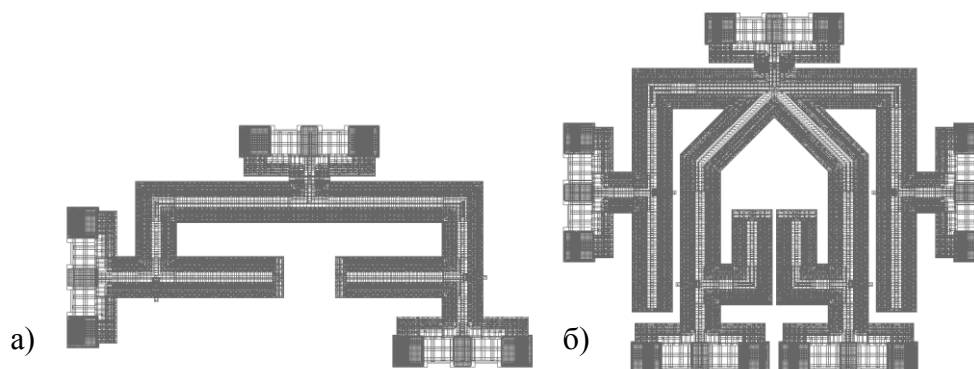


Рис. 4. Топологии двухканального переключателя (а), четырехканального переключателя (б)

В ходе данной работы были спроектированы схемы двухканального и четырехканального переключателей по технологии КМОП 90 нм, использующих шунтирующие отрезки линий передачи, проведено электромагнитное моделирование линий передачи, входящих в состав переключателей, получены основные характеристики разрабатываемых устройств, а также создана топология микросхемы, включающая калибровочный набор, необходимый для проведения точных измерений переключателей. Проект разработанной микросхемы был отправлен для изготовления на фабрику TSMC.

#### Библиографический список

1. Rebeiz G.M. A Low-Loss 50-70 GHz SPDT Switch in 90 nm CMOS / G.M. Rebeiz, M. Uzunkol // – IEEE Journal of Solid-State Circuits. - 2010. – Vol. 45. - №10. – pp. 2003-2007. 2010.
2. Rebeiz G.M. Low-Loss 0.13-um CMOS 50-70 GHz SPDT and SP4T Switches / G.M. Rebeiz, Y.A. Atesal, B. Cetenoneri // - IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. – 2009. – pp. 43-46.
3. Vecchi F. Design and Modeling Techniques for bulk CMOS mm-Wave Wideband Front-Ends / Vecchi F, Arcioni P, Svelto F, Castello // - PhD thesis: University of Pavia/ - Italy. – 2009.
4. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / В. Фуско, А.А Вольман, А.Д. Муравцов, В.И. Вольман // М. Радио и связь. – 1990. – С.232.