

# Широкополосные многоканальные переключатели диапазона 60 ГГц, выполненные по технологии КМОП 90 нм

А.В. Мавричев, С.А. Тихонов, А.А. Артеменко, А.А. Мальцев

Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского,  
[anatoliy.mavrichev@wcc.unn.ru](mailto:anatoliy.mavrichev@wcc.unn.ru)

**Аннотация** — В статье представлены результаты разработки двух- и четырехканального СВЧ переключателей, выполненных по технологии КМОП 90 нм, и предназначенных для приложений радиосвязи миллиметрового диапазона длин волн. Разработка и моделирование переключателей проведено в среде Cadence IC. По результатам измерений изготовленных на фабрике TSMC (Тайвань) переключателей потери в открытом канале на частоте 60 ГГц составляют 2 дБ и 3.2 дБ для двухканального и четырехканального переключателей, соответственно, а изоляция закрытого канала превышает 22 дБ для каждого переключателя. Переключатели предназначены для работы в широком диапазоне частот от 50 до 70 ГГц.

**Ключевые слова** — КМОП, миллиметровый диапазон длин волн, экранированная копланарная линия передачи, СВЧ переключатель.

## I. ВВЕДЕНИЕ

Реализация радиочастотных систем, работающих в миллиметровом диапазоне длин волн, по технологии КМОП стала возможной в сравнительно недавнее время. Это обусловлено развитием микроэлектронных технологий, в частности, постоянным уменьшением длины затвора МОП транзистора в субмикронную область и, как следствие, увеличением граничной частоты. К настоящему времени такие радиочастотные системы уже широко используются в различных приложениях высокоскоростной беспроводной передачи данных и радаров: системах локальных беспроводных сетей Wi-Fi нового поколения (диапазон 57-64 ГГц), системах радиорелейной связи (диапазоны в области 60 ГГц и 70-80 ГГц), автомобильных радаров для предотвращения столкновений (диапазон около 78 ГГц) и других. Технология КМОП является привлекательной для массового производства приемопередатчиков, так как обеспечивает дешевизну производства и низкое энергопотребление устройств, работающих в миллиметровом диапазоне длин волн.

Одним из элементов типичного приемопередатчика систем радиосвязи с временным дуплексированием приема и передачи является двухканальный переключатель. Его назначением является переключение общей антенны с приемника на

передатчик и наоборот в соответствии с некоторыми временными интервалами. Как следствие, крайне важно, чтобы потери, вносимые переключателем, были минимальны при высоком уровне изоляции закрытого канала (обычно не менее 20 дБ). Переключатели с большим ( $> 2$ ) числом каналов находят применение, например, при реализации сканирующих антенн с переключаемым положением луча, а также радаров или систем миллиметрового зрения (радиовидения) для последовательного анализа сигнала, принимаемого антенной с различных направлений.

Целью данной работы является создание двухканального и четырехканального переключателей, выполненных по технологии КМОП 90 нм, и работающих в широкой полосе частот миллиметрового диапазона длин волн.

При разработке рассматриваемых переключателей были проанализированы различные подходы, описанные в литературе, применяемые для создания переключателей СВЧ диапазона. В частности, существуют подходы на основе включения транзистора в каналы переключателя. Транзистор в рамках таких подходов может включаться как последовательно, так и параллельно каналу переключателя. Однако на высоких частотах наличие паразитных элементов (небольшого сопротивления в открытом состоянии транзистора и емкости — в закрытом) не позволяет обеспечить приемлемые характеристики по потерям и изоляции. Некоторое улучшение характеристик достигается при использовании как последовательных, так и шунтирующих транзисторов в каждом канале [1, 2]. Более совершенным подходом является использование техники бегущей волны [3], при которой ряд небольших транзисторов включаются шунтирующим образом в линию передачи через некоторые интервалы. При закрытии всех транзисторов, они добавляют некоторую распределенную емкость к линии передачи, что можно заранее учесть при проектировании для достижения нужного импеданса (обычно 50 Ом) получившейся распределенной структуры. При использовании техники бегущей волны удается достигать высокого значения изоляции закрытого канала и небольших потерь в очень широкой полосе частот, но площадь, занимаемая

переключателем на микросхеме, становится значительной [3].

Поэтому для разработки был выбран подход, заключающийся в компенсации емкости закрытого шунтирующего транзистора параллельным отрезком короткозамкнутой линии передачи [4]. Достоинствами выбранного подхода являются невысокий уровень потерь в открытом канале, широкая полоса пропускания полезного сигнала, а также простота архитектуры. Отметим, что в [4] рассмотренный подход был применен для разработки только двухканальных переключателей, тогда как настоящая статья расширяет его применение и на случай четырехканального переключателя.

Статья организована следующим образом. В разделе 2 описывается принцип работы переключателя, основанного на МОП транзисторах, и приведены схемы разработанных переключателей. Также представлены результаты разработки экранированной копланарной линии передачи и результаты оптимизации параметров переключателей. Кроме того, в разделе 2 приведены топологии разработанных блоков. В разделе 3 описана измерительная установка и представлены результаты моделирования и измерения характеристик изготовленных переключателей, а также проводится сравнение параметров разработанных переключателей с аналогами, известными из литературы.

## II. РАЗРАБОТКА ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ

### A. Схема

Для разработки была выбрана архитектура переключателя, основанная на МОП транзисторе с индуцированным каналом n-типа, подключенного в качестве шунтирующего элемента на каждый выходной порт [4]. Параллельно транзистору включен отрезок короткозамкнутой линии передачи для компенсации паразитной емкости закрытого канала транзистора. Схемы спроектированных двухканального и четырехканального переключателей представлены на рис. 1а и рис. 1б, соответственно.

Для разработки и моделирования характеристик переключателей использовались модели транзисторов фабрики TSMC, отвечающие технологическим нормам 90 нм. Моделирование проводилось с использованием САПР Cadence IC (схемотехническое моделирование и создание топологии) и CST Microwave Studio (электромагнитный анализ линий передач).

Использование транзистора в качестве переключающего элемента обусловлено возможностью изменять проводимость канала в зависимости от управляющего напряжения на затворе. Если управляющее напряжение  $V_{УПР} = V_{ВЫКЛ} = 0$  В, то канал транзистора закрыт, то есть может быть представлен в СВЧ диапазоне как конденсатор некоторой небольшой емкости  $C_{ВЫКЛ}$  (рис. 1а). При напряжении на затворе  $V_{УПР} = V_{ВКЛ} = 1.2$  В транзистор

находится в режиме насыщения и может быть представлен как резистор номинала  $R_{ВКЛ}$ .

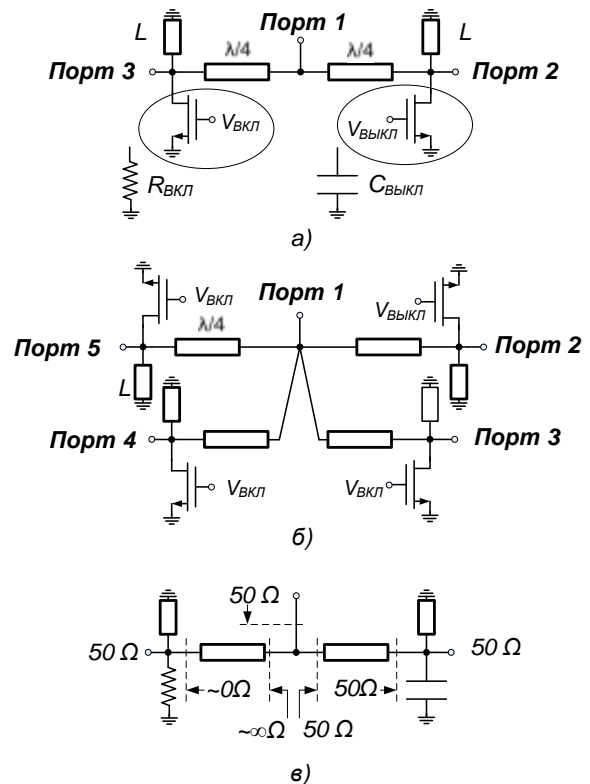


Рис. 1. а) Схема двухканального переключателя, б) схема четырехканального переключателя, в) иллюстрация трансформации импеданса с помощью линии длиной  $\lambda/4$

Таким образом, в закрытом состоянии транзистор обеспечивает прохождение сигнала на выходной канал переключателя, тогда как при открытом состоянии транзистора канал переключателя будет изолирован (заземление через малое сопротивление  $R_{ВКЛ}$ ). Однако наличие емкости  $C_{ВЫКЛ}$  транзистора в выключенном состоянии приводит к достаточно большой утечке сигнала, особенно при работе в миллиметровом диапазоне частот. Из-за этого увеличиваются потери в открытом выходном канале переключателя.

Для того, чтобы улучшить характеристики переключателя в СВЧ диапазоне, параллельно каждому транзистору был включен короткозамкнутый отрезок линии передачи. В рассматриваемом диапазоне частот такой отрезок можно представить как эквивалентную индуктивность. В результате при закрытом состоянии транзистора образуется LC-цепь из конденсатора  $C_{ВЫКЛ}$  и отрезка линии передачи. Параметры этой цепи подбирались при разработке таким образом, чтобы на частоте 60 ГГц импеданс получившегося резонансного контура был максимально большим. Емкость конденсатора варьировалась путем изменения ширины затвора транзистора, а значение индуктивности - изменением длины отрезка линии передачи.

Согласование входного порта, имеющего импеданс 50 Ом, при небольшом сопротивлении транзистора в открытом состоянии  $R_{ВКЛ}$  обеспечивается с помощью четвертьволновых отрезков линии передачи (рис. 1в). Такие отрезки линии передачи трансформируют малый импеданс открытого транзистора в большой импеданс в точке разьединения выходных каналов, что обеспечивает необходимый уровень согласования переключателя по входу.

### В. Линия передачи (ЛП)

При разработке микросхемы, работающей в миллиметровом диапазоне длин волн, важной задачей является создание точной модели линии передачи. В данной работе при проектировании переключателей использовалась экранированная копланарная линия передачи, параметры которой были получены в результате электромагнитного моделирования в САПР CST Microwave Studio.

Конфигурация слоев микросхемы определяется фабрикой изготовителем. Используемая в данной работе микросхема фабрики TSMC, выполненная по технологии 90 нм, состоит из 9-ти слоев металлизации, которые разделены диэлектрическими слоями, имеющими несколько различные значения диэлектрической постоянной. Верхний слой металлизации (M9) имеет самую большую толщину и минимальное удельное сопротивление, поэтому именно на нем реализован сигнальный проводник линии передачи (рис. 2а). На нижнем уровне металлизации (M1) располагается экранирующий слой, обеспечивающий экранирование линии передачи от кремниевой подложки, что необходимо для уменьшения потерь. Экранирующий слой соединен через все 9 слоев металлизации с боковыми областями металла, образующими копланарную линию на 9-ом уровне [5]. Общая высота от подложки до верхнего слоя (H) составляет около 6 мкм. Характеристический импеданс линии 50 Ом и минимальная постоянная затухания могут быть обеспечены изменением ширины центрального проводника (W) и выбором расстояния от центрального проводника до боковой металлизации (G).

Проведение в CST Microwave Studio электромагнитного моделирования линии передачи, включающей в себя все слои металла и диэлектрика, требует значительных вычислительных затрат из-за сложности модели. Поэтому для уменьшения времени расчета использовалась упрощенная структура линии передачи, показанная на рис. 2б. Металлизированные слои M2-M8 и уровни диэлектрика между ними в этой структуре объединены в отдельные блоки с усредненными параметрами. Сравнение результатов моделирования полной и упрощенной структур линии передачи показало, что характеристики различаются лишь незначительно. В результате моделирования упрощенной структуры были определены параметры ( $W = 8$  мкм и  $G = 10$  мкм), при которых линия имеет заданный характеристический импеданс в 50 Ом, при этом постоянная затухания составляет 0.9 дБ/мм.

Длина четвертьволнового отрезка линии по результатам моделирования равна 630 мкм.

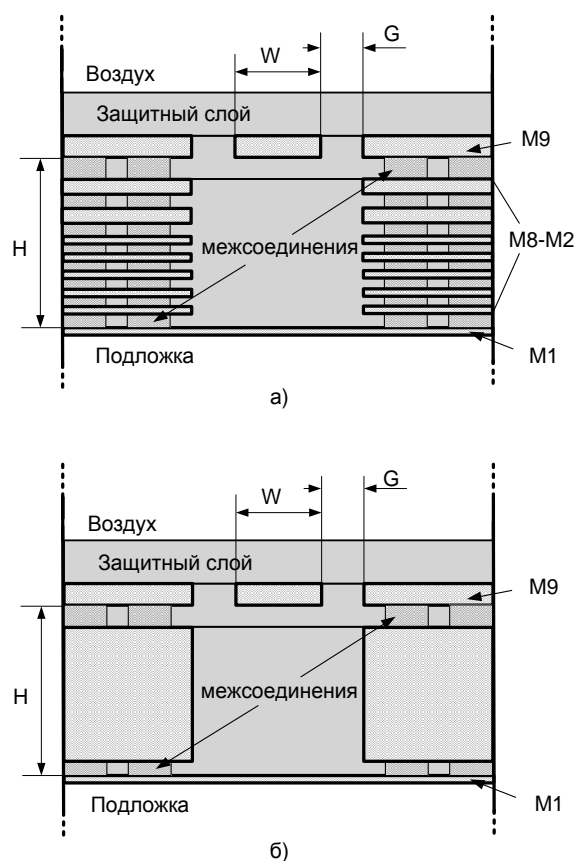


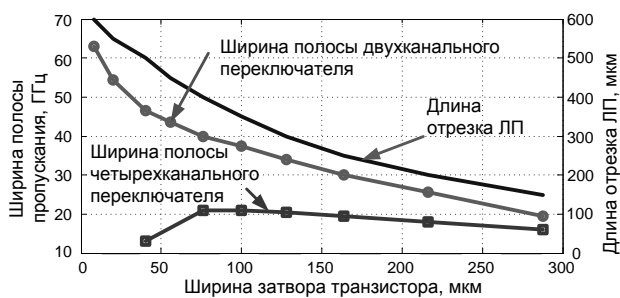
Рис. 2. а) Структура линии передачи, реализованная на микросхеме, б) упрощенная структура линии передачи

### С. Оптимизация параметров

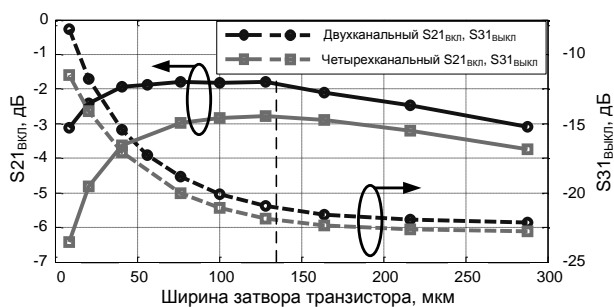
Основными характеристиками переключателей являются потери в открытом канале и изоляция закрытого канала. В процессе разработки были поставлены цели по достижению минимального значения потерь в открытом канале при изоляции 20 дБ или более в закрытом канале. Такой уровень изоляции является приемлемым для большинства приложений миллиметрового диапазона. Для достижения заданных характеристик была проведена оптимизация параметров схем переключателей.

На первом шаге оптимизации были определены длины отрезков линии передачи при различных ширинах затвора транзистора (т.е. при различных значениях  $C_{ВЫКЛ}$ ), для которых LC-цепь, образованная конденсатором  $C_{ВЫКЛ}$  и отрезком линии передачи, имеет резонанс на частоте 60 ГГц. Результаты показаны на рис. 3. После этого было проведено моделирование всей схемы переключателя при различных ширинах затвора транзистора. При этом для каждой ширины затвора использовался отрезок линии передачи, длина которого была определена на первом шаге. В результате были проанализированы ширина полосы пропускания (рис. 3) и значения

коэффициентов прохождения  $S_{21}$  и  $S_{31}$  на частоте 60 ГГц для двухканального и четырехканального переключателей (рис. 4, в каждом



**Рис. 3. Оптимальная длина компенсирующего отрезка линии передачи и ширина полосы пропускания переключателей в зависимости от ширины затвора транзистора**



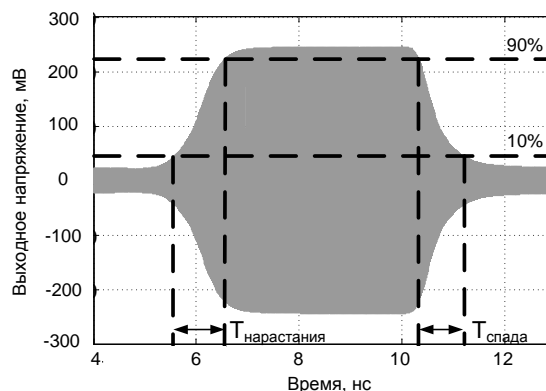
**Рис. 4. Потери в открытом канале и изоляция закрытого канала переключателей в зависимости от ширины затвора транзистора**

случае входной порт обозначен как 1, открытый порт — 2, остальные порты закрыты).

По представленным результатам было определено, что оптимальная ширина затвора транзистора для двухканального и четырехканального переключателей составляет 135 мкм. Такая ширина обеспечивается за счет встречно-штыревой структуры транзисторов, которые содержат 30 «пальцев», шириной 4.5 мкм каждый. Из рис. 3 видно, что транзистору такого размера соответствует длина компенсирующего отрезка линии передачи в 310 мкм или около  $\lambda/8$ . Полученная в результате моделирования ширина полосы по уровню согласования -10 дБ составляет 32 ГГц и 20 ГГц при потерях на частоте 60 ГГц в 1.8 дБ и 2.8 дБ для двухканального и четырехканального переключателей, соответственно.

Точка компрессии на 1 дБ, полученная в результате дополнительного исследования, составила 13 дБм. Это ограничение максимального уровня выходной мощности определяется пороговым напряжением транзистора. Для повышения линейности блока можно использовать отрицательное напряжение смещения транзистора ( $V_{\text{выкл}} < 0$ ) или увеличить напряжение  $V_{\text{вкл}}$ .

Время переключения было определено как время нарастания или время спада между уровнями, соответствующими 10% и 90% от разницы амплитуд выходного напряжения, соответствующих открытому и закрытому состояниям канала переключателя. На рис. 5 показана осциллограмма напряжения выходного

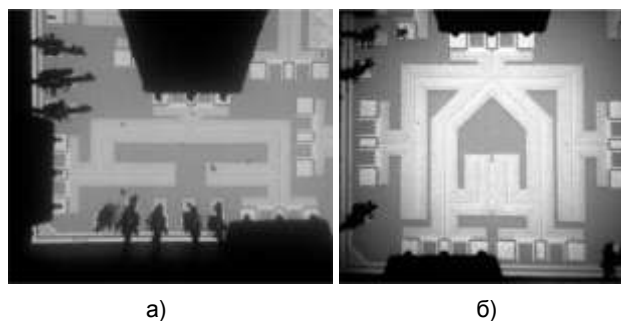


**Рис. 5. Осциллограмма выходного сигнала**

сигнала в процессе открытия и закрытия канала переключателя. По результатам моделирования времена включения и выключения канала равны 1 нс и 0.9 нс, соответственно.

#### D. Топология

Разработка топологии проводилась в среде Cadence Virtuoso XL. Фотографии изготовленных переключателей представлены на рис. 6. Площадь, занимаемая двухканальным переключателем без контактных площадок, составляет  $1 \times 0.3 \text{ мм}^2$ , а площадь четырехканального переключателя  $0.8 \times 0.8 \text{ мм}^2$ . При разработке топологии особое внимание уделялось выполнению требований, предъявляемых фабрикой изготовителем и касающихся максимальной и минимальной плотности металлизации различных уровней микросхемы, а также максимальному и минимальному расстоянию между полигонами металла на микросхеме.



**Рис. 6. а) Двухканальный переключатель, б) четырехканальный переключатель**

### III. ИЗМЕРЕНИЯ

Изготовленная микросхема была установлена с помощью эпоксидного клея на тестовую печатную плату. Контактные площадки для подключения

управляющего напряжения микросхем были соединены с тестовой платой с помощью проволочного соединения. Измерение характеристик разработанных переключателей проводилось с использованием векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVA67 и зондовой станции Cascade Microtech EPS150MMW. Общий вид экспериментальной установки показан на рис. 7.



Рис. 7. Измерительная установка

Для того, чтобы исключить из измерений влияние контактных площадок (портов), использовался калибровочный набор TRL (от англ. thru, reflect, line), изготовленный на микросхеме вместе с переключателями и состоящий из площадок, замкнутых друг на друга, разделенных разрывом и соединенных через линию определенной длины. Разработанная микросхема с переключателями, установленная на тестовую печатную плату, при проведении измерений показана на рис. 8.

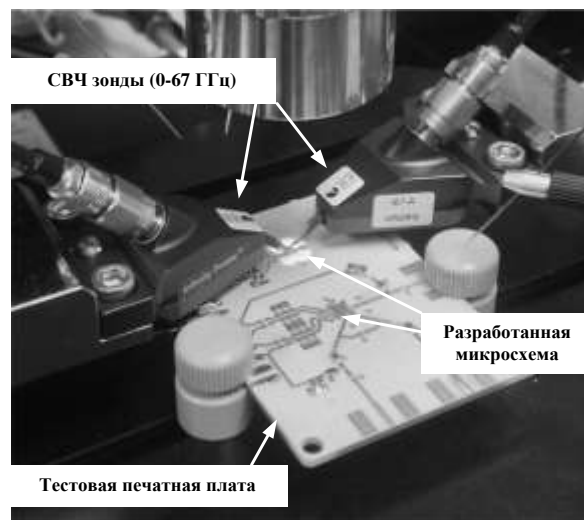


Рис. 8. Разработанная микросхема на тестовой печатной плате в измерительной установке

На рис. 9 показаны результаты моделирования и измеренные S-параметры переключателей. Потери в открытом канале ( $S_{21}$ ) 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). По результатам измерений изоляция в закрытом канале ( $S_{31}$ ) составляет 23 дБ и 25 дБ для двухканального и четырехканального переключателей, соответственно.

Из рис. 9 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 ( $S_{11}$ ) и выходного ( $S_{22}$ ) коэффициентов отражения могут быть объяснены неточностью в определении электрической длины линии передачи при моделировании.

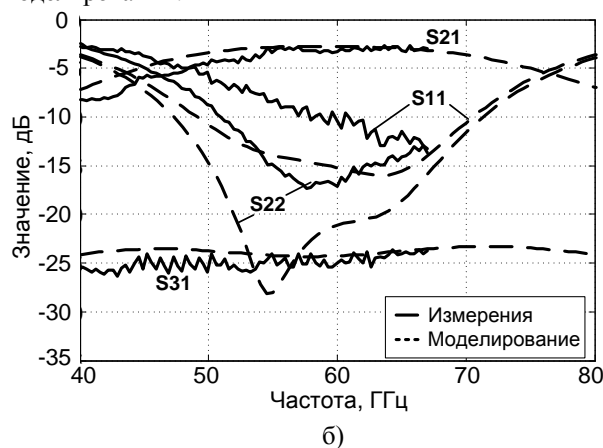
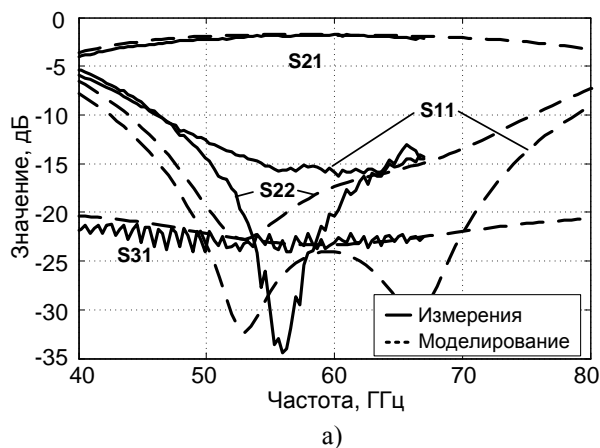


Рис. 9. Результаты моделирования и измерений: а) двухканального переключателя, б) четырехканального переключателя

Характеристики двухканального и четырехканального переключателей

Параметры	Данная работа		[4]	[1]	[6]	[2]**	[3]
	2 канала	4 канала	2 канала	4 канала	4 канала	4 канала	4 канала
Тип переключателя	2 канала	4 канала	2 канала	4 канала	4 канала	4 канала	4 канала
Технология	90 нм КМОП	90 нм КМОП	90 нм КМОП	130 нм КМОП	130 нм КМОП	65 нм КМОП	GaAs НЕМТ
Частота (ГГц)	50-70	50-70	50-70	DC-70	57-63	57-66	70-102
Ширина полосы по уровню 0.5 дБ (ГГц)	50-67	57-68	50-67		50-68	-	-
Потери в открытом канале (дБ)	2	3.2	1.5	3.5@70 ГГц	4.5	3.4	3.9-5.5
Изоляция закрытого канала (дБ)	>22	>23	>25	>25	>31	>25	>30
Согласование по входу (дБ)	<-12	<-6	<-8	<-12	<-12	<-8	<-7
Занимаемая площадь (мм <sup>2</sup> )*	1x0.3	0.8x0.8	0.55x0.5	0.23x0.24	1.4x0.4	0.27x0.26	2x1

\* без учета контактных площадок  
\*\* результаты моделирования

Обобщенные результаты измерений и сравнение с аналогичными переключателями, рассмотренными в литературе, приведены в табл. 1. Видно, что разработанные блоки двухканального и четырехканального переключателей имеют небольшие потери в открытом канале по сравнению с аналогами, выполненными как на аналогичных КМОП технологиях, так и на технологии GaAs. Достаточно большая площадь, занимаемая переключателями на микросхеме, обуславливается использованием линий передачи для согласования и компенсации паразитной емкости транзистора. Однако эта площадь, тем не менее, значительно меньше площади переключателя, выполненного по технологии GaAs на основе техники бегущей волны [3].

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье представлены результаты проектирования блоков двухканального и четырехканального переключателей, приведены описания топологий блоков, созданных с использованием технологической библиотеки элементов фабрики TSMC (Тайвань), и результаты моделирования и экспериментального исследования характеристик блоков. Результаты моделирования достаточно хорошо согласуются с результатами измерения. Подтвержденные измерениями характеристики блоков не уступают зарубежным аналогам. Так, в полосе 50-70 ГГц потери составляют

2 дБ и 3.2 дБ для двухканального и четырехканального переключателей, соответственно, при изоляции закрытых каналов более 22 дБ. В дальнейшем планируется использование разработанных блоков переключателей при создании приемопередатчиков миллиметрового диапазона длин волн.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Cetnoney B., Atesal Y.A., Rebeiz G.M. A Miniature DC-70 GHz SP4T Switch in 0.13- $\mu$ m CMOS // MTT. 2009. P. 1093-1096.
- [2] He J., Xiong Y.-Z., Zhang Y.P. 60-GHz SP4T Switch with ESD Protection // ISIC. 2011. P. 188-191.
- [3] Chao S.F., Tsai Z.M., Lin K.Y., Wang H. Compact W-band SPQT MMIC Switch Using Traveling Wave Concept // GAAS. 2005. P. 357-360.
- [4] Rebeiz G.M., Usuncol M. A Low-Loss 50-70 GHz SPDT Switch in 90 nm CMOS // IEEE JSSC. 2010. № 10. P. 2003-2007.
- [5] 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 // Электроника и микроэлектроника СВЧ. Тр. конференции. 2013. С. 5.
- [6] Park K., Choi W., Kim Y., Kim K., Know Y. A V-Band Switched Beam-Forming Network Using Absorptive SP4T Switch Integrated with 4x4 Butler Matrix in 0.13  $\mu$ m CMOS // IEEE MTT-S. 2010. P. 73-36.