

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ПЕТРА ВЕЛИКОГО»

На правах рукописи



Березняк Анатолий Федорович

**СИНТЕЗ И РЕАЛИЗАЦИЯ  
ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ СВЧ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ  
С КОНТРОЛИРУЕМЫМ УРОВНЕМ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ  
ДЕЦИМЕТРОВОГО И САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН**

Специальность 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

**ДИССЕРТАЦИЯ**

на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук,  
профессор Коротков А.С.

Санкт-Петербург 2020

## Оглавление

Введение .....	5
1 Обзор физических принципов работы, технологии изготовления, схемотехники и применений твердотельных СВЧ переключателей на полевых транзисторах.....	10
1.1 Основные сведения теории СВЧ переключателей .....	10
1.1.1 Определение и назначение .....	10
1.1.2 Параметры СВЧ переключателей .....	10
1.2 Типы твердотельных СВЧ переключателей.....	15
1.2.1 Классификация по типу переключающего элемента .....	15
1.2.2 Полевой транзистор как переключающий элемент .....	15
1.3 Технологии изготовления твердотельных СВЧ переключателей.....	17
1.3.1 Основные тенденции развития полупроводниковой промышленности.....	17
1.3.2 Классификация переключателей по технологии изготовления.....	18
1.3.3 Классические технологии изготовления СВЧ переключателей на ПТ .....	19
1.3.4 Классификация технологий изготовления гетеропереходных ПТШ .....	21
1.3.5 Технология изготовления ПТШ на основе гетероперехода AlGaAs/GaAs .....	21
1.3.6 p-HEMT .....	22
1.3.7 m-HEMT .....	23
1.3.8 Технология GaN-HEMT .....	24
1.3.9 Технологии «полупроводник-на-изоляторе» .....	26
1.4 Схемотехника твердотельных СВЧ переключателей .....	27
1.4.1 Классификация переключателей по физическому принципу работы .....	27
1.4.2 Структурные схемы SPST переключателей отражательного типа .....	28
1.4.3 Схемы SPST переключателей на полевых транзисторах .....	30
1.4.4 Принцип построения схем SPDT и nPmT переключателей .....	33
1.4.5 Схемы SPDT переключателей на полевых транзисторах .....	34
1.4.6 Схемы управления переключателями на полевых транзисторах .....	37
1.4.7 Схемы СВЧ переключателей аттенуаторного типа .....	38
1.5 Применение твердотельных СВЧ переключателей .....	39
1.5.1 Области применения твердотельных СВЧ переключателей .....	39
1.5.2 Особенности применения переключателей в системах связи и радиолокации .....	40
1.5.3 Перспективы применения твердотельных СВЧ переключателей .....	42
1.6. Цель и задачи работы .....	44

2	Разработка методики синтеза МИС СВЧ переключателя на полевых транзисторах группы АЗВ5 .....	47
2.1	Классификация методов синтеза .....	47
2.1.1	Основные положения .....	47
2.1.2	Структурный синтез .....	47
2.1.3	Параметрический синтез .....	48
2.1.4	Конструкционный синтез (синтез топологии) .....	49
2.2	Классификация моделей электронных компонентов .....	50
2.2.1	Физические модели.....	50
2.2.2	Компактные модели .....	50
2.2.3	Функциональные модели .....	52
2.3	Разработка и идентификация линейной компактной модели ПТ для синтеза МИС СВЧ переключателя на полупроводниках группы АЗВ5 .....	52
2.3.1	Обоснование необходимости создания новой компактной модели ПТ .....	52
2.3.2	Основные положения .....	54
2.3.3	Параметры линейной компактной модели ПТ .....	55
2.4	Синтез СВЧ переключателей .....	57
2.4.1	Основные положения теории СВЧ переключателей .....	57
2.4.2	Предлагаемая методика синтеза СВЧ переключателей .....	59
2.5	Пример решения задачи синтеза .....	66
2.6	Выводы .....	70
3	Методика оценки нелинейных параметров МИС СВЧ переключателя на основе полевых транзисторов группы АЗВ5 .....	72
3.1	Выбор параметров для оценки нелинейных искажений синтезированного СВЧ переключателя .....	72
3.1.1	Понятие квазилинейности .....	73
3.1.2	Количественная характеристика квазилинейности .....	74
3.2	Квазилинейная компактная модель ПТ как 4-полюсника для МИС СВЧ переключателя.....	76
3.2.1	Основные предположения при формировании квазилинейной компактной модели ПТ .....	76
3.2.2	Квазилинейные компактные модели ПТ в виде 4-полюсников .....	78
3.2.3	Идентификация квазилинейных компактных моделей ПТ как 4-полюсников ....	81
3.3	Обобщенная компактная модель ПТ для синтеза МИС СВЧ переключателя .....	87
3.4	Выводы.....	88

4 Синтез и реализация монолитных интегральных схем СВЧ переключателей на основе полупроводников группы АЗВ5 .....	90
4.1 Синтез и реализация МИС СВЧ переключателя на базе технологии DrHEMT05 АО «Светлана-Рост» .....	90
4.1.1 Постановка задачи .....	90
4.1.2 Разработка технологического монитора и методик измерения электрофизических параметров PDK .....	90
4.1.3 Определение параметров линейной компактной модели ПТ для технологии DrHEMT05 АО «Светлана-Рост» .....	92
4.1.4 Синтез СВЧ МИС SPDT-переключателя .....	92
4.1.5 Конструкционный синтез и реализация СВЧ МИС SPDT-переключателя .....	93
4.2 Синтез и реализация МИС СВЧ переключателя на базе технологии WIN_PD2500 с многозатворными транзисторами фирмы WIN Semiconductors .....	97
4.2.1 Постановка задачи .....	97
4.2.2 Определение параметров линейной компактной модели ПТ для технологии WIN_PD2500 WIN Semiconductors Corp .....	97
4.2.3 Синтез СВЧ МИС SPDT-переключателя .....	97
4.2.4 Конструкционный синтез и реализация СВЧ МИС SPDT-переключателя .....	98
4.2.5 Измерение S-параметров МИС СВЧ переключателя .....	99
4.2.6 Измерение точки компрессии на 1дБ МИС СВЧ переключателя .....	101
4.2.7 Оценка и измерение ПРЗ МИС СВЧ переключателя .....	102
4.3 Выводы .....	107
Заключение.....	108
Приложение 1.....	110
Приложение 2.....	113
Список литературы .....	117

## **Введение**

### **Актуальность темы исследования**

СВЧ переключатели входят в состав аппаратуры систем связи, радиолокации, навигации, управления. В настоящее время в дециметровом/сантиметровом диапазонах длин волн достигнуты следующие параметры СВЧ переключателей: на частоте 6–10 ГГц вносимые потери равны 0,65 дБ (1,2 дБ), развязка достигает 30 дБ, мощность компрессии на 1 дБ составляет около 25–34 дБм. Дальнейшее развитие СВЧ переключателей происходит по трем направлениям: повышение рабочих частот до десятков гигагерц и более, освоение новых технологий, интеграция СВЧ переключателей в состав более сложных СВЧ монолитных интегральных схем (СВЧ МИС).

В обзорной статье, изданной специалистами фирмы Tower Semiconductor<sup>1</sup> в марте 2020 года и посвященной инновациям в кремниевых приемопередающих модулях 5-го поколения [1.102], более трети объема статьи выделено для отображения состояния дел, связанных с СВЧ переключателями. В статье подчеркивается, что большую часть площади СВЧ МИС на кристалле приемопередающего модуля (ППМ) занимают СВЧ переключатели; утверждается, что значительную часть составляющих интермодуляционных искажений создают СВЧ переключатели; признается, что динамический диапазон пары арсенид галлиевый СВЧ переключатель/малошумящий усилитель шире динамического диапазона аналогичной пары, выполненной по технологии кремний на изоляторе. Авторы признают, что передающая часть ППМ, изготовленная на полупроводниках группы материалов АЗВ5 (GaAs и GaN), останется недостижимой по плотности излучаемой мощности для технологии кремний на изоляторе.

Ежегодно в мире продается около двух миллиардов смартфонов 4-го поколения [1.103]. Предполагается, что продажи смартфонов 5-го поколения будут еще выше. Даже при таких огромных объемах производства себестоимость СВЧ части смартфона 4-го поколения составляет от 12 до 15 долларов. Предвидится, что себестоимость СВЧ части смартфона 5-го поколения будет составлять от 18 до 20 долларов [1.103]. Очевидно, что потребность в приемопередающих модулях радиолокационных систем значительно меньше потребности в смартфонах (что увеличивает себестоимость производства), но требования к динамическому диапазону и передаваемой мощности существенно выше. Разрешить данное противоречие позволяют технологии на основе полупроводников группы АЗВ5. Таким образом, проблема проектирования и изготовления входной/выходной части

---

<sup>1</sup> Фирма Tower Semiconductor является лидером в производстве СВЧ МИС по технологии кремний на изоляторе.

(т.е. антенного переключателя) СВЧ МИС приемопередающих модулей дециметрового и сантиметрового диапазона длин волн остается актуальной и в настоящее время.

Существующие методы синтеза (проектирования) СВЧ переключателей основываются на представлении переключающих элементов в виде дискретных компонентов с различными паразитными (индуктивными/емкостными) связями. Методы синтеза монолитных интегральных схем переключателей, основывающиеся на представлении переключающих элементов в виде интегральных компонентов с задаваемыми после решения задачи параметрического синтеза топологическим размерами элементов на кристалле, не развиты или отсутствуют, в том числе, для МИС СВЧ переключателей на основе полупроводников группы АЗВ5.

### **Цель работы**

Целью диссертации является разработка метода синтеза и практическая реализация интегральных схем твердотельных СВЧ переключателей с контролируемым уровнем нелинейных искажений для использования в приемопередающих модулях дециметрового и сантиметрового диапазона длин волн.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- 1) Разработать методику синтеза СВЧ переключателя на основе полупроводников группы АЗВ5.
- 2) Разработать обобщенную (линейную и нелинейную) модель полевого транзистора, предназначенную для решения задачи синтеза СВЧ переключателей.
- 3) Разработать методику оценки нелинейных параметров МИС СВЧ переключателя по нелинейным свойствам полевых транзисторов группы АЗВ5.
- 4) Синтезировать и изготовить интегральные схемы СВЧ переключателей на основе полупроводников группы АЗВ5.
- 5) Провести экспериментальные исследования, сравнить теоретические и измеренные характеристики реализованных СВЧ переключателей на основе полупроводников группы АЗВ5.

### **Научная новизна результатов диссертационной работы**

- 1) Предложено рассматривать СВЧ переключатель как эквивалентную схему параметрического (переключаемого) частотного фильтра, что позволяет использовать методы синтеза частотных фильтров для синтеза СВЧ переключателей.
- 2) Предложено характеризовать реактивные элементы модели полевого транзистора, предназначенной для решения задачи синтеза СВЧ переключателей, с

помощью удельных величин индуктивности сток-исток открытого транзистора и емкости сток-исток закрытого транзистора, что позволяет рассчитать транзистор по результатам решения задачи синтеза по величинам индуктивности или емкости фильтра-прототипа.

3) Предложено проводить синтез СВЧ переключателя с использованием теории синтеза частотно-избирательных устройств по общему ФНЧ-прототипу для двух режимов функционирования «включено»/«выключено» СВЧ переключателя.

4) Предложено использовать для синтеза прототипа СВЧ переключателя аппроксимирующую функцию Баттерворта, нормированную не по частоте среза, а по максимальной рабочей частоте СВЧ переключателя при допустимой неравномерности АЧХ в полосе пропускания прототипа, равной минимальной развязке СВЧ переключателя.

5) Предложено ввести новые удельные нелинейные параметры полевых транзисторов, не зависящие от ширины затвора транзистора, которые используются для оценки точки пересечения интермодуляционных составляющих 3-го порядка синтезируемого СВЧ переключателя.

#### **Теоретическая значимость результатов диссертационной работы**

1) Разработана обобщенная компактная модель полевого транзистора для синтеза МИС СВЧ переключателя, позволяющая оценивать требуемую развязку, вносимые потери и интермодуляционные искажения в процессе синтеза СВЧ переключателя, осуществляя параметрическую оптимизацию.

2) Разработана методика синтеза МИС СВЧ переключателя для достижения максимальной развязки при приемлемых вносимых потерях, КСВН и мощности компрессии на 1 дБ.

3) Разработана методика синтеза МИС СВЧ переключателя для достижения минимальных вносимых потерь при приемлемой развязке, КСВН и мощности компрессии на 1 дБ.

4) Разработана процедура оценки интермодуляционных искажений МИС СВЧ переключателя как этапа синтеза СВЧ переключателя.

#### **Практическая значимость результатов диссертационной работы**

1) Произведена идентификация параметров обобщенной компактной модели полевого транзистора основе PDK фирм изготовителей (АО «Светлана-Рост» и WIN Semiconductors Corp.).

2) Синтезирована и изготовлена МИС SPDT СВЧ переключателя С диапазона частот по технологии DpHEMT05 АО «Светлана-Рост».

3) Синтезирована и изготовлена МИС SPDT СВЧ переключателя X диапазона частот по технологии WIN\_PD2500 с многозатворными транзисторами фирмы WIN Semiconductors.

### Методология и методы исследования

При решении поставленных задач использовались методы анализа и синтеза линейных и нелинейных электрических цепей. Расчеты и моделирование проводились на ЭВМ с применением программных пакетов, входящих в состав САПР NI AWR MWO (для указанных пакетов программ университет имеет лицензионные соглашения).

### Положения, выносимые на защиту

1) Синтез СВЧ переключателя целесообразно проводить с использованием методики синтеза частотных фильтров по общему ФНЧ-прототипу для обоих режимов «включено»/«выключено» СВЧ переключателя.

2) Чтобы использовать методы синтеза частотных фильтров для синтеза СВЧ переключателей необходимо разработать компактную модель полевого транзистора и выразить параметры транзисторов в состоянии «включено»/«выключено» через  $R$ ,  $L$ ,  $C$  параметры данной модели.

3) Для решения задачи аппроксимации в синтезе ФНЧ-прототипа необходимо использовать аппроксимирующую функцию, нормированную не по частоте среза, а по максимальной рабочей частоте СВЧ переключателя при допустимой неравномерности АЧХ в полосе пропускания, равной минимальной развязке СВЧ переключателя.

4) Для уменьшения вносимых потерь СВЧ переключателя в режиме «включено» следует расширить элементную базу структурного синтеза МИС СВЧ переключателя введением дополнительных реактивных  $L$  и  $C$  элементов, минимизирующих потери на отражение, которые обусловлены реактивными составляющими импедансов открытых/закрытых транзисторов.

5) Оценивать нелинейные свойства полевых транзисторов следует по двум параметрам  $IP3$  (точка пересечения интермодуляционных искажений третьего порядка):  $IP3_{on}$  для транзистора в состоянии «включено», и  $IP3_{off}$  для транзистора в состоянии «выключено», причем для расчета параметров  $IP3_{on}$  и  $IP3_{off}$  необходимо ввести инвариантные относительно ширины затвора транзистора параметры, а именно: удельные параметры  $\sqrt{IP3_{on\_ud}} \left[ \frac{\text{МВт}^{\frac{1}{2}}}{\text{мм}} \right]$  и  $\sqrt{IP3_{off\_ud}} [\text{МВт}^{1/2} \times \text{мм}]$ , позволяющие оценивать  $IP3$  СВЧ переключателя без использования пакетов САПР.

### **Степень достоверности и апробация результатов**

Достоверность результатов работы и обоснованность научных выводов подтверждается соответствием представленных аналитических расчетов и результатов структурного, параметрического и топологического синтеза СВЧ переключателей с данными экспериментальных исследований, полученных на современном оборудовании (анализатор цепей R&S ZVA-67 с блоком расширения ZVAX-TRM50, анализатор сигналов и спектра R&S FSVA30), и с данными нелинейного анализа, выполненного с помощью программного пакета APLAC HB, входящего в состав САПР NI AWR MWO.

Основные результаты работы докладывались и обсуждались на следующих научно-технических конференциях: The VI international conference “Electronics and applied physics” October, 20-23, 2010, Kyiv, Ukraine; 19-я Международная научно-техническая конференция «Современные телевидение и радиоэлектроника», 15-16 марта 2011, Москва; 2-я научная конференция «Интегральные схемы и микросистемные модули», 26-30 сентября 2016, Республика Крым, Алушта.

По теме диссертации опубликовано 11 печатных работ, из них 3 статьи опубликованы в журналах, входящих в Перечень ВАК, согласно специальности диссертации, 2 статьи опубликованы в журнале, входящим в базу Scopus, 6 статей опубликованы в журналах, входящих в базу РИНЦ, получен 1 патент и 1 государственная регистрация топологии интегральной микросхемы.

### **Структура и объем диссертации**

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, двух приложений, и списка литературы. Общий объем диссертационной работы составляет 127 страниц, в том числе 108 страниц основного текста, 63 рисунка, 12 таблиц, список литературы из 139 наименований на 11 страницах.

### **Вклад автора в разработку проблемы**

Основные научные положения, теоретические выводы, практические рекомендации, расчеты, моделирование и экспериментальные результаты в диссертационной работе разработаны и выполнены автором самостоятельно.

# 1 Обзор физических принципов работы, технологии изготовления, схемотехники и применений твердотельных СВЧ переключателей на полевых транзисторах

## 1.1 Основные сведения теории СВЧ переключателей

### 1.1.1 Определение и назначение

СВЧ переключатель представляет устройство для подключения/отключения участков СВЧ тракта, соединяющих требуемые источники сигналов и нагрузки, по команде от внешнего управляющего сигнала. В момент подключения/отключения происходит скачкообразное изменение сопротивления переключающего элемента, в идеале – от нуля до бесконечности. Существует три основные блок-схемы устройств, рисунок 1.1 [1.1], для подключения/отключения участков СВЧ тракта, причем как минимум, одна из данных схем присутствует в любом СВЧ переключателе.

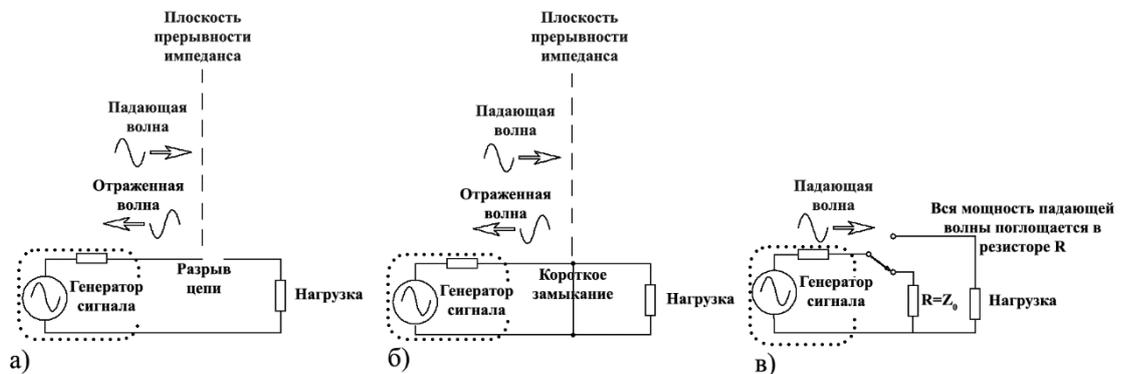


Рисунок 1.1. Блок-схемы устройств подключения/отключения участков СВЧ тракта

Отметим, что название типов переключателей отражает количество входных (полюс) и выходных (соединение) узлов переключателя, например: (SPST) single pole single throw – один полюс на одно соединение; (SPDT) single pole double throw – один полюс на два соединения; (2P4T) 2 poles 4 throws – 2 полюса на 4 соединения; (mPnT) m poles n throws – m полюсов на n соединений. Поскольку многие изготовители и разработчики используют собственные определения и методы измерения параметров СВЧ переключателей, необходимо систематизировать и обобщить известные подходы [1.1-1.4].

### 1.1.2 Параметры СВЧ переключателей

Параметры переключателей целесообразно разделить на параметры общие для всех n-полюсных СВЧ устройств [1.5], такие как: диапазон рабочих частот, коэффициент стоячей волны напряжения (КСВН), точка компрессии на 1 дБ (1 dB compression point),

уровень нелинейных искажений, уровень интермодуляционных искажений; и специальные параметры СВЧ переключателей [1.2], определения и методы измерения которых рассмотрим подробнее.

Вносимые потери (Insertion loss) – это отношение мощности сигнала на входе переключателя к мощности сигнала на выходе включенного соединения в переключателе. Вносимые потери зависят как от активных потерь в самом переключающем элементе (величины сопротивления открытого элемента, величины добротности емкостного элемента) и потерь в монтажных элементах микросборки, так и КСВН, т.е. от рассогласования импеданса на входе и выходе переключателя. Потери растут при увеличении числа соединений в переключателе и при подключении поглощающих нагрузок к отключенным соединениям переключателя.

Развязка (Isolation) – это отношение просочившейся мощности сигнала в нагрузку через выключенный переключатель к переданной мощности сигнала в нагрузку через включенный переключатель.

Скорость переключения (Switching speed) – это либо время подъема/спада радиочастотного импульса, возникающего на выходе переключателя в момент переключения по управляющему сигналу, либо так называемое время включения/выключения (on/off) СВЧ переключателя  $t_{on}$ . Понять какой смысл вкладывается в термин скорость переключения можно только из контекста. Если рассматривается переключатель без схемы управления, – это время подъема/спада; в противном случае – время включения/выключения. Сказанное иллюстрируется на рисунке 1.2.

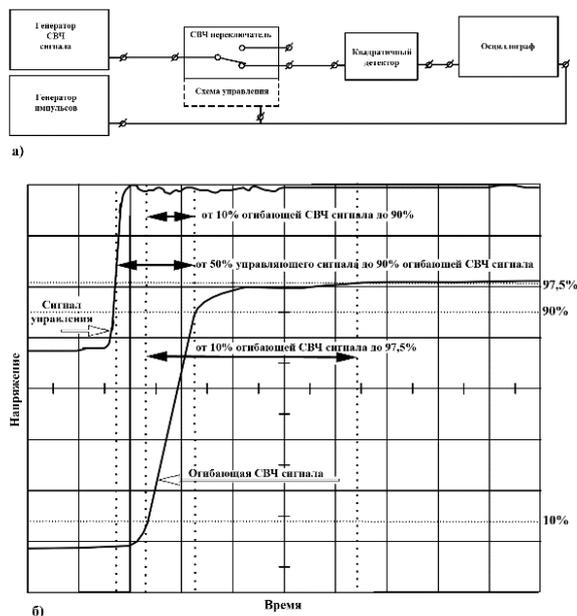


Рисунок 1.2. Иллюстрации к определениям временных параметров СВЧ переключателя

Время подъема  $t_{rise}$  – это время нарастания огибающей на выходе квадратичного детектора (рисунок 1.2 б) от 10% уровня окончательной величины до 90%, когда переключатель переходит из выключенного состояния во включенное состояние. Время спада – это время снижения огибающей на выходе квадратичного детектора от 90% уровня окончательной величины до 10%, когда переключатель переходит из включенного состояния в выключенное состояние. Времена подъема и спада не учитывают задержек в схемах управления.

Время включения – это период времени от момента достижения управляющим сигналом своего 50% уровня до 90% уровня огибающей кривой радиочастотного сигнала, когда переключатель переходит из выключенного состояния во включенное состояние. Время выключения – это период времени от момента достижения управляющим сигналом своего 50% уровня до 10% уровня огибающей кривой радиочастотного сигнала, когда переключатель переходит из включенного состояния в выключенное состояние. Времена включения и выключения учитывают задержки в схемах управления.

Время успокоения (Settling time)  $t_{set}$  – это время нарастания огибающей на выходе квадратичного детектора от уровня 10% от установившейся/окончательной величины до уровня 97,5%. Для твердотельных переключателей существует два метода измерения времени успокоения: измерение с помощью осциллографа (рисунок 1.2) и с помощью анализатора цепей. Измерения с помощью осциллографа менее точные из-за разрешения осциллографа и времени реакции квадратичного детектора. Метод измерения с помощью анализатора цепей требует дорогостоящих измерительных приборов и представлен в [1.2].

Для полевых транзисторов (ПТ) параметром, тесно связанным со временем успокоения, является затворная задержка. Затворная задержка (Gate lag)  $t_{gl}$  [1.6; 1.7] – это время прохождения последних 10% колебаний переходного процесса при включении или выключении СВЧ переключателя на полевых транзисторах  $t_{gl} = t_{set} - t_{rise}$ . Затворная задержка характеризует качество технологического процесса изготовления полевого транзистора, поскольку определяется наличием глубоких уровней (ловушек) в канале или в прилегающих слоях полевого транзистора. Как видно из определения, затворная задержка непосредственно связана со временем успокоения. Отсюда следует нестандартный способ определения времени успокоения (см. рисунок 1.3): при подаче положительного импульса на затвор транзистора транзистор открывается (емкость затвора разряжается), но остается заряд в разрешенных состояниях на дефектах/примесях (объемных и поверхностных) полупроводника, т.е. в ловушках, который задерживает открывание транзистора. При закрывании, наоборот, ловушки заряжаются, задерживая закрывание транзистора. При

таким способом измерения отсутствует СВЧ сигнал, измеряется величина сопротивления канала во времени (см. рисунок 1.3 в).

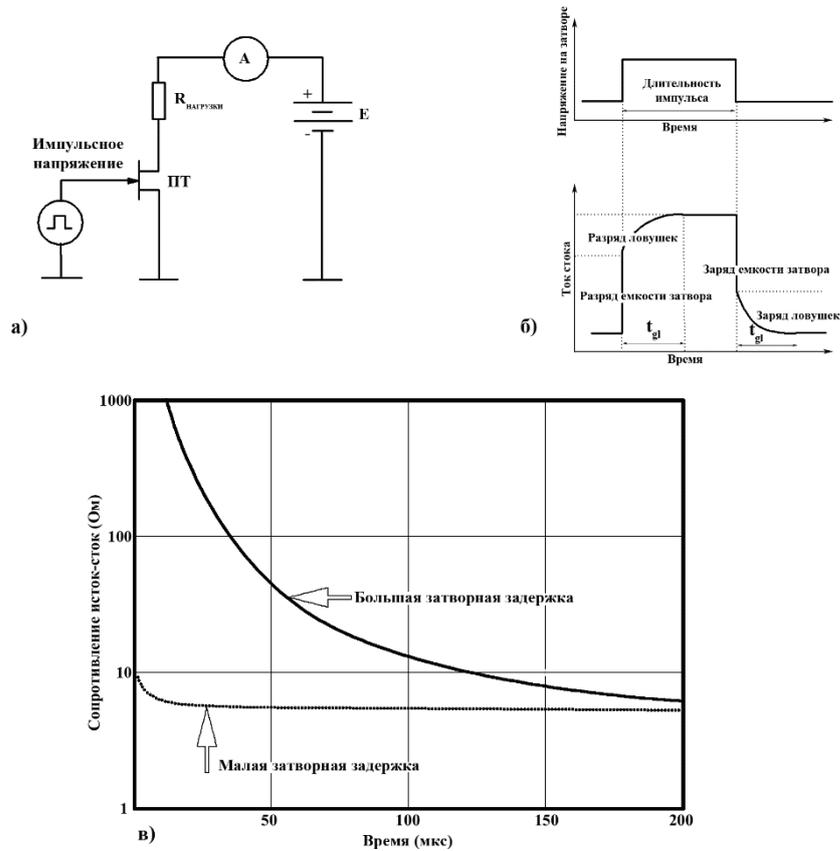


Рисунок 1.3. Иллюстрации к измерениям затворных задержек

Предложенный способ измерения используется для транзисторов низкого качества, у которых затворная задержка достигает секунд. Для транзисторов, применяемых в СВЧ переключателях измерительных приборов, затворная задержка составляет от единиц до сотен микросекунд. В этом случае требуется специальный стенд для импульсных измерений. Для лучших современных транзисторов, изготовленных в 2010 году [1.6], затворная задержка составляет 18 наносекунд.

Видео утечка (Video leakage) [1.8] – это амплитуда ложного сигнала, появляющегося в момент переключения в СВЧ тракте переключателя при отсутствии СВЧ сигнала. Частотный спектр таких ложных сигналов сосредоточен ниже 200 МГц, хотя некоторые измеримые составляющие достигают 1 ГГц. Термин «видео утечка» пришел из телевидения, где видеосигнал находится в диапазоне от нескольких мегагерц до одного гигагерца. Видео утечки присутствуют во всех твердотельных переключателях и составляют от нескольких милливольт (для полевых транзисторов) до десяти вольт (для PIN диодов). Блок-схема установки для измерения видео утечек показана на рисунке 1.4, где

нагрузки представляют резисторы  $Z_0 = 50 \text{ Ом}$  согласованные с СВЧ трактом. Здесь СВЧ сигнал отсутствует, но в момент переключения на экране осциллографа наблюдается кривая, создаваемая сигналами видеопутечки.

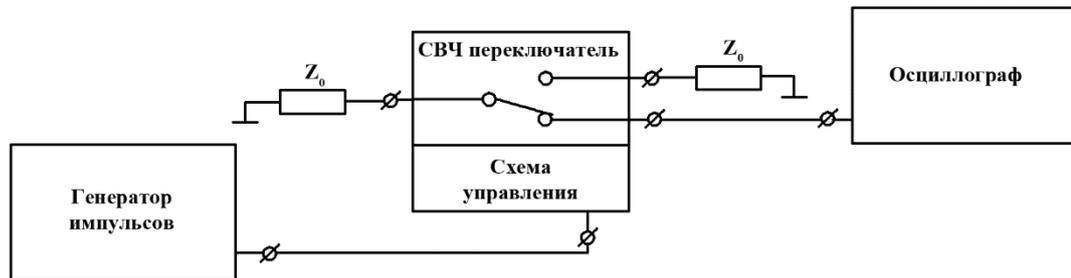


Рисунок 1.4. Блок-схема установки для измерения видео утечек

Фазовое слежение (Phase tracking) – это способность системы с несколькими соединениями поддерживать одинаковый (близкий) сдвиг фаз между каждым из соединений. Чем выше требования к фазовому слежению, тем выше требования к элементам СВЧ переключателя. Современные СВЧ переключатели для измерительных приборов обладают фазовым слежением менее 10 градусов в частотном диапазоне до 18 ГГц.

Основным параметром, характеризующим частотные свойства переключателя, точнее, возможности технологии, по которой изготавливается переключатель, является граничная частота переключения  $f_T$ . Рассмотрим физический смысл данного параметра. Каждый СВЧ переключатель в открытом состоянии преобразует часть СВЧ энергии в тепло, т.е. обладает активным сопротивлением  $R_{on}$ , в закрытом состоянии часть электромагнитной энергии просачивается через емкость  $C_{off}$  в блокируемую нагрузку. Качество переключателя оценивается через отношение реактивного сопротивления закрытого переключателя на данной частоте к активному сопротивлению открытого переключателя [1.9]:

$$\frac{X_{off}}{R_{on}} = \frac{1}{2\pi f C_{off} R_{on}}$$

Частота, на которой рассматриваемое отношение равно единице, называется граничной частотой переключения  $f_T$ . Граничная частота, либо произведение  $C_{off}R_{on}$ , является основным параметром, которым руководствуется разработчик при выборе технологии изготовления СВЧ переключателя.

## 1.2 Типы твердотельных СВЧ переключателей

### 1.2.1 Классификация по типу переключающего элемента

В зависимости от типа переключающего элемента выделяют три основных класса твердотельных СВЧ переключателей [1.2]: переключатели на PIN-диодах, переключатели на полевых транзисторах, гибридные переключатели (на PIN-диодах и полевых транзисторах). В обзоре [1.10; 1.11] упоминаются экзотические технологии, позволяющие объединить на одном кристалле и усилители, и СВЧ переключатели на PIN-диодах, которые, на наш взгляд, далеки от практического применения. Поэтому здесь рассмотрим только СВЧ переключатели на полевых транзисторах.

### 1.2.2 Полевой транзистор как переключающий элемент

Полевой транзистор представляет трех-электродный прибор, в котором между электродами истока и стока формируется проводящий канал для протекания тока, а электрод затвора используется для управления проводимостью канала [1.2; 1.12; 1.13]. На рисунке 1.5 изображен эскиз ПТ, включенного по схеме СВЧ переключателя согласно рисунку 1.1 а), и вольтамперные характеристики (ВАХ) с участками отрицательных токов и напряжений, иллюстрирующие режимы работы ПТ в СВЧ переключателях.

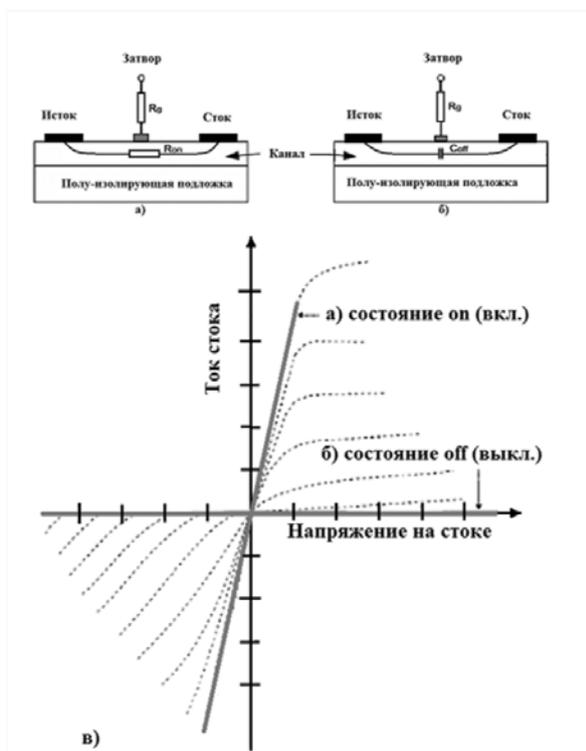


Рисунок 1.5 Эскиз ПТ, включенного по схеме СВЧ переключателя и вольтамперные характеристики с участками отрицательных токов и напряжений

Во включенном состоянии канал представляет малое сопротивление  $R_{on}$ , а в выключенном состоянии – емкость  $C_{off}$ . В качестве примера проведем оценку основных параметров переключателя на ПТ [1.14], реализуемого по схеме рисунка 1.1 а). Вносимые потери ( $IL$ ) в таком переключателе создаются сопротивлением канала открытого транзистора. Тогда, при  $R_{on} = 3$  Ом вносимые потери составят:

$$IL = 20 \log \left( 1 + \frac{R_{on}}{2Z_0} \right) = 20 \log \left( 1 + \frac{3}{2 \times 50} \right) = 0,257 \text{ дБ.}$$

Развязка (Isolation) определяется емкостью закрытого транзистора. Тогда, при  $C_{off} = 0,25$  пФ ( $X_c = 636$  Ом на частоте  $f = 1$  ГГц),

$$Isolation = 20 \log \left( 1 + \frac{X_c}{2Z_0} \right) = 20 \log \left( 1 + \frac{636}{2 \times 50} \right) = 17,34 \text{ дБ.}$$

Из-за емкостного характера импеданса канала закрытого транзистора развязка СВЧ переключателя с последовательным включением транзистора существенно зависит от частоты, например, на частоте 100 МГц развязка составляет 36,2 дБ, а на частоте 10 ГГц – 4,28 дБ.

В переключателях ПТ используются в качестве управляемых резисторов. Как правило, для моделирования ПТ в переключателе производители изделия представляют эквивалентную схему транзистора и набор эмпирических выражений для расчетов элементов схемы. В качестве примера на рисунке 1.6. приведена эквивалентная схема транзистора для технологического процесса D07M фирмы Philips [1.12]. Соответствующие эмпирические выражения для расчета элементов схемы приведены в таблице 1.1. Предполагается так называемая «пальцевая» структура ПТ. Под «пальцем» подразумевается единичный затвор.

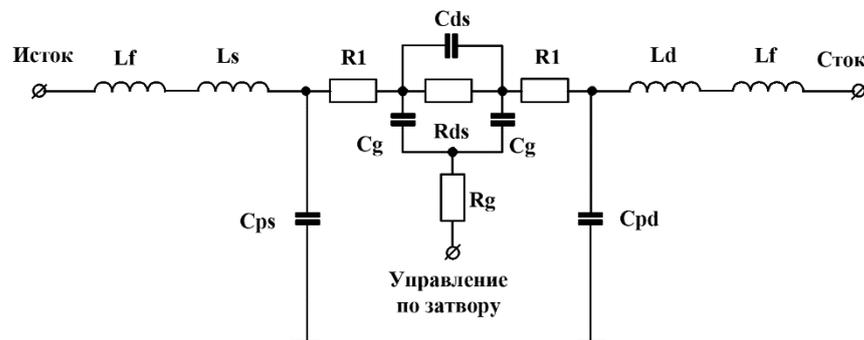


Рисунок 1.6 Эквивалентная схема транзистора для технологического процесса D07M фирмы Philips

Таблица 1.1 Выражения для расчетов элементов схемы, рисунок 1.6

	Состояние on (вкл.)	Состояние off (выкл.)
$R_1$	$0,52 + 750/W$	$1,21 + 1910/W$
$R_{ds}$	$0,20 + 583/W$	$\infty$
$C_{ds}$	0	$0,11W + N + 5$
$C_g$	$W + 1,25N$	$0,17W + 1,25N$
$C_{pd} = 1,2 + (0,057 + 0,015N)w$ $C_{ps} = 1,23N + (0,057 + 0,009N)w$ $L_f = 80 \text{ пН}$ $L_d = [1,83N^2 - 18N + w(0,873 - 0,095N)]/[K + 1]$ $L_s = K + L_d$ где $K = 1 + 2/N$ для $N > 1$ и $K = 1$ для $N = 1$		
Условные обозначения		Единицы измерения
$W$ – суммарная ширина затвора в мкм		Все емкости – фФ
$w$ – ширина единичного затвора в мкм		Все индуктивности – пГн
$N$ – число единичных затворов в ПТ		Все резисторы – Ом

На рисунке 1.6 использованы следующие обозначения:  $R_{ds}$  – внутреннее сопротивление канала,  $R_g$  – сопротивление области затвора,  $R_1$  – суммарные сопротивления омических потерь и сопротивления областей исток-затвор и затвор-сток,  $C_{sd}$  – емкость конденсатора, образованного омическими контактами истока и стока,  $C_g$  – емкость затвора,  $C_{ps}$ ,  $C_{pd}$  – паразитные емкости проводящих областей истока и стока,  $L_s$ ,  $L_d$  – индуктивности проводящих областей истока и стока,  $L_f$  – индуктивность подводов.

### 1.3 Технологии изготовления твердотельных СВЧ переключателей

#### 1.3.1 Основные тенденции развития полупроводниковой промышленности

Мировой объем продаж радиоэлектронной промышленности превышает один триллион долларов, что сравнимо с автомобильной промышленностью. На долю полупроводниковой отрасли приходится четверть данного объема. Это превышает объем продаж сталелитейной промышленности [1.15]. Причем скорость роста полупроводниковой отрасли выше скорости роста радиоэлектронной промышленности в целом. Анализ рынка позволяет выявить следующие тенденции развития отрасли.

Во-первых, доминирование на рынке продуктов типа «система на кристалле» [1.16].

Во-вторых, переход значительной части изготовителей микросхем на предоставление сервисных услуг; при этом заказчик самостоятельно проектирует микросхему по правилам и моделям, предоставляемым изготовителем [1.17; 1.18].

В-третьих, разделение применений различных технологий изготовления микросхем. Если потребности в изделии превышают несколько миллионов в год – используются кремниевые и кремний-германиевые технологии, если потребности меньше – используются технологии АЗВ5, поскольку стоимость арсенид галлиевой микросхемы оказывается меньше стоимости кремниевой микросхемы, что объясняется более высокой стоимостью изготовления фотошаблонов для кремниевой технологии [1.17].

В-четвертых, появление на рынке изделий, изготовленных по новейшим технологиям, но по ценам, сравнимым или меньшим, чем у традиционных аналогов. Это происходит из-за отступления от рыночных принципов при формировании оборонных заказов. Государство оказывает массивную поддержку национальным фирмам, в том числе малым предприятиям [1.19], с целью ускорить выход изделий на рынок. Оборонные заказы достаются фирмам, обеспечивающим требуемые параметры за минимальную цену. Такой подход оказался дешевле традиционного: «лучшие параметры за любую цену». Примерами подобного подхода служат программы Defense Advanced Research Projects Agency (DARPA) в США [1.20-1.24], KORRIGAN в Европе [1.25] и NEDO в Японии [1.26]. В России подобные программы, к сожалению, отсутствуют.

В-пятых, территориальное распределение производственных мощностей. Массовое производство сосредотачивается в юго-восточной Азии, что определяется, в основном, низкими затратами оплаты труда рабочей силы. Специализированное производство для нужд обороны остается в США и в Европе, включая Россию [1.18]. В развитии производства твердотельных СВЧ переключателей сохраняются общие тенденции развития полупроводниковой отрасли в целом.

### **1.3.2 Классификация переключателей по технологии изготовления**

В зависимости от способа изготовления СВЧ интегральные схемы классифицируются на три основные группы: интегральные схемы на основе печатных плат, microwave printed circuits; гибридные интегральные схемы, hybrid microwave integrated circuits; СВЧ монолитные интегральные схемы (СВЧ МИС), monolithic microwave integrated circuits (ММИС) [1.27;1.28]. Большинство рассматриваемых в данной главе переключателей относится к классу СВЧ МИС.

### 1.3.3 Классические технологии изготовления СВЧ переключателей на ПТ

В 1964 году в США был начат проект по созданию СВЧ МИС приемопередающего модуля для бортовой радиолокационной станции. В ходе выполнения проекта была доказана возможность построения активных СВЧ устройств на основе кремния. Несмотря на достигнутый успех, проект не был завершен, поскольку не удалось осуществить связь между активными компонентами на едином кристалле из-за больших потерь в кремниевой подложке [1.27; 1.29]. Действительно, кремний обладает сравнительно узкой запрещенной зоной 1,12 эВ при комнатной температуре, что обеспечивает для материала с собственной проводимостью концентрацию свободных носителей заряда  $10^{10} \text{ см}^{-3}$  и удельное сопротивление 300 кОм·см. Однако фоновые примеси, попадающие в кристалл во время роста (например, бор при методе Чохральского), повышают концентрацию свободных носителей заряда до  $10^{13} \text{ см}^{-3}$  и уменьшают удельное сопротивление до 1 кОм·см, тогда как для работы КМОП схем на частотах выше 1 ГГц требуется удельное сопротивление более 1 кОм·см, а для конкуренции с кристаллами GaAs по меньшей мере 3 кОм·см. Существуют методы очистки кремния с помощью зонного плавления перед резкой на пластины. Таким способом удельное сопротивление повышается до 8 кОм·см, однако максимальный диаметр слитка пока ограничен 200 мм, в то время как в промышленности уже давно используются пластины диаметром 300 мм и более. Но даже с таким трудом полученное высокое удельное сопротивление не удается сохранить при высокотемпературных технологических операциях из-за внедрения новых фоновых примесей. Действие фоновых примесей можно нейтрализовать, добавив компенсирующие примеси, например, золото, что фиксирует уровень Ферми в середине запрещенной зоны. Полученный таким образом полу-изолирующий кремний обладает очень высоким удельным сопротивлением порядка 180 кОм·см, но не пригоден для полупроводникового производства из-за проникновения компенсирующей примеси в рабочие области изготавливаемых интегральных схем при высокотемпературных технологических процессах. Таким образом, попытки использовать кремний в качестве подложек для СВЧ МИС были надолго приостановлены.

В настоящее время возобновлены попытки применения полу-изолирующих кремниевых пластин. Данное обстоятельство обусловлено появлением кристаллов на основе гетероструктур SiGe. Основные усилия сосредоточены на обеспечении изоляции, как электрической, так и диффузионной активного слоя беспримесного кремния (или SiGe, или AlGaIn/GaN) от полу-изолирующей несущей подложки (см. рисунок 1.7).

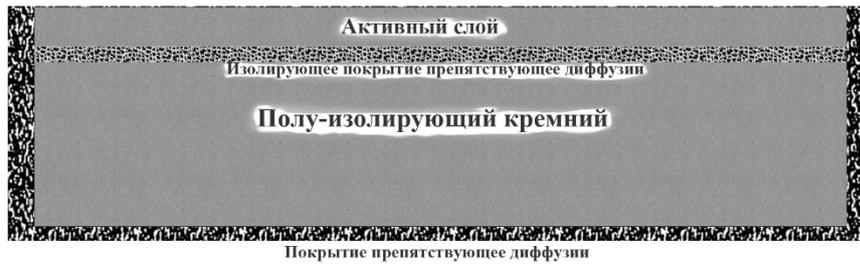


Рисунок 1.7. Электрическая и диффузионная изоляция активного слоя от полу-изолирующей подложки

Такой подход позволит сохранить все имеющиеся производственные мощности и технологическую оснастку для изготовления смешанных (цифровых и СВЧ) МИС на едином кристалле.

В 1968 году была создана первая СВЧ МИС на основе полу-изолирующей подложки из GaAs, состоящая из диодов Ганна и диодов Шоттки. Примерно через десять лет были разработаны технологии изготовления полевых транзисторов с барьером Шоттки (ПТШ) и СВЧ МИС усилителей X-диапазона. Тогда же появились и первые МИС СВЧ переключатели на GaAs ПТШ [1.27]. В настоящее время технология изготовления переключателей на основе GaAs ПТШ широко используются на практике. Существующие разновидности данной технологии обеспечивают возможность нахождения компромисса между диапазоном рабочих частот, мощностью и стоимостью изготовления приборов. На рисунке 1.8 приведены основные структуры GaAs ПТШ [1. 30].

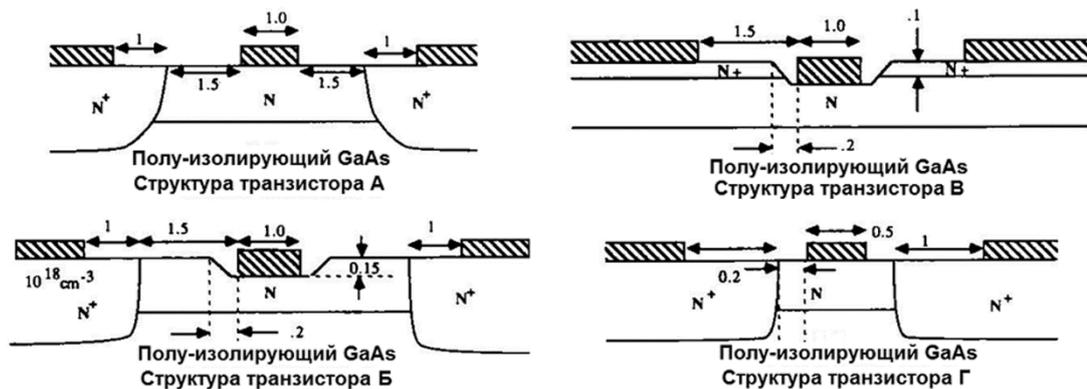


Рисунок 1.8 Основные структуры GaAs ПТШ

Структура А является наиболее дешевой (минимум технологических операций); структура Б обладает высоким пробивным напряжением (около 20 В), в этой структуре силовые линии электрического поля сосредоточены у края затвора; структура В представляет компромисс между мощностью и быстродействием, в этой структуре

уменьшены сопротивления не модулируемых областей и увеличено пробивное напряжение; структура Г обеспечивает максимальную граничную частоту переключения (порядка 260 ГГц) за счет уменьшения длины затвора и сопротивлений не модулируемых областей. Дальнейшее совершенствование технологии связано с применением гетероструктур на арсениде галлия и других соединений группы АЗВ5.

#### **1.3.4 Классификация технологий изготовления гетеропереходных ПТШ**

Для получения идеальных гетеропереходов (без дефектов решетки и поверхностных состояний на границе раздела) необходимо, чтобы у полупроводников совпадали типы кристаллических решеток, их периоды (изопериодичность) и коэффициенты термического расширения. Для построения гетеропереходов, близких к идеальным, периоды решеток должны совпадать с точностью до 0,1%. Классическим примером гетероперехода является структура AlGaAs/GaAs, на основе которой реализуются полевые транзисторы с высокой подвижностью электронов. Введение в структуру дополнительных слоев полупроводниковых материалов с иным периодом решетки повышает быстродействие полевого транзистора. Рассмотрим далее особенности технологий построения полевых транзисторов на основе гетероструктур.

#### **1.3.5 Технология изготовления ПТШ на основе гетероперехода AlGaAs/GaAs**

В этом случае на GaAs подложке выращивается слой широко-зонного полупроводника AlGaAs с донорными примесями посередине слоя. На границе подложки и эпитаксиального слоя (в гетеропереходе) образуется потенциальная яма на дне зоны проводимости, куда стекаются электроны из примесей, находящихся в середине слоя AlGaAs. При этом образуется так называемый двумерный электронный газ (см. рисунок 1.9). Полевой транзистор с затвором Шоттки, изготовленный на такой структуре называется либо гетеропереходным полевым транзистором (heterojunction field effect transistor (HFET)), либо транзистором с двумерным электронным газом (2-D electron gas FET (TEGFET)), либо транзистором с модулированным легированием (modulation-doped FET (MODFET)), либо транзистором с высокой подвижностью электронов (high electron mobility transistor (HEMT)) [1.28]. Последнее название в настоящее время является наиболее распространенным.

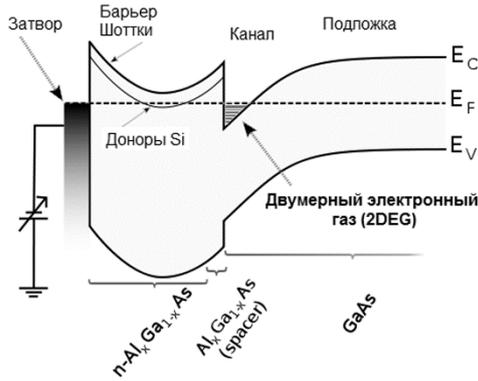


Рисунок 1.9 Механизм возникновения, так называемого, двумерного электронного газа

### 1.3.6 p-HEMT

Двумерный электронный газ, образующийся в гетеропереходе под слоем AlGaAs, находится в GaAs (см. рисунок 1.9), следовательно, скорость насыщения электронов и их подвижность определяется свойствами арсенида галлия (см. рисунок 1.10) [1.31].

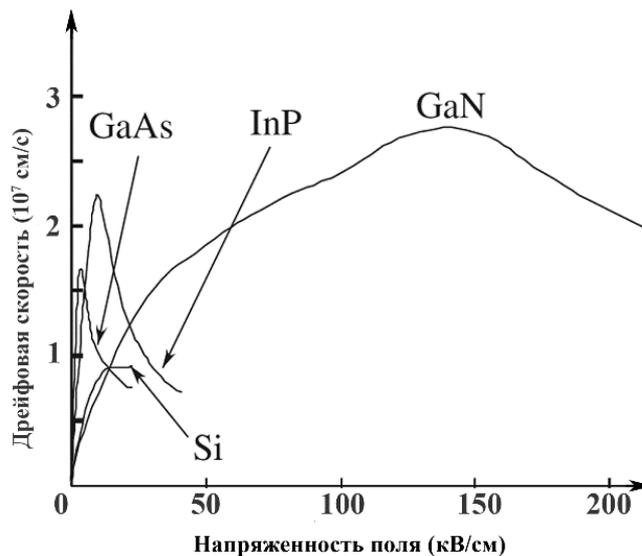


Рисунок 1.10 Зависимости дрейфовой скорости от напряженности электрического поля

Улучшить подвижность и скорость насыщения электронов в двумерном газе можно, поместив между слоем AlGaAs и подложкой GaAs тонкий слой InGaAs, который будет слегка деформирован (растянут) из-за несовпадения постоянных решетки GaAs и InAs. Чтобы подчеркнуть эту особенность, изготовленные полевые транзисторы называют псевдоморфными транзисторами с высокой подвижностью электронов, pseudomorphic HEMT (p-HEMT).

### 1.3.7 m-HEMT

Из рисунка 1.10 видно, что фосфид индия обладает подвижностью практически равной подвижности арсенида галлия, но по скорости насыщения электронов значительно превосходит его. Но, как отмечалось, из-за низкой механической прочности подложек слой InP наращиваются на арсенид галлиевых подложках с размещением между слоями InP и GaAs комбинации промежуточных (буферных) слоев для согласования постоянных решеток [1.32]. Такая конструкция из эпитаксиальных слоев образует метаморфную структуру.

Можно преобразовать псевдоморфную структуру AlGaAs/InGaAs/GaAs в метаморфную структуру, помещая между арсенидом галлия и каналным слоем буфер, увеличивая содержание индия в канальном слое и заменяя галлий индием в барьерном слое, т.е. в слоях широко-зонного полупроводника (см. рисунок 1.11 а)) [1.33].

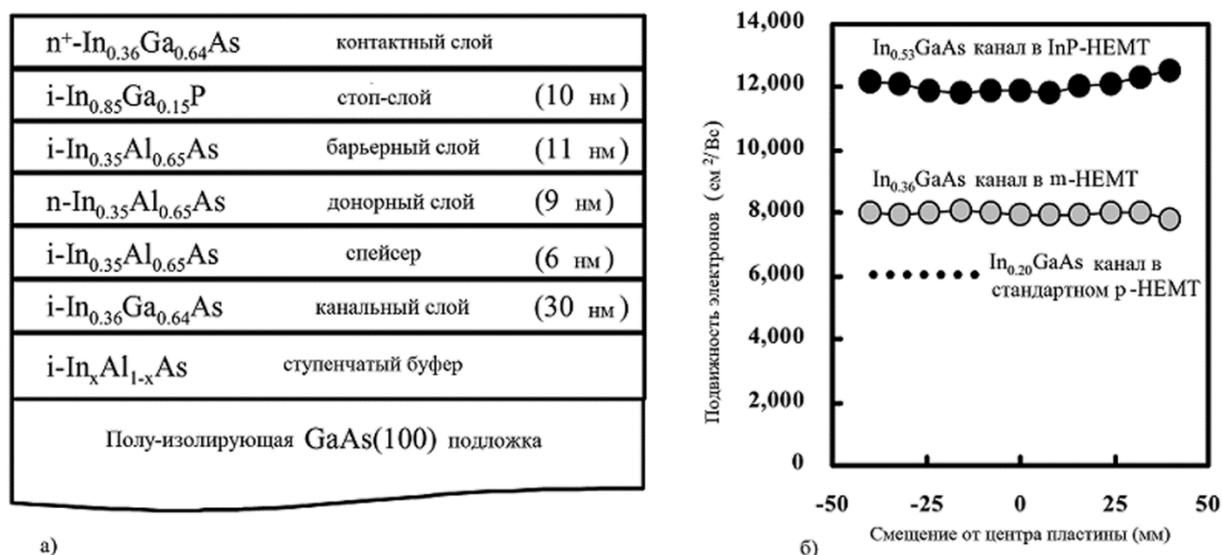


Рисунок 1.11 Преобразование псевдоморфной структуры AlGaAs/InGaAs/GaAs в метаморфную структуру

Два верхних слоя на рисунке 1.11 а) являются технологическими слоями:  $n^+$  для формирования омических контактов, и стоп-слой для обеспечения однородности напряжения отсечки транзистора. Повышенное содержание индия приводит к увеличению подвижности электронов двумерного газа, но все же меньше чем в фосфиде индия (см. рисунок 1.11 б)) [1.33].

### 1.3.8 Технология GaN-HEMT

В отличие от других разновидностей технология GaN-HEMT позволяет формировать двумерный электронный газ с концентрацией порядка  $10^{13}$  см<sup>-2</sup> без модуляционного легирования барьерного слоя из-за разницы между спонтанной и пьезоэлектрической поляризацией между барьерным (AlGaN) слоем и каналным (GaN) слоем [1.31]. Из электростатического анализа следует, что концентрация электронного газа зависит от двух параметров: молярного соотношения Al и Ga в барьерном слое и его толщины. С ростом толщины барьерного слоя растет его поляризация, а, следовательно, и концентрация двумерного электронного газа. При достижении критической толщины механическое напряжение достигнет максимума, а затем и поляризация слоя, и концентрация двумерного электронного газа начнут уменьшаться.

Максимально возможная плотность электронного газа достигается, если в барьерном слое полностью будет отсутствовать галлий. В случае гетероструктуры AlN/GaN плотность электронного газа будет находиться в пределах  $(2 \div 6) \times 10^{13}$  см<sup>-2</sup>, с возможностью достичь подвижности электронов более 1000 см<sup>2</sup>/В·с, что приведет к резкому снижению слоевого сопротивления. Как следствие, возникает возможность создания СВЧ HEMT переключателей работающих на частотах выше сотен гигагерц. Уже получены экспериментальные образцы структур AlN/GaN с толщиной барьерного слоя 3÷5 нм, подвижностью более 1000 см<sup>2</sup>/В·с и слоевым сопротивлением менее 150 Ом/кв [1.34].

К сожалению, на сегодняшний день отсутствуют технологии роста нитрид галлиевых подложек, пригодных для изготовления транзисторов. Эпитаксиальные структуры AlGaIn/GaN выращиваются на сапфировых, кремниевых и карбид кремниевых подложках. Проводятся исследования по выращиванию AlGaIn/GaN слоев на алмазных поликристаллических подложках [1.35]. Представление о параметрах промышленно выпускаемых эпитаксиальных структур AlGaIn/GaN можно получить из рекламного проспекта фирмы Picogiga (с 2003 г. является подразделением компании Soitec Group) (см. таблицу 1.2) [1.36].

В таблице 1.2 представлены параметры базовой технологии роста эпитаксиальных слоев SP1 (с удельным слоевым сопротивлением 420 Ом/кв, с подвижностью 1500 см<sup>2</sup>/В·с) и четыре ее модификации: SP2 – с повышенной подвижностью (на 30% больше чем в SP1), SP3 – с повышенной концентрацией (на 20% больше чем в SP1), SP4 – с пониженными токами утечки затвора (в 10 раз меньше чем в SP1), SPP – с повышенным напряжением пробоя и с углубленной потенциальной ямой

Таблица 1.2 Параметры серийно выпускаемых эпитаксиальных структур AlGaN/GaN

Слой	Параметры	Название технологии роста эпитаксиальных слоев				
		SP1	SP2	SP3	SP4	SPP
Электрофизические свойства	Удельное слоевое сопротивление (Ом/квадрат)	420	320	270	350	380
	Слоевая концентрация носителей заряда (см <sup>-2</sup> )	9·10 <sup>12</sup>	1·10 <sup>13</sup>	1,2·10 <sup>13</sup>	8·10 <sup>12</sup>	8·10 <sup>12</sup>
	Подвижность носителей заряда (см <sup>2</sup> /В/с)	1500	1900	1700	1900	1800
Покрывающий слой	Материал	GaN				
	Легирование	Нелегированный до 5·10 <sup>17</sup> см <sup>-3</sup>				
	Толщина	(1-5) нм				
Барьерный слой	Тип	Тройной сплав		Двойной сверх-сплав	Смесь тройного и двойного сверх-сплавов	Любой тип (SP1, SP2, SP3, SP4)
	Материал	AlGaN	AlGaNи AlN спейсер	AlN/ GaN	AlGaN/ AlN/ GaN	Любой тип
	Процентная доля	От 10% до 40%		От 10% до 70%		
	Толщина	(10 – 30) нм				
Канальный слой	Материал	GaN				
	Толщина	(15 – 30) нм				
Буферный слой	Материал	GaN				AlGaN
	Процентное содержание Al	-				От 2% до 10%
	Толщина	(1000 – 3000) нм				(1000 – 2000) нм
Исходный слой	Толщина	500нм				

Перечисленные в таблице 1.2 эпитаксиальные структуры могут быть выращены серийно на пластинах из карбида кремния диаметром 2–3 дюйма, высокоомного кремния [111] диаметром 2–3 дюйма или на заказ на пластинах диаметром 100–150 мм, а также поликристаллического карбида кремния SopSiC™ серийно на пластинах диаметром 2-3 дюйма или на заказ на пластинах диаметром 100–150 мм.

### 1.3.9 Технологии «полупроводник-на-изоляторе»

В параграфе 1.3.3 рассматривались методы повышения изолирующих свойств кремниевой подложки. Возможный вариант решения данной проблемы – применение технологии кремний-на-изоляторе (КНИ), Silicon-On-Insulator(SOI). В качестве примера рассмотрим технологию Smart Cut французской фирмы Soitec Group, основные этапы которой представлены на рисунке 1.12 [1.37-1.39].

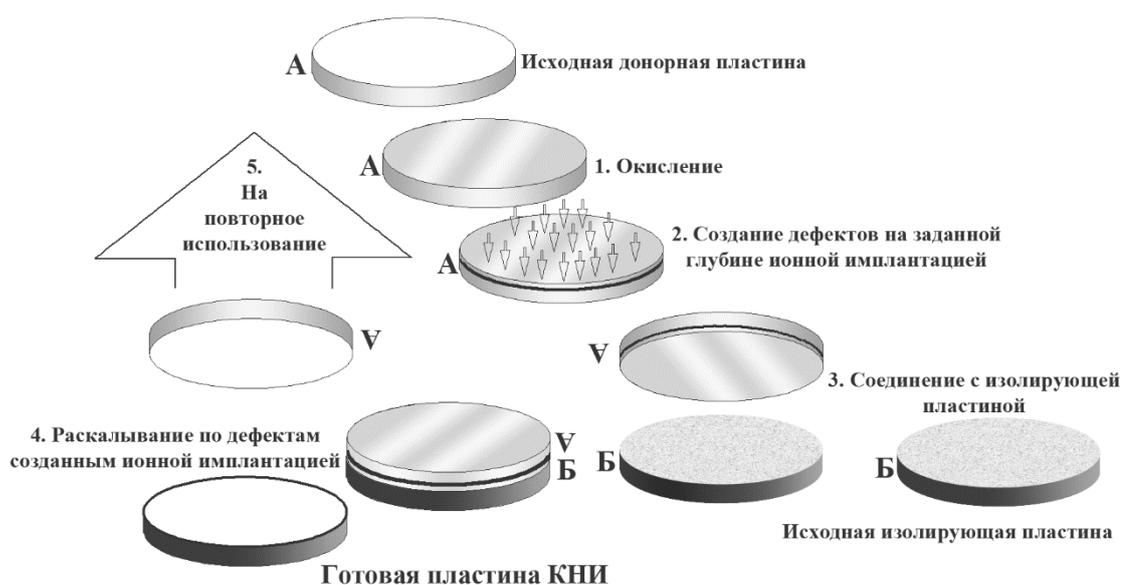


Рисунок 1.12 Основные этапы технологии Smart Cut французской фирмы Soitec Group

Пластина А представляет высокоомный кремний, пластина Б – либо высокоомный кремний, либо стандартный кремний, либо кварц. Пластина А окисляется, подвергается ионной имплантации водородом, гелием или аргоном. Энергия ионов определяет глубину их проникновения, т.е. толщину последующего отслоения высокоомного кремния. Пластина А переворачивается и совмещается с верхней частью пластины Б, пластины нагреваются, окисел соединяется с пластиной В, а с поверхности пластины А отслаивается слой высокоомного кремния заданной толщины от 70 нм до 340 нм с точностью  $\pm 7,5$  нм. Полученная пластина КНИ проходит заключительную обработку (отжиг, полировку), а донорная пластина А возвращается для повторного использования.

В настоящее время для производства СВЧ переключателей, усилителей, смесителей и цифровых схем на едином кристалле применяется разновидность технологии КНИ фирмы Peregrine [1.40], зарегистрированная под названием UltraCMOS™ (кремний-на-сапфире). Иная разновидность технологии КНИ, технология SopSiC (кремний-на-

поликристаллическом карбиде кремния) фирмы Picogiga [1.41], позволяет максимально приблизить теплоотводящую подложку к рабочей зоне кремниевого или нитрид галлиевого транзистора, что кардинально повышает надежность интегральных схем. Данной фирмой проводятся также исследования по созданию технологии SiCOI (карбид кремния-на-изоляторе), в частности, карбид кремния-на-поликристаллическом карбиде кремния.

В данный момент фирмой TriQuint [1.35;1.42] разрабатывается технология AlGaN/GaN на поликристаллическом алмазе, которая позволит существенно улучшить отвод тепла из рабочей зоны транзистора (теплопроводность алмаза равна 1200 Вт/м/К°, тогда как теплопроводность карбида кремния равна 400 Вт/м/К°). Предполагается, что изготовление структур на поликристаллических алмазных подложках большого диаметра будет дешевле, чем на монокристаллических карбид кремниевых подложках.

## 1.4 Схемотехника твердотельных СВЧ переключателей

### 1.4.1 Классификация переключателей по физическому принципу работы

Схемотехника твердотельных СВЧ переключателей основана на представлении переключающего элемента, как эквивалентного резистора с управляемым сопротивлением [1.43-1.45;1.101]. СВЧ переключатели на основе PIN-диода управляются током; СВЧ переключатели на ПТ управляются напряжением. Усилия изготовителей твердотельных СВЧ переключателей сосредоточены на построении управляемого резистора с минимальным сопротивлением и минимальной параллельной паразитной емкостью, которая шунтирует резистор. По физическому принципу работы схемы СВЧ переключателей подразделяются на две группы: СВЧ переключатели отражательного типа, СВЧ переключатели аттенюаторного (абсорбирующего) типа. В первом случае эквивалентный управляемый резистор подключается таким образом, что в разомкнутом положении переключателя СВЧ энергия сигнала возвращается обратно в источник. Во втором случае – в разомкнутом положении переключателя СВЧ энергия сигнала поглощается в переключателе. Введем обозначения для эквивалентного представления переключающего элемента СВЧ переключателя, состоящего из управляемого резистора и паразитной емкости, как показано на рисунке 1.13. Параметр  $R_{\min}$  соответствует активному сопротивлению открытого PIN-диода или ПТ  $R_{\text{on}}$ , параметр  $R_{\max}$  – активному сопротивлению закрытого PIN-диода или ПТ,  $C$  соответствует, паразитной емкости закрытого PIN-диода или ПТ  $C_{\text{off}}$ .

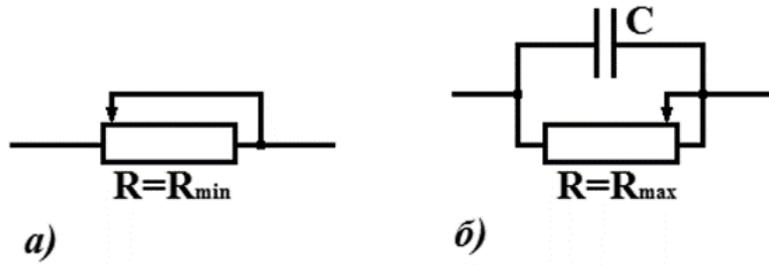


Рисунок 1.13 Обозначения для эквивалентного представления переключающего элемента СВЧ переключателя

#### 1.4.2 Структурные схемы SPST переключателей отражательного типа

Отражательные схемы переключателей для отключения генератора от нагрузки показаны на рисунке 1.14. При этом реализуется схема разрыва (см. рисунок 1.1 а) и схема короткого замыкания (см. рисунок 1.1 б).

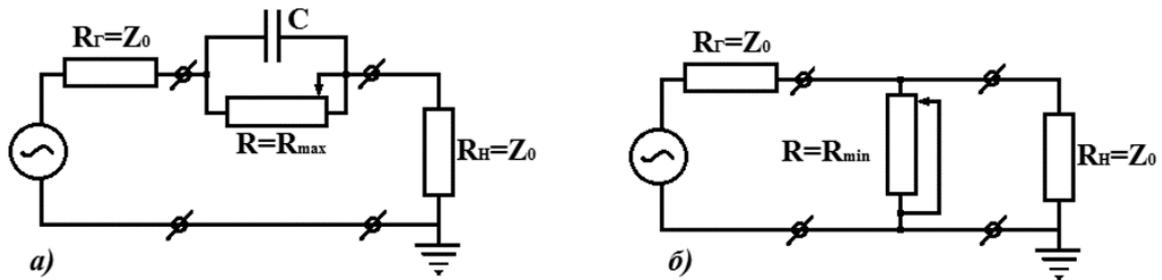


Рисунок 1.14 Отражательные схемы переключателей для отключения генератора от нагрузки

Если развязка генератора и нагрузки недостаточна, то используется Г-образная (см. рисунок 1.15 а)) или Т-образная схема включения (см. рисунок 1.15 б)).

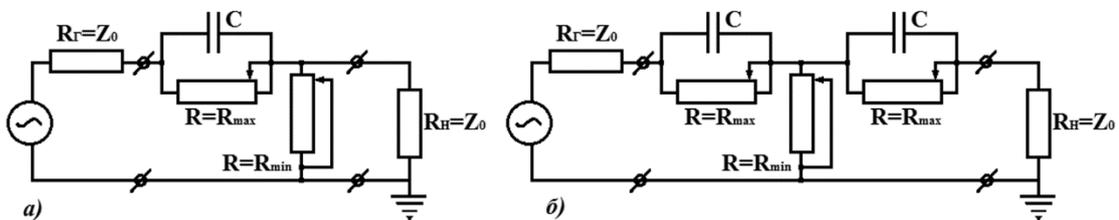


Рисунок 1.15 Г-образная а) и Т-образная б) схемы включения переключающих элементов

Формулы для оценки внесенных потерь и развязки перечисленных схем (см. рисунки 4.2 и 4.3) представлены в таблице 1.3 [1.13;1.46].

Таблица 1.3 Формулы для оценки внесенных потерь и развязки

Тип схемы	Развязка	Вносимые потери
Последовательная	$10\lg \left[ 1 + \left( \frac{X_c}{2Z_0} \right)^2 \right]$	$20\lg \left( 1 + \frac{R_s}{2Z_0} \right)$
Параллельная	$20\lg \left( 1 + \frac{Z_0}{2R_s} \right)$	$10\lg \left[ 1 + \left( \frac{Z_0}{2X_c} \right)^2 \right]$
Г-образная	$10\lg \left[ \left( 1 + \frac{Z_0}{2R_s} \right)^2 + \left( \frac{X_c}{2Z_0} \right)^2 \left( 1 + \frac{Z_0}{R_s} \right)^2 \right]$	$10\lg \left[ \left( 1 + \frac{R_s}{2Z_0} \right)^2 + \left( \frac{Z_0 + R_s}{2X_c} \right)^2 \right]$
Т-образная	$10\lg \left[ 1 + \left( \frac{X_c}{Z_0} \right)^2 \right] + 10\lg \left[ \left( 1 + \frac{Z_0}{2R_s} \right)^2 + \left( \frac{X_c}{2R_s} \right)^2 \right]$	$20\lg \left( 1 + \frac{R_s}{Z_0} \right) + 10\lg \left[ 1 + \left( \frac{Z_0 + R_s}{2X_c} \right)^2 \right]$

Если ни Г-образная, ни Т-образная схема не обеспечивают нужной развязки, то для узкополосных систем применяют либо параллельные/последовательные контуры, нейтрализующие паразитную емкость (см. рисунок 1.16 а)) [1.47; 1.48], либо четвертьволновый трансформатор сопротивлений [1.49; 1.50]. Для широкополосных систем используется искусственная длинная линия [1.51; 1.52], состоящая из паразитных емкостей, а также индуктивностей соединений и управляемых резисторов (см. рисунок 1.16 б)).

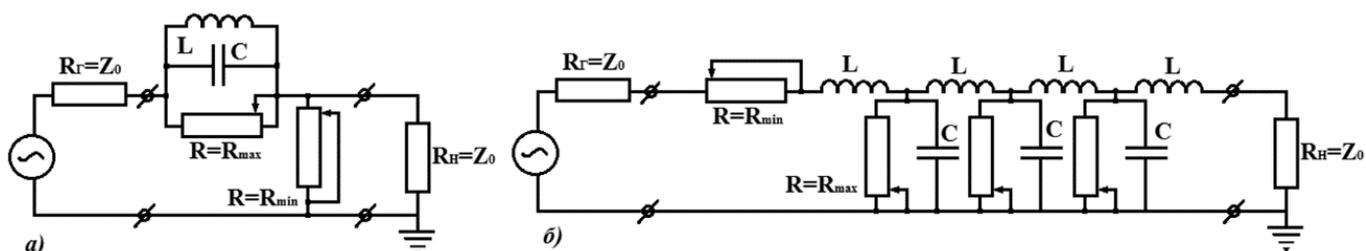


Рисунок 1.16 Схемы нейтрализации паразитных емкостей

### 1.4.3 Схемы SPST переключателей на полевых транзисторах

Схемы SPST переключателей на ПТ приведены на рисунке 1.17. Представлены схема короткого замыкания 1.17 а) и схема холостого хода 1.17 б) [1.13]. Как видно из рисунков в переключателях на ПТ не используются дорогостоящие катушки индуктивности для подачи смещения, достаточно обычного резистора. Однако, на затвор подается смещение отрицательной полярности.

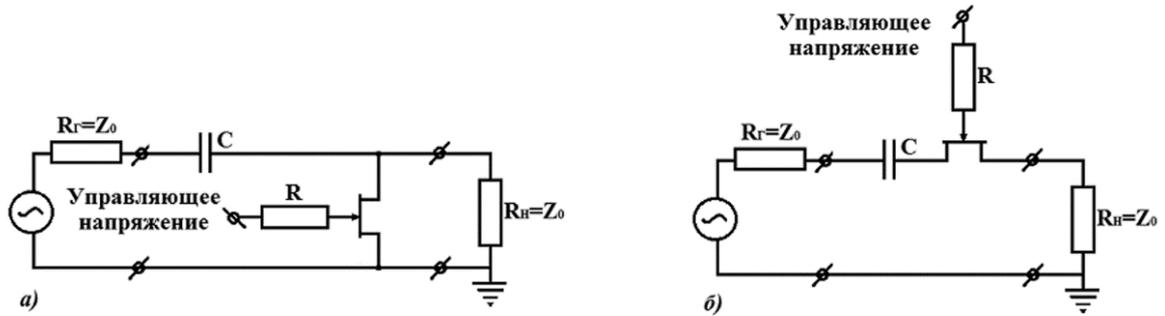


Рисунок 1.17 а), б) Типовые схемы SPST переключателей на ПТ

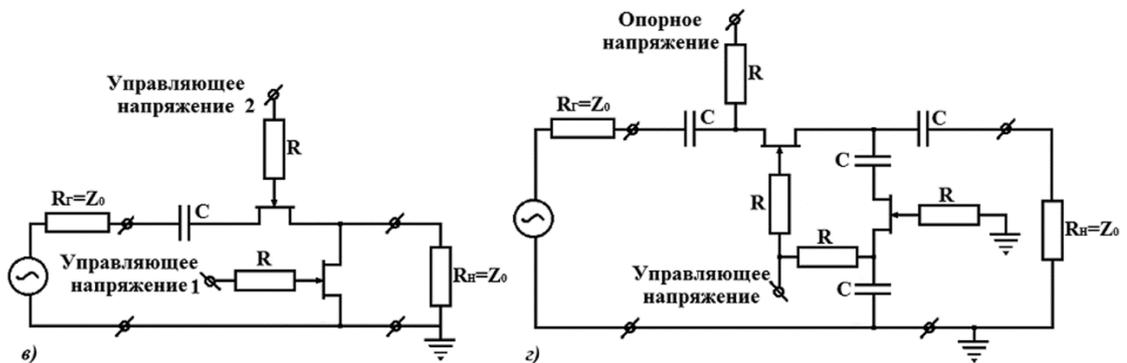


Рисунок 1.17 в), г) Типовые схемы SPST переключателей на ПТ

Для улучшения развязки на высоких частотах можно использовать еще один ПТ после последовательного транзистора, но в параллельном включении (см. рисунок 1.17 в)). Дополнительный транзистор должен быть в открытом состоянии, чтобы отражать просочившийся через последовательный транзистор СВЧ сигнал. Следовательно, для такой схемы СВЧ переключателя требуется два управляющих напряжения отрицательной полярности. Необходимость подачи смещения отрицательной полярности является известным недостатком, поскольку обычно используется положительное напряжение питания. Чтобы избавиться от данного недостатка используется модифицированная схема (см. рисунок 1.17 г)). Потенциал истока/стока последовательного ПТ поднят до требуемого положительного опорного уровня, что позволяет на затвор подавать управляющее

напряжение положительной полярности. Затвор параллельного ПТ заземлен через блокирующий резистор, а управляющее напряжение прикладывается к истоку/стоку транзистора. Емкость конденсаторов, блокирующих протекание постоянного тока в канале параллельного транзистора, невелика (от 5 до 15 пФ), т.к. на низких частотах хорошую развязку обеспечивает последовательный транзистор. Схемы с параллельными контурами, четвертьволновыми трансформаторами сопротивлений и искусственными длинными линиями в переключателях на ПТ применяются чаще, чем в переключателях на PIN-диодах, главным образом, в переключателях SPDT.

Если в СВЧ переключателях на PIN-диодах при разработке схемы для управления СВЧ сигналами высокой мощности выбирают соответствующую технологию изготовления, то в СВЧ переключателях на ПТ применяются, как правило, схемотехнические методы. (Исключением из правила являются GaN HEMT и GaAs HEMT с повышенными пробивными напряжениями). Прежде чем рассматривать схемы мощных СВЧ переключателей, определим причины ограничения мощности СВЧ сигнала в полевом транзисторе. В открытом состоянии ПТ ограничивающим фактором является амплитудное значение СВЧ тока ( $I_{pk} < I_{dss}$ ), проходящего через транзистор (см. рисунок 1.18) [1.12; 1.53].

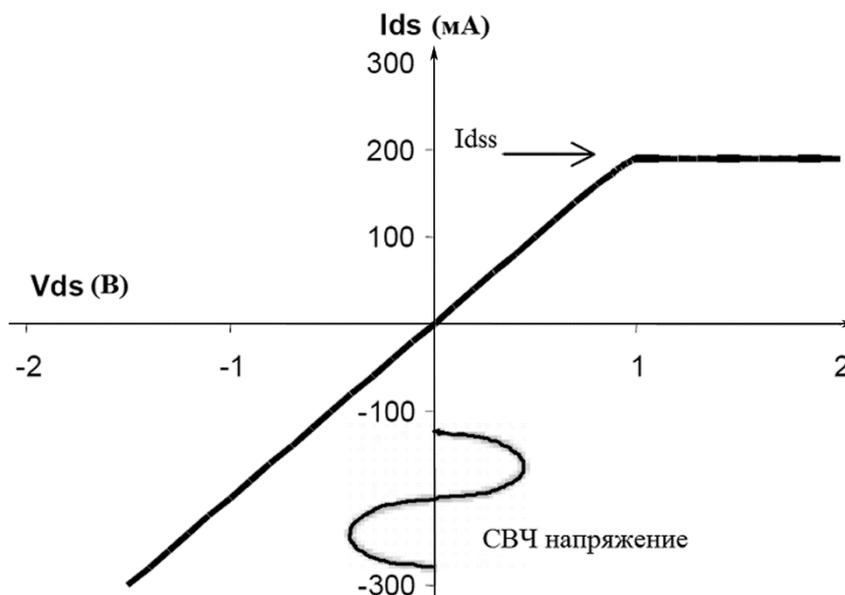


Рисунок 1.18 ВАХ идеального ПТ в открытом состоянии

Например, если ток насыщения транзистора при нулевом смещении на затворе  $I_{dss}$  равен 200 мА, то в 50-омной нагрузке может выделяться максимальная неискаженная СВЧ мощность равная 1 Вт.

В запертом состоянии ПТ ограничивающими факторами являются напряжение отсечки ПТ  $V_{th}$  и напряжение пробоя затвора  $V_{br}$  (см. рисунок 1.19 а) [1.30; 1.53].

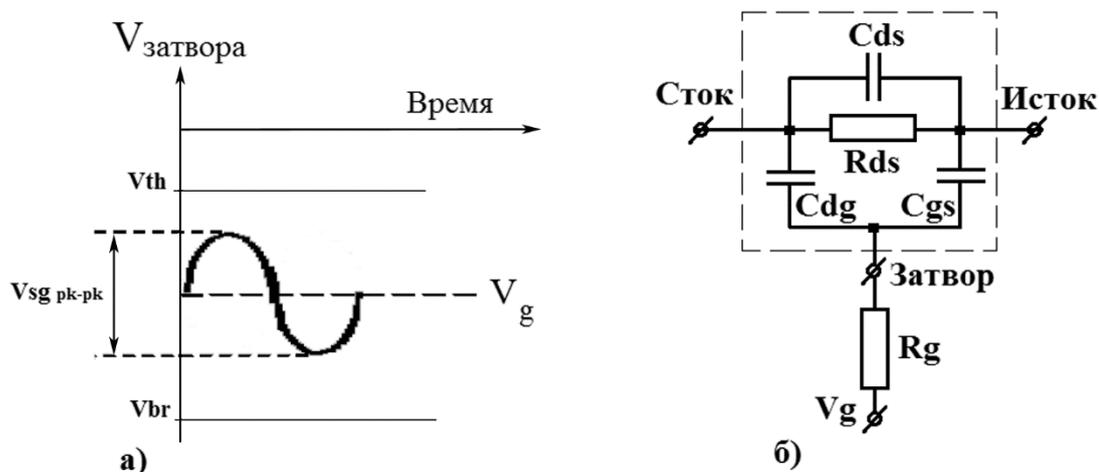


Рисунок 1.19 Ограничивающие факторы ПТ в запертом состоянии

При заданном постоянном запирающем напряжении на затворе  $V_g$  амплитуда положительной полуволны СВЧ сигнала не должна достигать напряжения отпирания транзистора  $V_{th}$ , иначе транзистор откроется, и сигнал исказится. Амплитуда отрицательной полуволны СВЧ сигнала не должна достигать напряжения пробоя затвора  $V_{br}$  иначе затвор пробьется, и сигнал также исказится. Структура переключающего транзистора симметрична (см. рисунок 1.19 б): справа подключена нагрузка (исходный потенциал равен нулю), слева подведен СВЧ сигнал. Как следствие, считаем, что слева сток, а справа исток транзистора. Поскольку транзистор симметричен, емкости сток-затвор  $C_{dg}$  и затвор-исток  $C_{gs}$  равны и образуют делитель для СВЧ напряжения. Следовательно, к постоянному смещению на затворе добавляется половина амплитудного напряжения СВЧ сигнала на высоких частотах, обычно выше 1 ГГц. Данная частота является условной границей. Например, если результирующая паразитная емкость сток-исток равна 0,35 пФ, то реактивное сопротивление сток-исток на частоте 1 ГГц составит 454 Ом (в 10 раз меньше типового значения  $R_g$ ), на 100 МГц – 4,54 кОм (сравнимо с  $R_g$ ), а на частоте 10 МГц – 45,4 кОм (существенно больше  $R_g$ ). Таким образом, в запертом транзисторе нелинейные искажения возникают в двух случаях: если постоянное смещение и отрицательная полуволна СВЧ напряжения превысят напряжение пробоя затвора транзистора

$$V_{br} \leq V_g + \frac{V_{pk}}{2}$$

или, если постоянное смещение и положительная полуволна СВЧ напряжения откроют транзистор

$$V_{th} \geq V_g + \frac{V_{pk}}{2}.$$

Очевидно, что оптимальным будет смещение, при котором обе границы пересекаются одновременно (см. рисунок 1.19а,  $V_{th}$  пересекается положительной полуволной СВЧ сигнала, а  $V_{br}$  – отрицательной):

$$V_{g\_opt} = \frac{V_{br} + V_{th}}{2}.$$

На частотах ниже 1 ГГц реактивные сопротивления емкостного делителя (см. рисунок 1.19 б)) становятся больше сопротивления блокирующего резистора  $R_g$ . Следовательно, к постоянному смещению на затворе добавляется полная величина амплитудного напряжения СВЧ сигнала. Таким образом, нелинейные искажения на низких частотах начнутся при уровне мощности на  $6\text{дБ}$  меньше, чем на высоких частотах. При этом максимальная мощность для переключателя уменьшится, что следует иметь в виду при проектировании широкополосных переключателей.

Понятно, что для увеличения переключаемой мощности нужны транзисторы с высокими пробивными напряжениями  $V_{br}$ , например, GaN HEMT и GaAs HEMT.

Увеличения переключаемой мощности можно также достичь, последовательно соединяя транзисторы с низкими пробивными напряжениями, что эквивалентно одному высоковольтному транзистору (см. рисунок 1.20) [1.13;1.54].

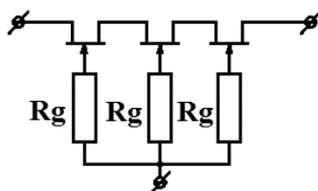


Рисунок 1.20 Модель высоковольтного многозатворного транзистора

При таком включении решается проблема равномерного распределения напряжения между транзисторами, и даже переключатели на низковольтных транзисторах способны выдерживать более 50В [1.40]. Иногда, для уменьшения размера кристалла МИС переключателя последовательное соединение транзисторов заменяется двух- или трехзатворным транзистором.

#### 1.4.4 Принцип построения схем SPDT и nPmT переключателей

Схемы SPDT и nPmT СВЧ переключателей отражательного типа формируются путем соединения входов схем SPST, в результате чего вход переключателя становится всегда согласованным, а неподключенный выход отражает СВЧ энергию от нагрузки обратно в нагрузку. Поскольку вход всегда согласован, напряжение СВЧ сигнала равно

половине напряжения источника сигнала. Следовательно, изоляция отключенных переключателей будет на 6 дБ больше изоляции исходного SPST переключателя. Однако внесенные потери открытого плеча переключателя увеличатся из-за рассогласования и утечек сигнала через закрытые плечи переключатели. Поскольку принципиальные различия между SPDT и pPmT переключателями отсутствуют, далее будем рассматривать только SPDT переключатели.

#### 1.4.5 Схемы SPDT переключателей на полевых транзисторах

На практике применяются, как правило, различные комбинации Г-образных звеньев на основе SPST переключателей на ПТ (см. рисунок 1.21) [1.13; 1.55]. Обычно SPST переключатели и для приемника, и для передатчика одинаковы, что обусловлено требованиями унификации. Однако применение одинаково мощных переключателей является избыточным, т.к. от больших уровней мощности необходимо защищать лишь вход приемника [1.56; 1.57].

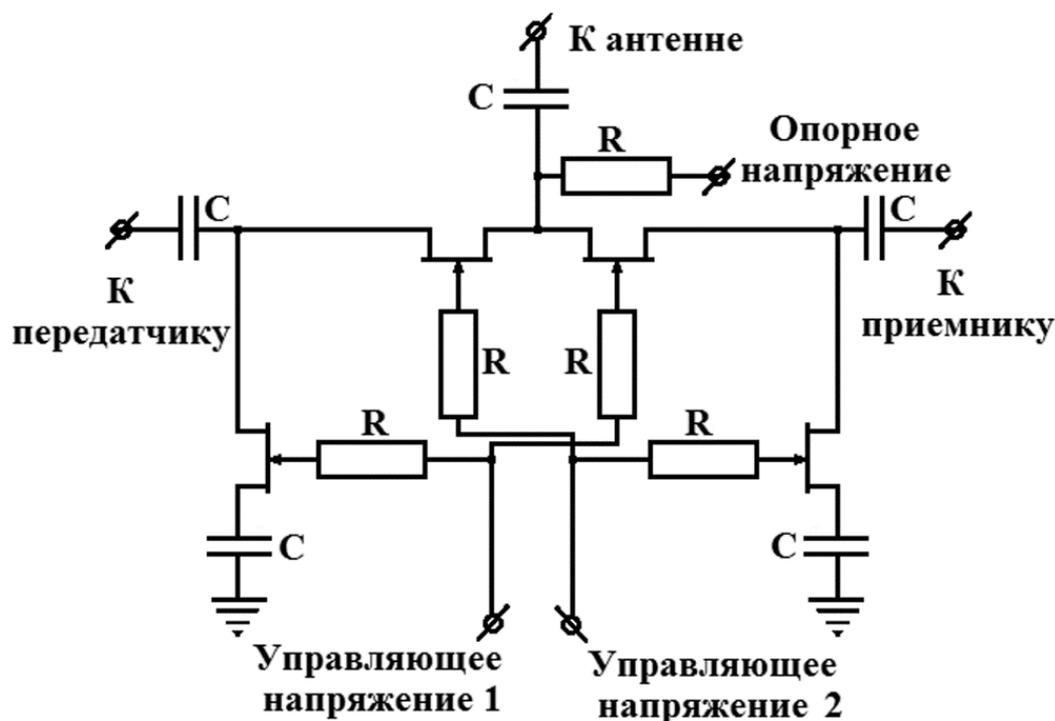


Рисунок 1.21 SPDT переключатель на основе двух SPST переключателей

Компромисс между внесенными потерями и изоляцией на требуемой частоте обеспечивается топологией СВЧ МИС переключателя (главным образом шириной последовательного и параллельного транзистора). Величина СВЧ мощности, коммутируемой переключателем, также зависит от топологии. Метод повышения

мощности рассмотрен в пункте 1.2.3 (см. рисунок 1.20). Существуют и другие схемотехнические методы повышения максимальной мощности SPDT переключателя для приемопередающего модуля. Можно, например, направлять СВЧ сигнал не через транзисторы, а через последовательные или параллельные  $LC$ -контуры (см. рисунок 1.22) [1.58]. В этом случае управление осуществляется одним сигналом по одной шине. Если все транзисторы открыты, параллельные  $LC$ -контуры блокируют прохождение СВЧ сигнала из передатчика на землю и в приемник. Если все транзисторы заперты, последовательные  $LC$ -контуры не препятствуют прохождению СВЧ сигнала из антенны в приемник и из передатчика на землю. Падение напряжения на открытом транзисторе незначительно, и, следовательно, мощность определяется током насыщения  $I_{dss}$  и добротностью последовательного контура  $Q_L$ , что делает такие схемы нереализуемыми в монолитном исполнении из-за низкой добротности пассивных элементов СВЧ МИС.

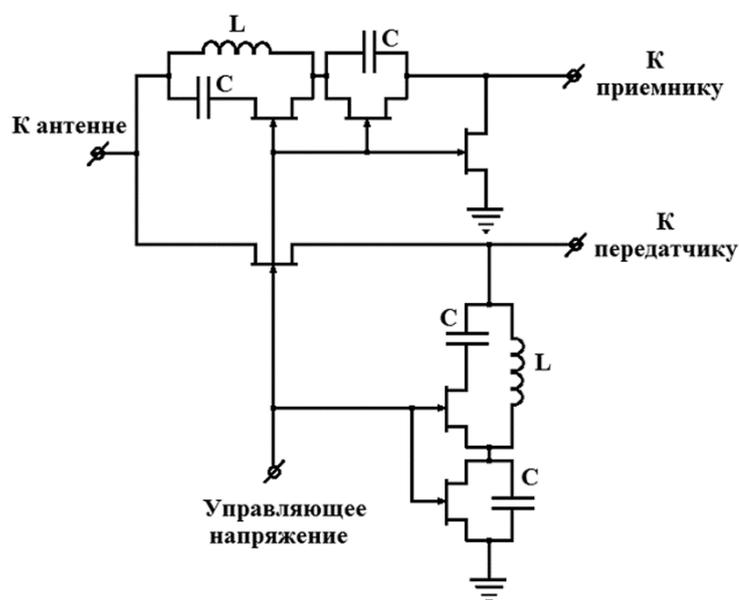


Рисунок 1.22 Пример схемотехнического способа повышения максимальной мощности SPDT переключателя

Существуют схемы, отслеживающие уровень мощности на входе приемника (см. рисунок 1.23) [1.59]. При возрастании мощности последовательное соединение диода и конденсатора увеличивает отрицательное смещение, приложенное к последовательному транзистору на выходе передатчика, предотвращая его отпирание. Такая обратная связь увеличивает максимальную допустимую мощность на входе приемника.

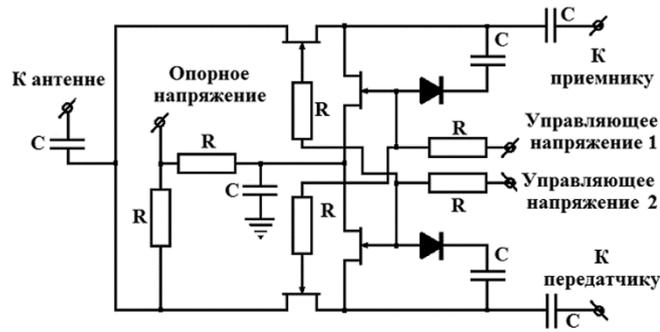


Рисунок 1.23 Схема, отслеживающая уровень мощности на входе приемника

Рассмотренные схемы относятся к переключателям с любыми типами полевых транзисторов. Но в СВЧ МИС переключателей, изготавливаемых по КМОП-технологии, существует особая проблема – сигнал шунтируется на землю через паразитную емкость кремниевой подложки. Эта проблема в настоящее время решается как технологическими методами [1.37-1.41], так и схемотехническими методами [1.54; 1.60-1.63].

Обычно переключатели на полевых транзисторах используются на частотах до 60 ГГц, поскольку технологически проще и дешевле изготовить переключатель на PIN-диодах для более высоких частот. Этот предел преодолевают схемотехническим методом, применяя топологию распределенного полевого транзистора fully distributed FET (FD-FET) [1.64] (см. рисунок 1.24). Распределенная паразитная емкость такого транзистора в закрытом состоянии и распределенная индуктивность стока образуют линию передачи, согласованную с нагрузкой.

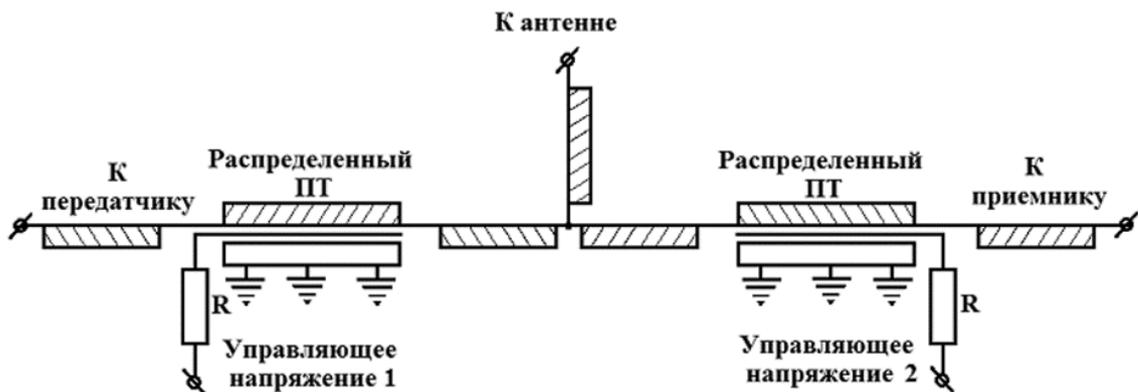


Рисунок 1.24 SPDT переключатель на основе распределенного полевого транзистора fully distributed FET (FD-FET)

### 1.4.6 Схемы управления переключателями на полевых транзисторах

Для управления переключателями на ПТ требуются отпирающее  $V_{on}$  и запирающее  $V_{off}$  напряжения, которые подаются синхронно на затворы транзисторов через резисторы  $R_g$  (см. рисунок 1.5). Первые переключатели на основе GaAs ПТШ использовали  $V_{off} = -7В$ , современный стандарт предусматривает  $V_{off} = -5В$ . Для устройств, использующих в качестве питания батареи, запирающее напряжение составляет  $V_{off} = -3В$ . Отпирающее напряжение для большинства ПТШ транзисторов лежит в интервале  $-0,2В < V_{on} < 0,0В$ , а для транзисторов с малыми напряжениями отсечки в интервале  $-0,1В < V_{on} < 0,0В$ . Резистор  $R_g$  определяет быстродействие и мощностные параметры СВЧ переключателя, его величина находится в пределах от 2 кОм до 10 кОм. Для увеличения быстродействия истоки параллельных транзисторов заземляются (см. рисунок 1.25а), а при использовании разделительных конденсаторов на входе и выходах переключателя необходимо заземлить и входы/выходы через катушки индуктивности или резисторы (см. рисунок 1.25б)) [1.65].

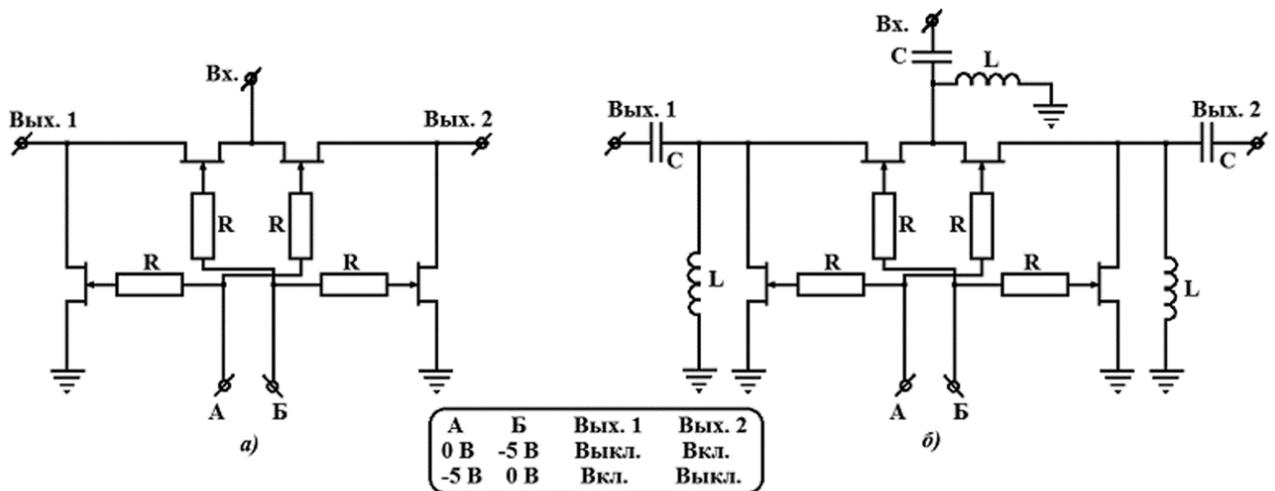


Рисунок 1.25 Элементарные схемы управления переключателями на ПТ

Для обеспечения максимального быстродействия схема управления должна размещаться на том же GaAs кристалле, на котором расположен СВЧ переключатель. В этом случае ток, потребляемый переключателем вместе со схемой управления, составляет несколько миллиампер, что девальвирует преимущество переключателей на GaAs ПТШ над переключателями на PIN-диодах по токам потребления. Из-за отмеченного недостатка, а также из-за отрицательной полярности напряжения смещения затворов ПТШ, в большинстве современных переключателей на GaAs ПТШ применяются схемы управления на кремниевом кристалле, который находится либо в том же корпусе (для обеспечения

быстродействия), либо в отдельном корпусе. Ток потребления кремниевых схем управления измеряется микроамперами.

Если быстродействие не критично, а важно обеспечить совместимость с ТТЛ (0В, 5В) или КМОП (0В, 2,7В) логикой, то применяются схемы, поднимающие потенциал истоков/стоков транзисторов переключателей (см. рисунок 1.26) [1.66].

Для коммутации мощных СВЧ сигналов применяются специальные схемы управления, позволяющие регулировать отпирающее и запирающее напряжения в пределах  $-8\text{В} < V_{\text{off}} < -5\text{В}$  и  $0\text{В} < V_{\text{on}} < +2\text{В}$ , что требует использования источника питания отрицательной полярности [1.66].

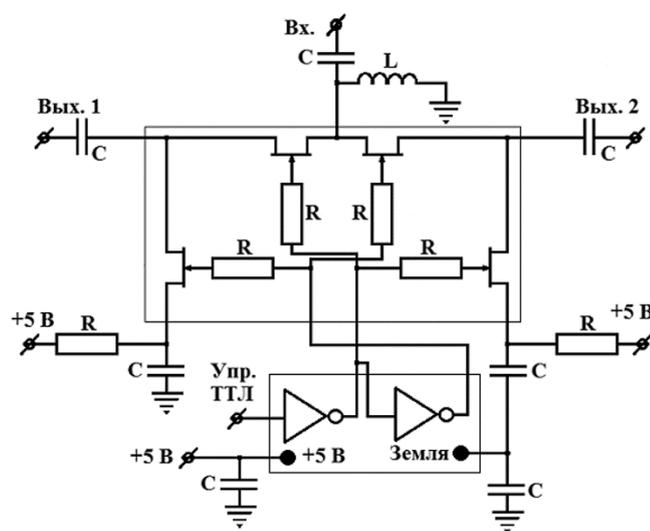


Рисунок 1.26 Пример схемы, поднимающей потенциал истоков/стоков транзисторов переключателей

#### 1.4.7 Схемы СВЧ переключателей аттенюаторного типа

СВЧ переключатели аттенюаторного типа всегда согласованы по входу и выходу. Тривиальным SPST аттенюаторным переключателем является управляемый аттенюатор [1.67]. Внесенные потери такого переключателя равны минимальной величине затухания аттенюатора, а развязка – максимальной величине вносимого затухания. Наиболее распространенным SPST аттенюаторным переключателем является SPDT переключатель, один из выходов которого подключен к согласованной нагрузке  $R=Z_0$ . Как правило, нагрузка расположена на том же кристалле (см. рисунок 1.1 в). Во включенном состоянии (т.е. при передаче сигнала в нагрузку) такой переключатель является взаимным, что дает

возможность конструировать nPmT аттенуаторные переключатели на основе SPST переключателей, подобно отражательным переключателям.

Принципиальные различия в схемотехнике отражательных и аттенуаторных nPmT переключателей отсутствуют. Аттенуаторные схемы сложнее по конструкции, обладают меньшим быстродействием, рассеивают больше тепла, но при этом не отражают СВЧ сигналы обратно в тракт, что критично в ряде приложений. Пример монтажа на печатной плате аттенуаторного SP4T переключателя приведен на рисунке 1.27 [1.68]. В данном случае применены те же схемотехнические решения, что и для отражательного SPDT переключателя, изображенного на рисунке 1.26.

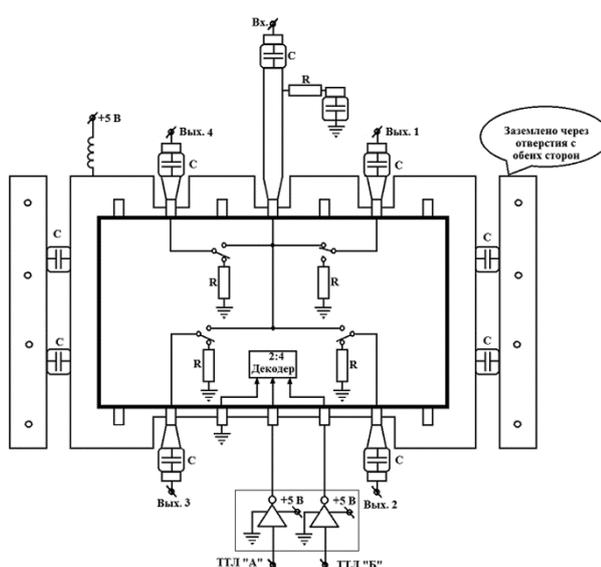


Рисунок 1.27 Пример монтажа на печатной плате аттенуаторного SP4T переключателя.

## 1.5 Применение твердотельных СВЧ переключателей

### 1.5.1 Области применения твердотельных СВЧ переключателей

Приведем области применения твердотельных СВЧ переключателей последних десяти лет, предполагая, что ставшие уже классическими применения переключателей, такие как коммутаторы СВЧ трактов, например, компании Agilent P9400A/C [1.2], хорошо известны. Переключатели широко используются и в системах гражданского назначения, и в специальных системах для оборонной, авиационной и космической техники. Как правило, устройства систем гражданского назначения ориентированы на выпуск большими сериями и, как следствие, производятся на основе кремниевой или кремний/германиевой технологий. Устройства систем специального назначения выпускаются сравнительно небольшими сериями и производятся как на основе кремниевой, так и более сложных

технологий. Рынок кремниевых систем занят крупными компаниями полупроводниковой индустрии. Малые и средние предприятия, в основном, работают на рынке систем специального назначения.

Наиболее характерными примерами систем гражданского назначения являются беспроводные системы мобильной связи и локальные сети с коммутируемыми многолучевыми антеннами миллиметрового диапазона (60 ГГц) [1.62;1.64;1.69]. Смартфоны, коммуникаторы и др. мобильные устройства обеспечивают не только голосовую связь, но и обмен информацией [1.70]. Огромный спрос на мобильные системы связи вытесняет устройства на основе арсенида галлия из данного сегмента рынка, что можно проиллюстрировать примером переключателя SP9T, реализованного по обеим технологиям, UltraCMOS™ и GaAs [1.40]. Вторым по объему после систем связи является рынок радиолокаторов предупреждения столкновения автомобилей, в которых широко используются твердотельные СВЧ переключатели. Для радиолокаторов данного класса выделены диапазоны К (18-27 ГГц), V (40-75 ГГц) и W (75-110 ГГц) [1.71]. Базовые станции, навигационные приборы, приборы для предупреждения столкновений самолетов, метеорологические радиолокаторы, –относятся к системам специального назначения, в которых также применяются твердотельные СВЧ переключатели. Рассмотрим применение твердотельных СВЧ переключателей в устройствах обоих типов.

### **1.5.2 Особенности применения переключателей в системах связи и радиолокации**

В радиосистемах любого назначения переключение диапазонов осуществляется с помощью твердотельных СВЧ переключателей [1.72; 1.40; 1.73]. В радиолокационных станциях с активными фазированными антенными решетками (АФАР) цифровое управление фазой и амплитудой осуществляется с помощью твердотельных СВЧ переключателей [1.72; 1.74; 1.75]. Ключевым узлом как в связных, так и в радиолокационных системах является приемопередающий модуль [1.75; 1.76]. Примером такого модуля АФАР является GaAs СВЧ

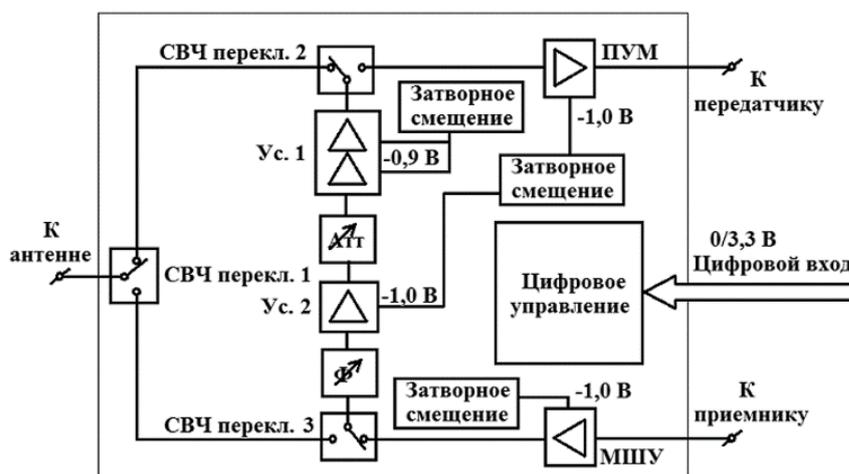


Рисунок 1.28 XZ1002-BD — GaAs СВЧ МИС ППМ X-диапазона (8,5 - 11 ГГц)

МИС X-диапазона (8,5 - 11 ГГц) XZ1002-BD [1.77], который состоит из интегрированных на кристалле приемопередающих СВЧ переключателей, малошумящего усилителя (МШУ), шестизрядного фазовращателя (Ф), пятизрядного аттенюатора (Атт) и выходного предварительного усилителя мощности (ПУМ). На кристалле также находится схема управления совместимая с КМОП-логикой, схемы подачи смещения на затворы транзисторов (см. рисунок 1.28). Схема управления контролирует модуль и фазу сигнала как при передаче, так и при приеме. Параметры XZ1002-BD в режиме приема: коэффициент шума 5.2 дБ, коэффициент усиления 21 дБ, коэффициент интермодуляционных искажений (OIP3) +28 дБм. Параметры XZ1002-BD в режиме передачи: коэффициент усиления 22 дБ, мощность насыщения ( $P_{sat}$ ) +23 дБм. Добавив на выход передатчика кристалл усилителя мощности XR1006 (выходная мощность – 10 Вт), а на вход приемника кристалл малошумящего усилителя XL5017, получим полноценный приемопередающий модуль.

Для передачи больших объемов информации за короткий промежуток времени или для определения расстояния до цели с дециметровой точностью необходимы радиоимпульсы длительностью меньше 1 нс [1.71]. До последнего времени такие радиоимпульсы формировались с помощью переключателей на PIN-диодах, но с 2010 года наметился прорыв в технологии GaAs p-HEMT СВЧ переключателей [1.78;1.79]. Компании M/A-COM Technology Solutions удалось уменьшить затворную задержку [1.7], что позволило значительно повысить быстродействие СВЧ переключателей. Например, переключатель MASW-009590 (SPDT) обеспечивает следующие параметры: время успокоения – до 20 нс, диапазон рабочих частот от 10 МГц до 8 ГГц, вносимые потери 0.6 дБ, изоляция 23 дБ, точка компрессии на 1 дБ +30 дБм.

Самыми мощными из твердотельных СВЧ переключателей являются переключатели на PIN-диодах компании M/A-COM Technology серии KILOVOLT™ (в керамических корпусах) [1.1], которые переключают импульсы мощности 1кВт. Следует также отметить переключатели компании Aeroflex/Metelics, работающие с непрерывной мощностью 100 Вт или импульсной мощностью 650 Вт при вносимых потерях 0,2 дБ и изоляции 53 дБ. Компания Skyworks предлагает серию переключателей на PIN-диодах с непрерывной мощностью 50 Вт или импульсной мощностью 500 Вт при вносимых потерях 0,45 дБ и изоляции 37 дБ на частоте 6 ГГц. По-видимому, одним из немногих СВЧ переключателей, в котором удалось совместить высокую скорость, мощность и малогабаритность, является SP8T AlGaAs/GaAs переключатель на PIN-диодах компании M/A-COM Technology, выполненный по HМІС технологии и имеющий скорость переключения 500 пс, непрерывную мощность 50 Вт, импульсную мощность 100 Вт, полосу частот от 1 МГц до 75 ГГц при вносимых потерях 2 дБ и изоляции 30 дБ на частоте 40 ГГц [1.72].

Высокая мощность перестает быть прерогативой переключателей на PIN-диодах. Компанией Peregrine Semiconductor разработан переключатель PE42510A (SPDT) с непрерывной мощностью более 50 Вт, изготовленный по UltraCMOS™ технологии (см. пункт 3.6.2) с применением схемотехнических методов повышения мощности (см. пункт 4.2.3), работает в диапазоне частот 30–2000 МГц при вносимых потерях 0,4 дБ и изоляции 29дБ. Кристалл микросхемы размещен в 32-х выводном корпусе QFN (5x5x0,85мм) и имеет защиту от электростатического напряжения до 2 кВ по всем выводам [1.72; 1.80].

### **1.5.3 Перспективы применения твердотельных СВЧ переключателей**

Основные ожидания, связанные с мощной СВЧ электроникой, относятся к МІС на основе кристаллов GaN, технологии роста которых бурно развивались за последнее десятилетие [1.31; 1.81]. Разработаны мощные СВЧ усилители [1.82] и малозумящие усилители [1.83] на основе GaN. Требуются высоконадежные СВЧ МІС приемопередающих модулей, работающие с десятками/сотнями ватт СВЧ мощности для космических систем связи, для РЛС с АФАР, для базовых станций. Показано, что наиболее перспективной технологией для объединения на одном кристалле мощного СВЧ усилителя, малозумящего усилителя и СВЧ переключателя является именно GaN технология [1.84; 1.85], поскольку не требуются схемы защиты входа приемника благодаря высокой устойчивости GaN НЕМТ к перегрузкам. Известно много попыток изготовить GaN МІС СВЧ переключатели [1.86], но наибольшего успеха добилась в 2010 году фирма TriQuint

Semiconductor [1.87]. Были изготовлены три типа SPDT переключателей по схеме, представленной на рисунке 1.29.

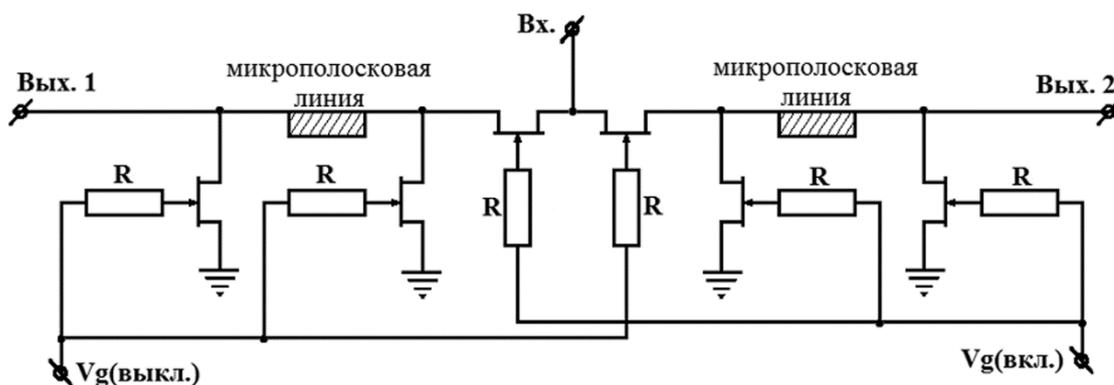


Рисунок 1.29 Схема GaN МИС СВЧ переключателей фирмы TriQuint Semiconductor

Данная схема обеспечивает функционирование в трех диапазонах частот: от постоянного тока до 6 ГГц, переключая сигналы мощностью до 40 Вт при вносимых потерях до 0,7 дБ и изоляции 30 дБ на частоте 6 ГГц; от постоянного тока до 12 ГГц, переключая сигналы мощностью до 15 Вт при вносимых потерях до 1,0 дБ и изоляции 30 дБ на частоте 12 ГГц; от постоянного тока до 18 ГГц, переключая сигналы мощностью до 10 Вт при вносимых потерях до 1,5 дБ и изоляции 30 дБ на частоте 16 ГГц, которая ухудшается до 25 дБ на частоте 18 ГГц.

Рост излучаемой мощности и плотности спектра в радиолокационных системах и в системах связи привел к ужесточению требований к линейности (интермодуляционным искажениям) СВЧ переключателей. С другой стороны, успехи технологии InGaAs pHEMT в создании маломощных усилителей выдвинули на первый план проблему нелинейных искажений в самом МШУ и в предшествующих ему каскадах, т.е. в СВЧ переключателях. В настоящее время созданы технологии, позволяющие изготавливать на одном кристалле и МШУ, и СВЧ переключатель, например, PD50-01 0.5 $\mu$ m InGaAs pHEMT Enhancement/Depletion-Mode Device (E/D-Mode) фирмы WIN Semiconductors. Имеются подобные технологии и в Российской Федерации, например, АО «Светлана-Рост» Санкт-Петербург, ЗАО «Планета» Великий Новгород.

В заключение отметим, что СВЧ переключатели входят в состав аппаратуры систем связи, радиолокации, навигации, управления [1.10; 1.11; 1.88; 1.89]. В настоящее время развитие СВЧ переключателей происходит по трем направлениям: повышение рабочих частот до десятков гигагерц и более [1.90-1.94], освоение новых технологий [1.95-1.97], интеграция СВЧ переключателей в состав более сложных СВЧ монолитных интегральных схем (СВЧ МИС) [1.98-1.100]. Основы общей теории СВЧ переключателей изложены в

монографиях [1.43, с.2; 1.44, с.629; 1.45, с.6; 1.101, с.19]. Существующие методы синтеза (проектирования) СВЧ переключателей основываются на представлении переключающих элементов в виде дискретных компонентов с различными паразитными (индуктивными/емкостными) связями. Методы синтеза монолитных интегральных схем переключателей, основывающиеся на представлении переключающих элементов в виде интегральных компонентов с задаваемыми после решения задачи параметрического синтеза размерами, не развиты или отсутствуют, в том числе, для МИС СВЧ переключателей на основе полупроводников группы АЗВ5.

## 1.6. Цель и задачи работы

Приведенный в первом разделе обзор научно-технической литературы позволяет сделать следующие основные выводы:

1) Рассмотрены физические принципы работы и технологии изготовления переключающих элементов твердотельных СВЧ переключателей. Показано, что технологии на основе полупроводников группы АЗВ5 позволяют изготавливать СВЧ переключатели в дециметровом и более коротковолновых диапазонах частот. Переключатели на основе GaN НЕМТ позволяют переключать сигналы мощностью в десятки ватт с помощью управляющих напряжений до 40 В. Переключатели на основе InGaAs рНЕМТ позволяют переключать сигналы мощностью в единицы ватт с помощью управляющих напряжений до 7 В. Таким образом, СВЧ переключатели на основе полупроводников группы АЗВ5 отличаются количественными показателями. Основы работы переключателей, методы проектирования (синтеза), методы контроля (мониторинга) технологии являются общими для всей группы АЗВ5, что дает возможность выделить СВЧ переключатели на основе полупроводников группы АЗВ5 в качестве единого предмета исследования.

2) Рассмотрены методы синтеза (проектирования) СВЧ переключателей. Показано, что используются подходы, разработанные в 60-х – 80-х годах прошлого века [1.43, с.2; 1.44, с.629; 1.45, с.6; 1.101, с.19], на основе представления переключателя как совокупности дискретных компонентов: переключающих элементов на полевых транзисторах и пассивных RLC-элементов. Данный подход позволяет синтезировать МИС СВЧ переключателей, работающих на частотах до 1 ГГц. На более высоких частотах проявляется влияние паразитных емкостей переключающих элементов, которое компенсируют с помощью внешних LC-элементов, обеспечивающих  $K_{СВ} \leq 2$  в полосе около 20% от

центральной частоты. Такой подход к синтезу МИС СВЧ переключателей приемлем для узкополосных систем. Однако, в современных широкополосных системах требуются СВЧ переключатели с заданной развязкой и вносящие минимальные потери в открытом состоянии, обеспечивающие КСВ менее 1,5 в полосе частот превышающей несколько гигагерц. Существующие методы синтеза не могут удовлетворить данные требования. Необходимо разработать новый метод синтеза МИС СВЧ переключателей для широкополосных систем.

3) В переключателях ПТ используются в качестве управляемых резисторов. Как правило, предполагаемые производители изделия скрывают эквивалентную схему транзистора и набор эмпирических выражений для расчетов элементов схемы, объявляя эти данные интеллектуальной собственностью. Для разработчика СВЧ переключателя доступны только топологические размеры транзистора, что не позволяет составить эквивалентную схему для решения задачи синтеза. Как следствие, необходимо дальнейшее развитие линейной и нелинейной моделей полевого транзистора, предназначенных для решения задачи синтеза СВЧ переключателей.

4) Из обзора следует, что нелинейные параметры ( $IP_2$ ,  $IP_3$ ) СВЧ переключателей определяются как характеристиками переключающих элементов, зависящими от технологического процесса (сопротивление канала  $R_{on}$  открытого полевого транзистора, емкость сток-исток  $C_{off}$  закрытого полевого транзистора), так и выбранной схемой СВЧ переключателя. В публикациях указывается, что СВЧ переключатели, изготовленные на основе гомогенных структур полупроводников группы А3В5 обладают лучшей линейностью по сравнению с СВЧ переключателями на основе гетерогенных структур. Однако оценка влияния параметров технологии и/или схемотехники не приводится. Данное обстоятельство затрудняет выбор технологии изготовления МИС СВЧ переключателей с повышенными требованиями к линейности. Как следствие, требуются количественные характеристики нелинейных свойств переключающих элементов (удельных нелинейных параметров, связанных с  $IP_2$  и  $IP_3$ ), но не зависящих от схемотехники переключателя. Таким образом, необходимо разработать методику оценки нелинейных параметров СВЧ переключателя на основе полупроводников группы А3В5 с использованием удельных нелинейных параметров переключающих элементов.

Приведенные выводы позволяют сформулировать цель и задачи работы.

Целью диссертации является разработка метода синтеза и практическая реализация интегральных схем твердотельных СВЧ переключателей с контролируемым уровнем нелинейных искажений на основе полупроводников группы А3В5 для использования в

приемопередающих модулях дециметрового и сантиметрового диапазона длин волн на основе GaN HEMT и InGaAs pHEMT.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- 1) Разработать методику синтеза СВЧ переключателя на основе полупроводников группы АЗВ5.
- 2) Разработать линейную и нелинейную модели полевого транзистора, предназначенные для решения задачи синтеза СВЧ переключателей.
- 3) Разработать методику оценки нелинейных параметров МИС СВЧ переключателя с на основе нелинейных параметров полевых транзисторов группы АЗВ5.
- 4) Синтезировать и изготовить интегральные схемы СВЧ переключателей на основе полупроводников группы АЗВ5.
- 5) Провести экспериментальные исследования, сравнить теоретические и измеренные характеристики реализованных СВЧ переключателей на основе полупроводников группы АЗВ5.

## 2 Разработка методики синтеза МИС СВЧ переключателя на полевых транзисторах группы АЗВ5

### 2.1 Классификация методов синтеза

#### 2.1.1 Основные положения

Применительно к задачам синтеза микро- и нанoeлектронных устройств выделяют три уровня решения: структурный синтез, параметрический синтез и конструкционный синтез [2.1], рисунок 2.1.

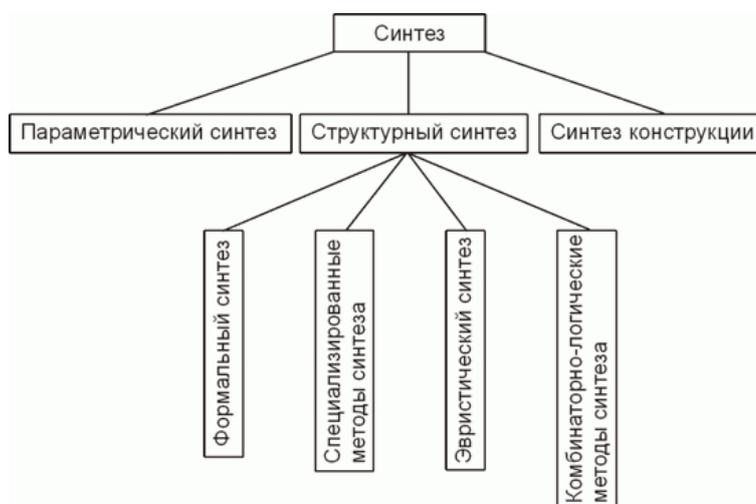


Рисунок 2.1 Классификация задач синтеза [2.1].

Поскольку предметом данного исследования являются МИС СВЧ диапазона, основное внимание сосредоточим на структурном и параметрическом синтезе, предполагая в дальнейшем бескорпусное изготовление, и, как следствие, ограничим конструкционный синтез разработкой топологии кристалла микросхемы для проведения экспериментальных исследований.

#### 2.1.2 Структурный синтез

Задача структурного синтеза в общем случае формулируется следующим образом: известна техническая функция объекта проектирования, выбран элементный базис; требуется найти структуру объекта, который реализует заданную функцию и, возможно, удовлетворит совокупности дополнительных ограничений. Результатом решения данной задачи будет структура синтезируемого объекта с известными элементами и существенными связями между ними.

Среди множества подходов к решению задачи структурного синтеза наибольшее распространение в системах автоматизированного проектирования получили методы, называемые комбинаторно-логическими [2.1]. Для генерации структур используется перебор и поиск новых сочетаний в массиве аналогов и прототипов. Перечислим основные допущения, при выполнении которых подобный подход оказывается результативным: 1) Проектируемый объект имеет развитую структуру с большим количеством элементов и связей. 2) Проектируемый объект принадлежит к классу объектов, имеющих одинаковое функциональное назначение. 3) Множество аналогов и прототипов обладает достаточной мощностью для того, чтобы поиск новых сочетаний в этом комбинаторном пространстве, т.е. в выбранном элементном базисе, был результативен. 4) Составные части объектов класса обладают «хорошими комбинаторными способностями». Это значит, что принципы действия объектов не различаются настолько, чтобы запретить объединение разных элементов в составе нового объекта.

Однако твердотельные СВЧ переключатели характеризуются ограниченной элементной базой и также ограниченным множеством аналогов и прототипов (см. главу 1), что исключает применение методов комбинаторно-логического синтеза (противоречит пунктам 1 и 3) для структурного синтеза. Обычно структурный синтез твердотельных СВЧ переключателей ограничивается параллельным/последовательным соединением Г-образных или Т-образных ячеек из переключающих элементов (PIN-диодов и/или полевых транзисторов).

Нами была предпринята попытка расширить комбинаторное пространство: 1) за счет введения нового переключающего элемента (коммутируемой емкости) [2.2] и 2) индуктивности [2.3]. Коммутируемая емкость (варикап) не дал заметного преимущества над традиционными структурами, PIN-диодами и ПТ, в то время как структуры с индуктивностями оказались очень удачными и нашли применения, описанные в данной диссертации.

### **2.1.3 Параметрический синтез**

Задача параметрического синтеза в общем случае формулируется следующим образом: известна структура объекта, который реализует заданную функцию; требуется найти такие параметры элементов синтезируемого объекта заданной структуры, при которых в некотором оптимальном, наперед заданном, смысле обеспечивается работоспособность объекта. Результатом решения данной задачи будет синтезируемый

объект известной структуры с оптимальными величинами элементов и существенных связей между ними.

Программное обеспечение (ПО) для параметрического синтеза аналоговых устройств СВЧ входит в состав практически каждого пакета программ для проектирования интегральных схем (ИС). Программы идентификации параметров моделей по результатам измерений являются примерами решения задачи параметрического синтеза [2.4]. Однако, несмотря на коммерческие успехи пакетов программ для параметрического синтеза, проблема параметрического синтеза остается по-прежнему актуальной. В настоящее время на первый план вышла необходимость учитывать вероятностный характер технологических и эксплуатационных воздействий на величины параметров. Требуется знание статистических характеристик случайных факторов, которые предполагаются заданными [2.5]. Решение задач параметрического синтеза при оптимизации по стохастическим критериям с использованием многовариантного анализа требует больших вычислительных ресурсов, и наличие широкой базы статистических данных, что ограничивает практическое применение данных методов экономической целесообразностью.

#### **2.1.4 Конструкционный синтез (синтез топологии)**

Задача конструкционного синтеза в общем случае формулируется следующим образом: известны структура и значения параметров элементов объекта, который реализует заданную функцию и удовлетворяет совокупности дополнительных условий; необходимо найти конструкцию синтезируемого объекта.

Программное обеспечение для синтеза конструкции аналоговых устройств СВЧ входит в состав практически каждого пакета программ проектирования интегральных схем. Как правило, в библиотеках компонентов конструкция (топология) компонента СВЧ МИС входит в состав модели.

Задача конструкционного синтеза применительно к разработке МИС СВЧ сводится к построению топологии кристалла ИС таким образом, чтобы не нарушить устойчивость системы с учетом проведенной оптимизации параметров по стохастическим критериям, связанными с технологическими и эксплуатационными воздействиями. Конструкционный синтез является завершающим этапом алгоритма проектирования ИС, который в самом общем виде может быть представлен как: синтез структуры, параметрический синтез, синтез топологии и далее в начало алгоритма, если заданные параметры не получены или к окончанию проектирования при достижении цели.

## 2.2 Классификация моделей электронных компонентов

### 2.2.1 Физические модели

Физические модели компонентов СВЧ МИС основаны на системе физических уравнений, описывающих электромагнитные, механические, и термодинамические явления. Самыми известными моделями данного класса являются модели, основанные на одновременном решении уравнений непрерывности и уравнения Шредингера. Эти модели широко применяются в технологических САПР при создании новой технологии. Данные модели представляют практический интерес в качестве средства идентификации параметров модели для схемотехнических САПР, что особенно важно в процессе отладки технологии.

### 2.2.2 Компактные модели

В литературе термин «компактная модель» используется очень широко. Будем понимать под компактной моделью нелинейную эквивалентную схему во временной области и соответствующую систему нелинейных обыкновенных дифференциальных уравнений. Компактная модель содержит основные соотношения (вольтамперные и/или вольт-кулонные характеристики) для нелинейных сосредоточенных элементов, заданных выражениями в явном виде с параметрами, полученными из измерений или физических моделей.

Компактные модели компонентов СВЧ МИС могут быть основаны на физических уравнениях, но могут базироваться и на эмпирических выражениях, аппроксимирующих экспериментальные данные. Решение системы уравнений, описывающих схему с использованием компактной модели, обычно, занимает доли секунды. В компактные модели входят электрофизические, термодинамические и топологические параметры. Компактная модель состоит из графического символа, с которым связана эквивалентная схема (система уравнений) и топология компонента (физическая сущность). Определяется (идентифицируется) данная модель с помощью структурированного файла, из которого берутся величины электрофизических, термодинамических и топологических параметров для данного компонента.

Степень сложности компактной модели зависит от решаемой задачи. Для оценочных расчетов достаточно простейшей компактной модели. Например, модель резистора в САПР NI AWR MWO. Здесь символу соответствует закон Ома, топология отсутствует, структурированный файл – число, равное величине сопротивления в размерности Ом. При разработке СВЧ МИС сложность модели возрастает. Например, модель тонкопленочного

резистора. Здесь символ тот же и связан он тоже с законом Ома, но величина сопротивления уже рассчитывается из электрофизических и топологических параметров. Имеется топология, связанная с символом (см. рисунок 2.2).

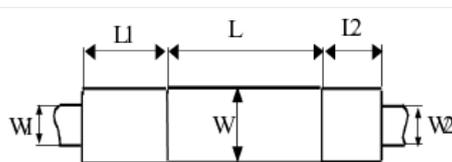


Рисунок 2.2. Топология резистора в САПР NI AWR MWO

В САПР NI AWR MWO имеется структурированный файл, который содержит информацию о топологии компонента (см. таблицу 2.1).

Таблица 2.1 Пример данных из структурированного файла

Обозначение	Описание	Физическая величина	По умолчанию
ID	Идентификатор устройства	Текст	TL1
W	Ширина резистора	Длина	W мкм
L	Длина резистора	Длина	L мкм
R	Рассчитанное сопротивление	Сопротивление	0 Ом
W1	Ширина проводника @ вход 1	Длина	W мкм
W2	Ширина проводника @ выход 2	Длина	W мкм
L1	Длина входной площадки	Длина	W мкм
L2	Длина выходной площадки	Длина	W мкм
RS	Удельное слоевое сопротивление		1 (Ом/квадрат)
RC	Удельное сопротивление омического		0.002
F	Частота для учета скин-эффекта	Частота	0
MSUB	Модель подложки	Текст	MSUB

Заметим, что в качестве подмодели, в модель резистора входит модель подложки (MSUB), на которой изготовлен тонкопленочный резистор. Имеется также параметр F, для учета влияния скин-эффекта.

Практически все современные компактные модели связаны с программой SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis – программа моделирования с ориентацией на интегральные схемы). SPICE модели и компактные модели – термины-

синонимы. Существует ряд коммерческих компактных моделей, например, Berkeley SPICE, BSIM3, BSIM4, HSPICE, PSPICE, AIMSPICE, и EKV для кремниевых технологий [2.6]. Коммерческими компактными моделями для технологий АЗВ5 НЕМТ являются Curtice3, CFET, EENEMT1, Angelov, AMCAD НЕМТ1 [2.7]. Каждая фирма, занимающаяся разработкой и производством СВЧ МИС, имеет собственные компактные модели. В качестве примера можно привести одну из первых отечественных моделей, разработанных с участием диссертанта (1989 г.) [2.8].

### **2.2.3 Функциональные модели**

Функциональные (в зарубежной литературе «поведенческие модели») компонентов СВЧ МИС описывают поведение выходных параметров компонента в зависимости от входных параметров. Как правило, компонент представляется как «черный ящик» и описывается на функциональном уровне, например, в табличной форме.

Основная причина появления функциональных моделей – наличие физического компонента, для которого не приводится компактная модель. Тогда измеряют компонент в возможных режимах и из измеренных данных формируют функциональную модель компонента. Модели данного класса широко используются при описании линейных компонентов в частотной области, например, S-параметры, Y-параметры, Z-параметры, H-параметры, ABCD-параметры. В последнее время такой способ описания распространяют и на нелинейные компоненты, например, S-параметры для сильных сигналов (фирма Maury), X-параметры (фирма Agilent Technologies). Из функциональных моделей, работающих во временной области, следует выделить модель IBIS (Acronym for Input-output Buffer Information Specification) [2.9], которая широко применяется при проектировании цифровых систем. Функциональные модели, скрывая технологическую информацию, позволяют проектировать сложные схемы с точностью, близкой к компактным моделям.

## **2.3 Разработка и идентификация линейной компактной модели полевого транзистора для синтеза МИС СВЧ переключателя на полупроводниках группы АЗВ5**

### **2.3.1 Обоснование необходимости создания новой компактной модели ПТ**

Современное состояние технологий изготовления и схемотехника твердотельных СВЧ переключателей представлены в главе 1 и в обзорах [1.10;1.11;1.88;1.89]. Приведенные

в обзорах данные дают возможность сделать вывод об аналогии свойств и параметров СВЧ фильтров и СВЧ переключателей, что представлено в таблице 2.2 в обобщенном виде.

Таблица 2.2 Сравнение свойств фильтров частот и свойств СВЧ переключателей

<b>Свойства/параметры фильтров</b>	<b>Свойства/параметры переключателей</b>
Структура - лестничная схема	Структура - лестничная схема
Фильтры подразделяются на отражательные и поглощающие. Отражательные фильтры возвращают СВЧ энергию обратно в генератор за пределами полосы пропускания. Поглощающие фильтры рассеивают СВЧ энергию внутри фильтра на частотах за пределами полосы пропускания	Переключатели подразделяются на отражательные и аттенуаторные. Отражательные СВЧ переключатели возвращают СВЧ энергию обратно в генератор в режиме «выключено». Аттенуаторные СВЧ переключатели рассеивают СВЧ энергию внутри переключателя в режиме «выключено».
Элементарные ячейки фильтров представляют двухпортовые компоненты, из которых в частотной области создаются распределители СВЧ энергии: избирательные цепи	Элементарные ячейки переключателей представляют двухпортовые компоненты, из которых во временной области создаются распределители СВЧ энергии: коммутаторы каналов
Фильтры характеризуются основными параметрами: вносимые потери, КСВН, развязка каналов.	Переключатели характеризуются основными параметрами: вносимые потери, КСВН, развязка каналов.

Проведенное в таблице 2.2 сопоставление позволяет представить СВЧ переключатель, как переключаемый (параметрический) фильтр частот, который в зависимости от параметра – своего внутреннего импеданса – представляет либо фильтр нижних частот (ФНЧ) в режиме ВКЛ (включено), либо фильтр верхних частот (ФВЧ) в режиме ВЫКЛ (выключено). Следовательно, для синтеза СВЧ переключателей можно и нужно использовать классические методы синтеза фильтров частот.

Для лестничных структур фильтров частот используется комбинаторное пространство, пункт 2.1.2, состоящее из элементов: индуктивности  $L$ , емкости  $C$ , сопротивления  $R$ . Комбинаторное пространство существующих компактных моделей более широкое, например, содержит генераторы тока. Как правило, понятие комбинаторного

пространства для функциональных моделей неприменимо, в том числе для функциональных моделей, которые описываются системой  $S$ -параметров. Поэтому, чтобы использовать классические методы синтеза фильтров частот для синтеза СВЧ переключателей необходимо преобразовать имеющиеся компактные (или функциональные) модели в компактные модели на основе элементов RLC-комбинаторного пространства.

### 2.3.2 Основные положения

Предлагаемая компактная модель полевого транзистора представляет собой два комплексных сопротивления: одно для состояния ON (сопротивление сток-исток открытого транзистора), другое для состояния OFF (сопротивление сток-исток закрытого транзистора). Данная модель позволяет применить теорию синтеза фильтров частот для синтеза СВЧ переключателей. Эту модель легко идентифицировать, т.е. осуществить процедуру параметрического синтеза, пункт 2.1.3, как с помощью используемых в САПР компактных моделей, пункт 2.2.2, входящих в состав технологического набора конструктора (PDK), так и непосредственного измерения параметров моделируемого компонента.

За основу для построения линейной компактной модели полевого транзистора в режиме ключа возьмем схему Г-образного СВЧ переключателя, назовем такой переключатель элементарным, рисунок 2.3а, поскольку данная схема состоит из двух ПТ в комплементарных состояниях (ON и OFF).

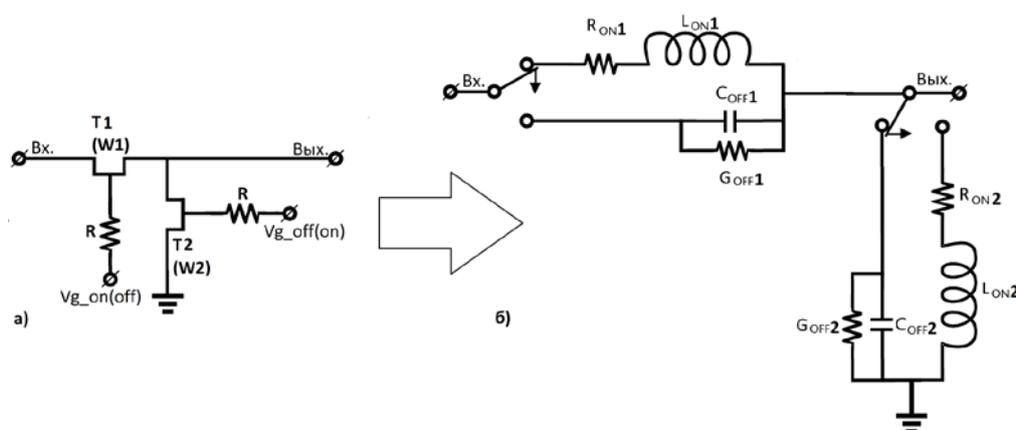


Рисунок 2.3. а) Принципиальная схема Г-образного СВЧ переключателя на ПТ; б) представление Г-образного СВЧ переключателя через основные параметры элементов компактной модели ПТ (без учета элементов управления R)

Для элементарного СВЧ переключателя введем два состояния: ВКЛ (транзистор T1, рисунок 2.3 а) находится в состоянии ON, а T2 находится в состоянии OFF) и ВЫКЛ (транзистор T1, рисунок 2.3 а) находится в состоянии OFF, а T2 находится в состоянии ON).

### 2.3.3 Параметры линейной компактной модели ПТ

Параметры компактной модели ПТ разделим на две группы: основные параметры, получаемые из измерений или PDK, и производные параметры, получаемые из основных параметров. Назначение производных параметров: 1) дать возможность сравнивать разные технологии изготовления ПТ для СВЧ переключателей, 2) упростить (сократить) математические выражения для синтеза СВЧ переключателя.

Обратим внимание на то, что, если оба транзистора на рисунке 2.2 топологически одинаковы (ширины затворов равны  $W1=W2$ ), а нагрузка на выходе бесконечно большая (X.X.), тогда 4-полюсник превращается в 2-хполюсник (последовательный резонансный контур) с характеристическим сопротивлением

$$\rho_X = \sqrt{\frac{L_{on}}{C_{off}}}, \quad (2.1)$$

с добротностью

$$Q = \frac{1}{R_{on}} \sqrt{\frac{L_{on}}{C_{off}}}, \quad (2.2)$$

и резонансной частотой (граничная частота идеального (без активных потерь) СВЧ переключателя)

$$2\pi f_r = \sqrt{\frac{1}{L_{on}C_{off}}}. \quad (2.3)$$

Все три параметра зависят только от технологии и управляющих напряжений на затворах транзисторов ( $V_{on}; V_{off}$ ), позволяя сравнивать различных поставщиков услуг по изготовлению СВЧ МИС (фаундри).

Для обобщения результатов методики синтеза СВЧ переключателя введем еще один производный параметр – максимальную рабочую частоту, нормированную по резонансной частоте  $f_r$  последовательного колебательного контура, рисунок 2.3 б).

$$K = \frac{2\pi f_{p,max}}{2\pi f_r}. \quad (2.4)$$

Далее введем основные параметры, необходимые для параметрического синтеза и топологического проектирования (конструкционного синтеза) МИС СВЧ переключателя.

В состоянии ON сопротивление резистора  $R_{ON}$ , рисунок 2.3, обратно пропорционально ширине затвора  $W$ . Данная зависимость характеризуется величиной,

называемой удельным (погонным) сопротивлением сток-исток открытого транзистора, численно равной сопротивлению транзистора с шириной затвора 1 мм, измеренному на рабочей частоте при последовательной схеме замещения

$$R_{on\_ud} [\text{Ом} * \text{мм}].$$

В состоянии *ON* величина индуктивности  $L_{ON}$ , рисунок 2.3, обратно пропорциональна ширине затвора  $W$ . Данная зависимость характеризуется величиной, называемой удельной (погонной) индуктивностью сток-исток открытого транзистора, численно равной величине индуктивности транзистора с шириной затвора 1 мм, измеренному на рабочей частоте при последовательной схеме замещения

$$L_{on\_ud} [\text{нГн} * \text{мм}].$$

В состоянии *OFF* проводимость резистора  $G_{OFF}$ , рисунок 2.3, прямо пропорциональна ширине затвора  $W$ . Данная зависимость характеризуется величиной, называемой удельной (погонной) проводимостью сток-исток закрытого транзистора, численно равной проводимости транзистора с шириной затвора 1 мм, измеренному на рабочей частоте при параллельной схеме замещения

$$G_{off\_ud} [1/(\text{Ом} * \text{мм})].$$

В состоянии *OFF* величина емкости  $C_{OFF}$ , рисунок 2.3, прямо пропорциональна ширине затвора  $W$ . Данная зависимость характеризуется величиной, называемой удельной (погонной) емкостью сток-исток закрытого транзистора, численно равной величине емкости транзистора с шириной затвора 1 мм, измеренной на рабочей частоте при параллельной схеме замещения

$$C_{off\_ud} [\text{пФ}/\text{мм}].$$

На рисунке 2.4 (слева) приведена схема для определения параметра  $S_{11}$  по результатам моделирования миллиметрового транзистора в состоянии *OFF* с использованием компактной модели из технологического набора конструктора (PDK) АО «Светлана-Рост» для технологии рНЕМТ05. На том же рисунке (справа) приведена схема для оценки параметра  $S_{11}$  по результатам моделирования миллиметрового транзистора в состоянии *OFF* с использованием идентифицируемой компактной модели. Идентификация проводилась путем итерационного изменения величин  $C_1$  и  $R_1$ . В центре рисунка 2.4 приведен фрагмент диаграммы Смита с результатами оценки (расчета) параметра  $S_{11}$ , из которого видно, что погрешность идентификации параметров  $C_{off\_ud} = C_1$  и  $G_{off\_ud} = 1/R_1$  не превышает одного процента. Параметры  $L_{on\_ud}$  и  $R_{on\_ud}$  идентифицируются аналогично для транзистора в состоянии *ON*.

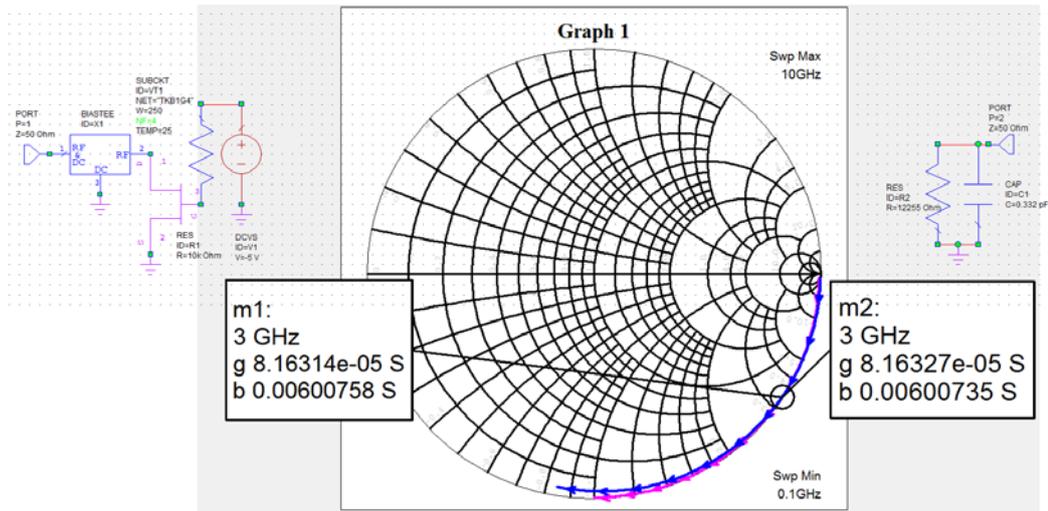


Рисунок 2.4 Иллюстрация методики идентификации основных параметров компактной модели полевого транзистора

Полученные результаты решения задачи идентификации параметров компактной модели ПТ для технологии рНЕМТ05 с длиной затвора, равной 0,5 мкм, приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3. Параметры компактной модели ПТ для технологии рНЕМТ05

Основные параметры				Производные параметры			
R <sub>on_ud</sub>	L <sub>on_ud</sub>	G <sub>off_ud</sub>	C <sub>off_ud</sub>	$Q$	$\rho_x$	$f_r$	$K$
				$= \frac{1}{R_{on\_ud}} \sqrt{\frac{L_{on\_ud}}{C_{off\_ud}}}$	$= \sqrt{\frac{L_{on\_ud}}{C_{off\_ud}}}$	$= \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{on\_ud} C_{off\_ud}}}$	$= \frac{2\pi f_{p\_max}}{2\pi f_r}$
1.575 Ом*мм	0.046 нГн*мм	8.16x10 <sup>-5</sup> 1/(Ом*мм)	0.332 пФ/мм	Q=7.47	$\rho_x=11.771$ Ом	Fr=40.726 ГГц	$f_{p\_max}=3$ ГГц K=0,07366

## 2.4 Синтез СВЧ переключателей

### 2.4.1 Основные положения теории СВЧ переключателей

Общая теория СВЧ переключателей была создана в 60-х – 80-х годах [1.43, с.2; 1.44, с.629; 1.45, с.6; 1.101, с.19; 2.10-2.14] прошлого века. Напомним основные идеи теории СВЧ переключателей:

1) Был введен фактор потерь  $K$  [2.10], он же коэффициент качества [2.11] СВЧ переключателя

$$K = \frac{\sqrt{10^{A_{off\_min}[\text{дБ}]/10 - 1}}}{\sqrt{10^{A_{on\_max}[\text{дБ}]/10 - 1}}}, \quad (2.5)$$

где  $A_{off\_min}[\text{дБ}]$  – минимальная развязка СВЧ переключателя;

$A_{on\_max}$  [дБ] – максимальные вносимые потери СВЧ переключателя.

2) Было показано, что коэффициент качества можно рассчитать для переключающего элемента [1.43, с.4; 2.12] по его эквивалентной схеме, рисунок 2.5а)

$$K = \frac{(R_{on}-R_{off})^2+(X_{on}-X_{off})^2}{\sqrt{R_{on}R_{off}}}, \quad (2.6)$$

где  $R_{on}$  – активное сопротивление открытого переключающего элемента,

$R_{off}$  – активное сопротивление закрытого переключающего элемента,

$X_{on} = 2\pi f L_{on}$  — реактивное сопротивление открытого переключающего элемента,

$X_{off} = -\frac{1}{2\pi f C_{off}}$  — реактивное сопротивление закрытого переключающего элемента.

Там же было замечено, что если  $R_{on} = R_{off}$  (выражение (2.6) выводилось для механического СВЧ переключателя, для которого данное предположение верно [1.43, с.2]), а реактивное сопротивление открытого переключающего элемента на много меньше реактивного сопротивления закрытого переключающего элемента ( $X_{on} \ll X_{off}$ ), то выражение для коэффициента качества становится равным квадрату добротности  $Q$  образовавшейся RC цепи

$$K = Q^2 = \frac{X_{off}^2}{R_{on}R_{off}} = \frac{1}{R_{on}R_{off}(2\pi f C_{off})^2} = \frac{1}{R_{on}^2(2\pi f C_{off})^2}, \quad (2.7)$$

где  $2\pi f$  – угловая частота.

3) Было введено понятие граничной частоты  $f_c$  [2.10], на которой коэффициент качества  $K$  (и добротность  $Q$ ) равны единице, т.е. вносимые потери СВЧ переключателя  $A_{on\_max}$  [дБ] становятся равными развязке  $A_{off\_min}$  [дБ]

$$Q = \frac{1}{2\pi f_c C_{off} R_{on}} = 1, \quad (2.8)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_{off} R_{on}}. \quad (2.9)$$

Граничная частота  $f_c$  позволяет определить добротность на любой частоте ниже  $f_c$

$$Q = \frac{1}{2\pi f C_{off} R_{on}} = \frac{f_c}{f}. \quad (2.10)$$

Таким образом, после введенных упрощений эквивалентная схема переключающего элемента, рисунок 2.5 а), превратилась в эквивалентную схему, рисунок 2.5 б), которая используется по настоящее время [1.43, с.3].

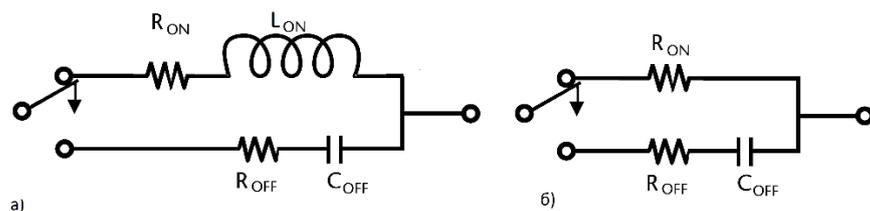


Рисунок 2.5. Эквивалентная схема переключающего элемента

## 2.4.2 Предлагаемая методика синтеза СВЧ переключателей

Предлагаемая методика синтеза СВЧ переключателей является дальнейшим развитием общей теории синтеза СВЧ переключателей и основана на использовании теории синтеза фильтров частот.

Современные системы связи и радиолокации требуют коммутации радиосигналов со множеством несущих частот, занимающих полосу шириной несколько десятков гигагерц. В этом случае предположение  $X_{on} \ll X_{off}$ , рисунок 2.5 а), не является обоснованным и теория СВЧ переключателей требует дальнейшего развития.

Начнем с простейших процедур структурного синтеза, пункт 2.1.2, а именно: переключающий элемент соединим последовательно с нагрузкой, затем – параллельно, и завершим последовательно-параллельным соединением. Для элементарного СВЧ переключателя, рисунок 2.3, (для Г-образной последовательно-параллельной структуры) осуществим параметрический и конструкционный синтез, пункты 2.1.3 и 2.1.4.

На первом этапе на основе эквивалентной схемы переключающего элемента, рисунок 2.5 а), создадим схему элементарного СВЧ переключателя, рисунок 2.6.

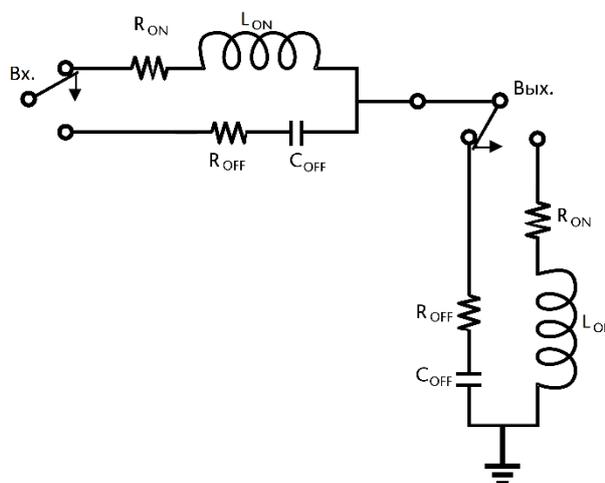


Рисунок 2.6. Элементарный СВЧ переключатель

Без учета влияния реактивных составляющих и при разорванной параллельной ветви ( $R_{OFF} \rightarrow \infty$ ), рисунок 2.6, получим, что элементарный переключатель в режиме ВКЛ вносит заданное затухание  $IL$ , когда последовательный переключающий элемент в состоянии  $ON$  обладает сопротивлением

$$R_{is} = 2Z_0(\sqrt{IL} - 1) \quad (2.11)$$

(вывод данного и последующих выражений приведен в Приложении А). Таким образом, чтобы переключающий элемент в данной конфигурации вносил потери не более 1дБ, величина его сопротивления  $R_{ON}$  не должна превышать:

$$R_{ON} \leq R_{is} = 2Z_0 \left( 10^{\frac{1[dB]}{20}} - 1 \right) = 100(1,122018454 - 1) = 12,2 \text{ Ом}$$

Если зашунтировать последовательную ветвь ( $R_{ON} \rightarrow 0$ ), рисунок 2.6, останется только параллельная ветвь ( $R_{OFF}$ ). Чтобы элементарный переключатель в режиме ВКЛ вносил заданное затухание  $IL$ , параллельный переключающий элемент в состоянии  $OFF$  должен обладать сопротивлением

$$R_{ip} = \frac{Z_0}{2} \frac{1}{(\sqrt{IL}-1)} \quad (2.12)$$

Следовательно, чтобы переключающий элемент в данной конфигурации вносил потери не более 1дБ, величина его сопротивления  $R_{OFF}$  должна быть не менее

$$R_{OFF} \geq R_{ip} = \frac{Z_0}{2} \frac{1}{\left( 10^{\frac{1[dB]}{20}} - 1 \right)} = 204,9 \text{ Ом}$$

Рассмотрим элементарный СВЧ переключатель в режиме ВКЛ (последовательный переключающий элемент в состоянии  $ON$ , параллельный – в состоянии  $OFF$ ). Если требуется синтезировать СВЧ переключатель с внесенными потерями равными  $IL$  при известном  $R_{OFF}$ , то максимальное  $R_{ON}$  найдем из выражения

$$R_{ON} \leq R_{is} = \frac{Z_0 R_{OFF}}{Z_0 + R_{OFF}} (2\sqrt{IL} - 1) - Z_0. \quad (2.13)$$

Например, если  $IL = 1$ дБ, а  $R_{OFF} = 400$  Ом, тогда

$$R_{is} = \frac{Z_0 R_{OFF}}{Z_0 + R_{OFF}} \left( 2 \times 10^{\frac{1[dB]}{20}} - 1 \right) - Z_0 = 44,444 \left( 2 \times 10^{\frac{1[dB]}{20}} - 1 \right) - 50 = 5,3 \text{ Ом}$$

Если требуется синтезировать СВЧ переключатель с внесенными потерями равными  $IL$  при известном  $R_{ON}$ , то минимальное  $R_{OFF}$  найдем из выражения

$$R_{OFF} \geq R_{ip} = \frac{Z_0(R_{ON}+Z_0)}{Z_0(2\sqrt{IL}-1)-(R_{ON}+Z_0)}. \quad (2.14)$$

Например, если  $IL = 1$ дБ, а  $R_{ON} = 5$  Ом, тогда

$$R_{ip} = \frac{Z_0(R_{ON} + Z_0)}{Z_0 \left( 2 \times 10^{\frac{1[dB]}{20}} - 1 \right) - (R_{ON} + Z_0)} = \frac{50 \times 55}{50 \left( 2 \times 10^{\frac{1[dB]}{20}} - 1 \right) - 55} = 381,8 \text{ Ом}$$

Далее рассмотрим представление эквивалентной схемы элементарного СВЧ переключателя, пренебрегая активными (резистивными) потерями ( $R_{ON} = 0, R_{OFF} = 0$ ), рисунок 2.6, или ( $R_{ON} = 0, G_{OFF} = 0$ ), рисунок 2.3. Получим в режиме ВКЛ классический фильтр нижних частот (ФНЧ) второго порядка, а в режиме ВЫКЛ – фильтр верхних частот

(ФВЧ) второго порядка. Предлагается использовать данное обстоятельство, а именно – применить основы хорошо развитой теории синтеза фильтров для решения задачи синтеза СВЧ переключателей. Для этого обоснуем применимость ФНЧ-прототипа как для синтеза СВЧ переключателя в режиме ВКЛ, так и для синтеза СВЧ переключателя в режиме ВЫКЛ.

Пусть выбрана аппроксимирующая функция ФНЧ-прототипа и определены нормированные величины  $LC$  элементов ФНЧ-прототипа с единичными сопротивлениями генератора и нагрузки, например, для 3-го порядка (рисунок 2.7) [2.15]:

$$L1 = g1, C2 = g2, L3 = g3$$

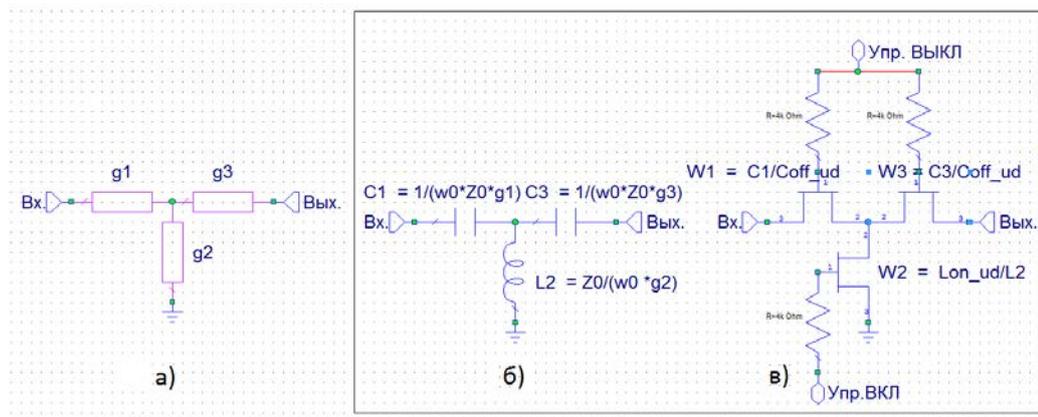


Рисунок 2.7

а) ФНЧ-прототип, б) синтезированный ФВЧ, в) синтезированный СВЧ переключатель

Для состояния переключателя «выключено» осуществляем синтез ФВЧ, преобразовав ФНЧ-прототип в ФВЧ, далее проведя денормировку элементов по частоте  $\omega_0 = 2\pi f_{p\_max}$ , где  $f_{p\_max}$  – максимальная рабочая частота в требуемой полосе частот для СВЧ переключателя, и импедансу  $Z_0$ , например, в стандартном случае 50 Ом, определим величины элементов ФВЧ, представленного на рисунке 2.5 б):

$$C1 = 1/(\omega_0 Z_0 g1),$$

$$L2 = Z_0/(\omega_0 g2),$$

$$C3 = 1/(\omega_0 Z_0 g3).$$

Зная удельные технологические параметры, находим геометрические размеры – ширины затворов ( $W_1, W_2, W_3$ ) полевых транзисторов СВЧ переключателя – с помощью преобразований вида:

$$W_1 = \frac{C1}{C_{off\_ud}} = \frac{1}{(\omega_0 Z_0 g1)C_{off\_ud}},$$

$$W_2 = \frac{L_{on\_ud}}{L2} = \frac{L_{on\_ud}}{Z_0} (\omega_0 g2),$$

$$W_3 = \frac{C3}{C_{off\_ud}} = \frac{1}{(\omega_0 Z_0 g3)C_{off\_ud}}.$$

Синтез параметрического ФВЧ (переключателя в состоянии «выключено») завершен, т.е. по заданным величинам ФНЧ-прототипа ( $g_1, g_2, g_3$ ) определены геометрические размеры полевых транзисторов СВЧ переключателя.

Покажем, что существуют преобразования, позволяющие синтезировать параметрический ФНЧ (переключатель в состоянии «включено») по заданным величинам элементов ФНЧ-прототипа ( $g_1, g_2, g_3$ ), т.е. осуществим расчет геометрических размеров транзисторов ( $W_1, W_2, W_3$ ). Для этого заменим импедансы полученного параметрического ФВЧ (рисунок 2.7 в) на противоположные (рисунок 2.8 а) и получим параметрический ФНЧ (переключатель в состоянии «включено»).

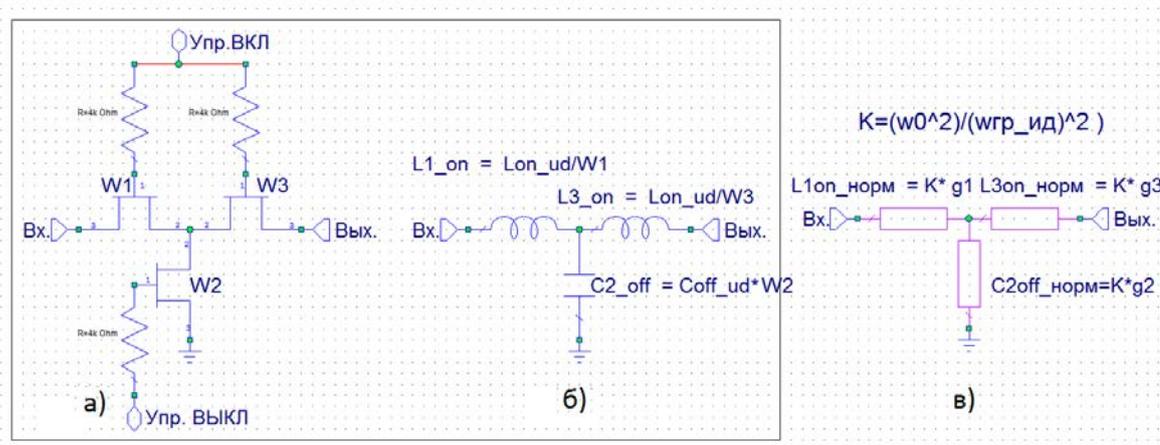


Рисунок 2.8

а) СВЧ переключатель в открытом состоянии; б) ФНЧ; в) нормированный ФНЧ

Далее переходим от геометрических размеров транзисторов к электрофизическим величинам ( $LC$  элементам) полученного параметрического ФНЧ:

$$L1_{on} = \frac{L_{on\_ud}}{W_1} = (\omega_0 Z_0 g_1) L_{on\_ud} C_{off\_ud},$$

$$C2_{off} = C_{off\_ud} W_2 = \frac{1}{Z_0} (\omega_0 g_2) L_{on\_ud} C_{off\_ud}.$$

$$L3_{on} = \frac{L_{on\_ud}}{W_3} = (\omega_0 Z_0 g_3) L_{on\_ud} C_{off\_ud},$$

Обозначим угловую граничную частоту идеального (без активных потерь) СВЧ переключателя как:

$$\omega_{гр\_ид} = \frac{1}{\sqrt{L_{on\_ud} C_{off\_ud}}}.$$

Как видим,  $\omega_{гр\_ид}$  зависит только от технологии и не зависит от требований к СВЧ переключателю. Тогда, полученные выражения можно переписать в виде:

$$L1_{on} = \frac{L_{on\_ud}}{W_1} = \frac{\omega_0}{\omega_{гр\_ид}^2} Z_0 g_1,$$

$$C2_{off} = C_{off\_ud} W_2 = \frac{\omega_0}{\omega_{гр\_ид}^2 Z_0} g_2,$$

$$L3_{on} = \frac{L_{on\_ид}}{W_3} = \frac{\omega_0}{\omega_{гр\_ид}^2} Z0 g3.$$

Проведем нормировку полученных величин по частоте  $\omega_0$  и импедансу  $Z0$ , которые зависят от параметров СВЧ переключателя и не зависят от технологии:

$$L1_{on\_норм} = \frac{\omega_0^2}{\omega_{гр\_ид}^2} g1 ,$$

$$C2_{off\_норм} = \frac{\omega_0^2}{\omega_{гр\_ид}^2} g2 ,$$

$$L3_{on\_норм} = \frac{\omega_0^2}{\omega_{гр\_ид}^2} g3 .$$

Пол импедансов учтенные нормированные величины элементов ФНЧ отличаются от ФНЧ-прототипа на величину коэффициента  $K = \frac{\omega_0^2}{\omega_{гр\_ид}^2}$ , зависящего от технологии ( $\omega_{гр\_ид}$ ) и максимальной рабочей частоты ( $\omega_0 = 2\pi f_{p\_max}$ ) СВЧ переключателя.

Таким образом, данные выражения позволяют синтезировать СВЧ переключатель (найти геометрические размеры полевых транзисторов) по ФНЧ-прототипу (по параметрам  $g1, g2, g3$ ) не зависимо от состояния СВЧ переключателя («включено» или «выключено»). Приведенные рассуждения доказывают справедливость предлагаемого подхода.

При синтезе СВЧ переключателей переход АЧХ от полосы пропускания к полосе подавления (задерживания) имеет второстепенное значение, первостепенное значение имеет гладкость АЧХ и линейность фазовой характеристики. Максимально гладкую АЧХ обеспечивает фильтр Баттерворта, наиболее линейную ФЧХ обеспечивает фильтра Бесселя. Если сравнить передаточные функции второго порядка Баттерворта

$$H(p) = \frac{1}{p^2 + \sqrt{2}p + 1}, \quad (2.15)$$

и Бесселя

$$H(p) = \frac{1}{0,618p^2 + 1,362p + 1}, \quad (2.16)$$

где  $p$ - нормированная по частоте среза комплексная частота, то увидим, что различия для второго порядка незначительны, значения коэффициентов (1,000 и 0,618) при  $p^2$  и ( $\sqrt{2}$  и 1,362) при  $p$  близки. Поэтому в качестве аппроксимирующей функции выбираем передаточную функцию Баттерворта. Синтез СВЧ переключателя будем проводить по величине требуемой развязки, т.к. требуемые вносимые потери можно обеспечить достаточно «широким» последовательным транзистором Т1 (W1), рисунок 2.3, тогда как обеспечение требуемой развязки нуждается в нетривиальном решении.

Итак, если в режиме ВЬКЛ амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) СВЧ переключателя, представляющего собой ФВЧ, аппроксимировать модулем передаточной

функции Баттерворта с частотой среза, равной максимальной рабочей частоте ( $2\pi f_{p\_max}$ ), на которой модуль АЧХ равен требуемой развязке между входом и выходом СВЧ переключателя ( $A_{off\_min}$ [дБ]), то получим искомое решение. Монотонность функции Баттерворта гарантирует, что в диапазоне рабочих частот ниже  $2\pi f_{p\_max}$  СВЧ переключатель обеспечит величину развязки выше требуемого значения, т.е. точка на АЧХ с координатами ( $2\pi f_{p\_max}$ ,  $A_{off\_min}$ [дБ]) будет соответствовать минимальной развязке СВЧ переключателя.

Для синтеза искомого ФВЧ необходимо синтезировать его ФНЧ-прототип. Воспользоваться стандартными таблицами для ФНЧ-прототипов нельзя, т.к. они нормированы по уровню АЧХ равному 3 дБ, тогда как нам требуется нестандартные уровни (20 дБ, 30 дБ, ...). Нагрузки на входе и выходе СВЧ переключателя нормируем по  $Z_0 = 50$  Ом.

Для квадрата передаточной функции Баттерворта запишем:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon_p^2 \omega^{2N}} \quad (2.17)$$

где  $N$  – порядок фильтра (в данном случае  $N=2$ ),

$\omega$  – угловая частота, нормированная по максимальной рабочей частоте ( $2\pi f_{p\_max}$ ),

$\varepsilon_p = \sqrt{10^{A_{off\_min}[дБ]/10} - 1}$  – коэффициент неравномерности, который задает радиус окружности ( $\alpha$ ), т.е. соответствует величине требуемой развязки ( $A_{off\_min}$ [дБ]).

Полюса передаточной функции фильтра Баттерворта 2-го порядка определяются выражениями:

$$p_1 = \frac{1}{\sqrt{2}\varepsilon_p} \left( -\sin\left(\frac{\pi}{4}\right) + j \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) \right) = \alpha \left( -\frac{1}{\sqrt{2}} + j \frac{1}{\sqrt{2}} \right), \quad (2.18a)$$

$$p_2 = \frac{1}{\sqrt{2}\varepsilon_p} \left( -\sin\left(\frac{3\pi}{4}\right) + j \cos\left(\frac{3\pi}{4}\right) \right) = \alpha \left( -\frac{1}{\sqrt{2}} - j \frac{1}{\sqrt{2}} \right), \quad (2.18б)$$

Зная полюса, находим нормированную передаточную функцию фильтра Баттерворта 2-го порядка (т.е. для Г-образного СВЧ переключателя)

$$H(p) = \frac{1}{\varepsilon_p(p-p_1)(p-p_2)} = \frac{1}{\varepsilon_p p^2 + p\sqrt{2\varepsilon_p} + 1}. \quad (2.19)$$

Откуда определяем коэффициент отражения  $\Gamma(p)$

$$\Gamma(p)\Gamma(-p) = 1 - H(p)H(-p), \quad \Gamma(p) = \frac{p^2}{p^2 + p\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_p} + \frac{1}{\varepsilon_p}}}. \quad (2.20)$$

Из коэффициента отражения найдем нормированное входное сопротивление 4-полюсника с нагрузкой  $Z_0$ :

$$Z'_{вх}(p) = \frac{1 - \Gamma(p)}{1 + \Gamma(p)} = \frac{p\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_p} + \frac{1}{\varepsilon_p}}}{2p^2 + p\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_p} + \frac{1}{\varepsilon_p}}}. \quad (2.21)$$

С помощью процедуры разложения дробно-рациональной функции на элементарные дроби находим нормированную индуктивность ( $g_1$ ) и емкость ( $g_2$ ) ФНЧ-прототипа:

$$\frac{2p^2+p\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_p}+\frac{1}{\varepsilon_p}}}{2p^2+p\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_p}}}\left|\frac{p\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_p}+\frac{1}{\varepsilon_p}}}{p\sqrt{2\varepsilon_p}}\right|, \quad g_1 = \sqrt{2\varepsilon_p} \quad (2.22a)$$

$$\frac{p\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_p}+\frac{1}{\varepsilon_p}}}{p\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_p}+\frac{1}{\varepsilon_p}}}\left|\frac{\frac{1}{\varepsilon_p}}{p\sqrt{2\varepsilon_p+1}}\right|, \quad g_2 = \sqrt{2\varepsilon_p} \quad (2.22б)$$

Нормированный ФНЧ-прототип преобразуем в искомый ФВЧ

$$L_{\text{ФВЧ}} = \frac{Z_0}{2\pi f_{p\_max} g_1}, \quad (2.23a)$$

$$C_{\text{ФВЧ}} = \frac{1}{2\pi f_{p\_max} g_2 Z_0}, \quad (2.23б)$$

где  $L_{\text{ФВЧ}} = L_{ON}$  – индуктивность параллельного открытого транзистора, рисунок 2.3 или 2.6

$$L_{\text{ФВЧ}} = L_{ON2} = L_{on\_ud}/W_2,$$

$C_{\text{ФВЧ}} = C_{OFF}$  – емкость последовательного закрытого транзистора, рисунок 2.3 или 2.6

$$C_{\text{ФВЧ}} = C_{OFF1} = C_{off\_ud}W_1,$$

В режиме ВЫКЛ потерями в последовательном запертом транзисторе можно пренебречь, и сразу синтезировать последовательный транзистор (рассчитать его ширину  $W_1$ ):

$$\begin{aligned} W_1[\text{мм}] &= \frac{C_{\text{ФВЧ}}}{C_{off\_ud}} = \frac{1}{2\pi f_{p\_max} C_{off\_ud} g_1 Z_0} = \frac{f_r}{f_r} \frac{1}{2\pi f_{p\_max} C_{off\_ud} g_1 Z_0} \\ &= \frac{2\pi f_r}{\frac{1}{\sqrt{L_{on\_ud} C_{off\_ud}}}} = \frac{1}{K \frac{Z_0}{\rho_x} g_1}. \end{aligned} \quad (2.24)$$

В режиме ВЫКЛ потерями в параллельном открытом транзисторе пренебречь нельзя. Ширину параллельного транзистора находим, считая модуль реактивного сопротивления

$$|X_L| = 2\pi f_{p\_max} L_{\text{ФВЧ}} \quad (2.25)$$

на максимальной рабочей частоте  $f_{p\_max}$ , равным модулю комплексного сопротивления  $|Z_{LR}|$ :

$$|Z_{LR}| = \frac{\sqrt{(R_{on\_ud})^2 + (K\rho_x)^2}}{W_2} = \frac{R_{on\_ud}\sqrt{1+K^2Q^2}}{W_2}. \quad (2.26)$$

$$2\pi f_{p\_max} L_{\text{ФВЧ}} = \frac{R_{on\_ud}\sqrt{1+K^2Q^2}}{W_2}, \quad (2.27)$$

$$\frac{Z_0}{g_2} = \frac{R_{on\_ud}\sqrt{1+K^2Q^2}}{W_2}, \quad (2.28)$$

$$W_2 = \frac{g_2 R_{on\_ud}\sqrt{1+K^2Q^2}}{Z_0}. \quad (2.29)$$

Проиллюстрируем приведенный алгоритм численным примером.

## 2.5 Пример решения задачи синтеза

Постановка задачи: необходимо синтезировать SPST СВЧ переключатель, обеспечивающий на частоте  $f_{p\_max}=3\text{ГГц}$  развязку равную или больше  $A_{off\_min}[\text{дБ}] = 30$  дБ.

1) Найдем ФНЧ-прототип фильтра Баттерворта, т.е. для требуемой развязки  $A_{off\_min}[\text{дБ}] = 30$  дБ, найдем нормированную индуктивность и емкость согласно (2.22а), (2.22б)

$$g_1 = g_2 = \sqrt{2\varepsilon_p} = \sqrt{2\sqrt{10^{A_{off\_min}[\text{дБ}]/10} - 1}} = \sqrt{2\sqrt{999}} = 7,95.$$

2) Найдем геометрические размеры последовательного ПТ (суммарную ширину затвора рНЕМТ транзистора) согласно (2.24)

$$W_1 = \frac{C_{ФВЧ}}{C_{off\_ud}} = \frac{1}{K \frac{Z_0}{\rho_X} g_1} = \frac{1}{0,07366 \frac{50}{11,771} 7,95} = 0,402 \text{ мм.}$$

3) Найдем геометрические размеры параллельного ПТ (суммарную ширину затвора рНЕМТ транзистора) согласно (2.29)

$$W_2 = \frac{g_2 R_{on\_ud}\sqrt{1+K^2Q^2}}{Z_0} = \frac{7,95 * 1,575 * 1,141}{50} = 0,286 \text{ мм.}$$

Верифицируем полученный результат с помощью САПР AWR MWO фирмы NI, т.е. построим зависимости АЧХ ФВЧ и АЧХ SPST СВЧ переключателя в режиме ВЫКЛ при рассчитанных значениях элементов, рисунок 2.9.

На рисунке 2.7 гладкая кривая соответствует АЧХ ФВЧ, элементы которого рассчитаны согласно (2.23а) и (2.23б):

$$L_{ФВЧ} = \frac{Z_0}{2\pi f_{p\_max} g_1} = \frac{50}{2\pi * 3 * 10^9 * 7,95} = 0,33366 \text{ нГн,}$$

$$C_{ФВЧ} = \frac{1}{2\pi f_{p\_max} g_2 Z_0} = \frac{1}{2\pi * 3 * 10^9 * 7,95 * 50} = 0,13346 \text{ пФ.}$$

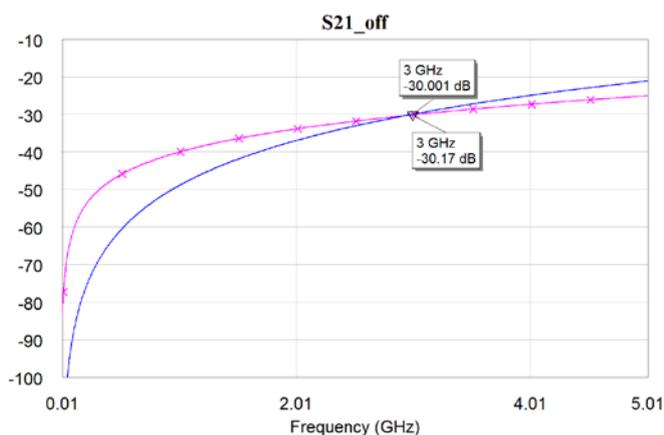


Рисунок 2.9. АЧХ ФВЧ – гладкая кривая;  
АЧХ SPST СВЧ переключателя в режиме ВЫКЛ – кривая с крестиками

Кривая с крестиками соответствует АЧХ СВЧ переключателя в режиме ВЫКЛ, который рассчитан по компактной модели, рисунок 2.3

$$C_{OFF1} = C_{off\_ud}W_1 = 0,332 * 0,402 = 0,13346 \text{ пФ}$$

$$G_{OFF1} = G_{off\_ud}W_1 = 8.16 * 10^{-5} * 0,402 = 3,28032e - 5 \text{ Ом}^{-1} = 1/(30,485 \text{ кОм})$$

$$R_{ON2} = R_{on\_ud}/W_2 = \frac{1,575}{0,286} = 5,507 \text{ Ом},$$

$$L_{ON2} = L_{on\_ud}/W_2 = \frac{0,046}{0,286} = 0,1608 \text{ нГн}.$$

Как и ожидалось, на рисунке 2.7 кривая АЧХ ФВЧ и кривая АЧХ SPST СВЧ переключателя в режиме ВЫКЛ пересеклись в точке с координатами (3 ГГц, 30 дБ), т.е. в точке  $(f_{p\_max}, A_{off\_min}[\text{дБ}])$ , что и требовалось верифицировать. Таким образом, частотный отклик прототипа соответствует частотному отклику переключателя.

На этом этап параметрического синтеза СВЧ переключателя в режиме ВЫКЛ, для элементарного СВЧ переключателя, рисунок 2.3, обеспечивающего развязку равную 30 дБ на частоте 3 ГГц, завершен. Найдены размеры транзисторов Т1 и Т2 ( $W_1 = 0,402 \text{ мм}$ ,  $W_2 = 0,286 \text{ мм}$ ), которые при изготовлении по технологии рНЕМТ05, таблица 2.3, обеспечат требуемую развязку.

Приступаем к этапу структурного синтеза СВЧ переключателя в режиме ВКЛ. Сначала необходимо оценить максимальные потери, вносимые синтезированным переключателем в режиме ВКЛ  $A_{on\_max}[\text{дБ}]$  на частотах до  $f_{p\_max} = 3 \text{ ГГц}$ , для чего воспользуемся известным выражением [1.13], в котором не учитывается влияние индуктивности транзистора в состоянии ON, рисунок 2.5

$$A_{on\_max}[\text{дБ}] = 10\lg \left[ \left( 1 + \frac{R_s}{2Z_0} \right)^2 + \left( \frac{Z_0 + R_s}{2X_c} \right)^2 \right], \quad (2.30)$$

где  $R_s = \frac{R_{on\_ud}}{W_1}$  – сопротивление последовательного переключающего элемента,

$X_c = \frac{1}{2\pi f_{p\_max} C_{off\_ud} W_2}$  – реактивное сопротивление параллельного переключающего элемента.

В рассмотренном примере переключатель, обеспечивающий развязку в 30 дБ, будет вносить потери

$$R_s = \frac{R_{on\_ud}}{W_1} = \frac{1,575}{0,402} = 3,918 \text{ Ом};$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi f_{p\_max} C_{off\_ud} W_2} = \frac{1}{2\pi * 3,0e9 * 0,332e-12 * 0,286} = 558,7 \text{ Ом};$$

$$A_{on\_max}[\text{дБ}] = 10\lg \left[ \left( 1 + \frac{R_s}{2Z_0} \right)^2 + \left( \frac{Z_0 + R_s}{2X_c} \right)^2 \right] = 10\lg[1,0799 + 0,00233] = 0,343 \text{ дБ}.$$

Если учесть индуктивность открытого транзистора

$$L_{ON} = \frac{R_{on\_ud}}{W_1} = \frac{0,046}{0,402} = 0,1144 \text{ нГн}$$

получим меньшие вносимые потери, рисунок 2.10.

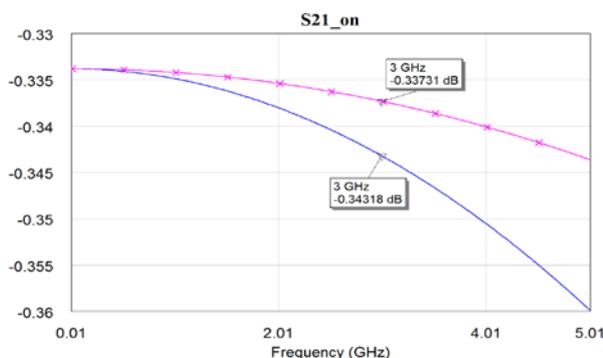


Рисунок 2.10 АЧХ SPST СВЧ переключателя в режиме ВКЛ, рассчитанная по компактной модели, пункт 2.3.3, – кривая с крестиками; эта же АЧХ, рассчитанная по выражению (2.30), – гладкая кривая.

Полученное «уменьшение» вносимых потерь указывает на возможность уменьшения реактивных потерь путем согласования синтезированного элементарного СВЧ переключателя по входу и выходу. К этому же выводу придём, если исследовать зависимость вносимых потерь и развязки элементарного СВЧ переключателя от размеров последовательного ( $W_1$ ) и параллельного ( $W_2$ ) транзисторов, таблица 2.4.

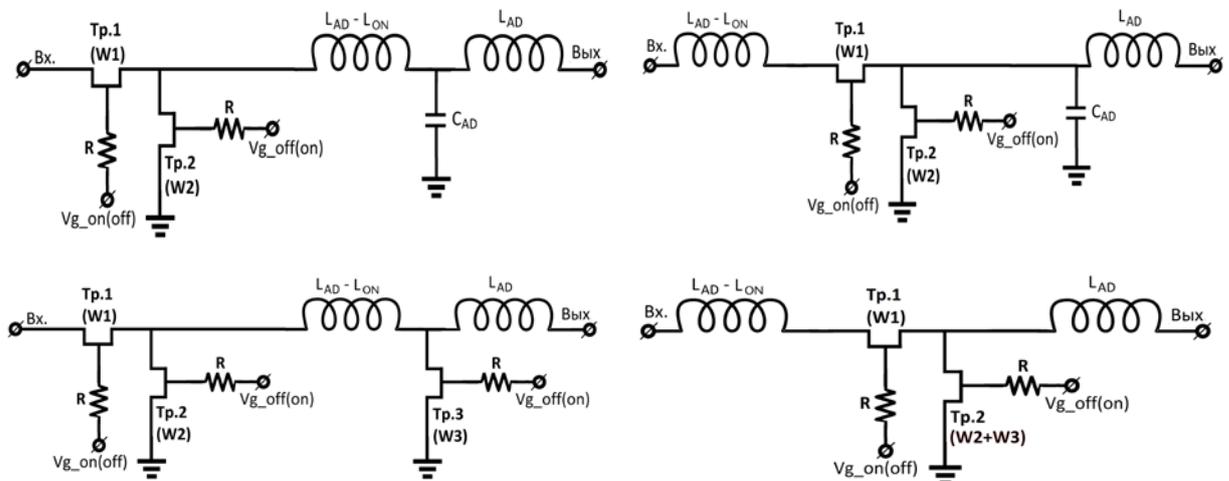
Таблица 2.4 Топологические и электрофизические параметры синтезированных СВЧ переключателей

$A_{off\_min}$ [дБ]	$W_1$ [мм]	$W_2$ [мм]	$A_{on\_max}$ [дБ]
20	0,716	0,160	0,196
30	0,402	0,286	0,343
40	0,226	0,508	0,616
50	0,127	0,904	1,121
60	0,071	1,607	2,108

Из таблицы 2.4 видно, что чем больше требуется развязка, тем «уже» будет последовательный транзистор. «Узкий» последовательный транзистор приводит к большим вносимым потерям (большое  $R_{on}$ ), и к увеличению коэффициента стоячей волны напряжения (КСВН) как на входе, так и на выходе СВЧ переключателя.

Следовательно, необходимо внести коррекцию на этапе структурного синтеза, поскольку предложенная процедура синтеза Г-образного SPST СВЧ переключателя позволяет синтезировать переключатель с заданной величиной развязки, но не с минимальными вносимыми потерями и КСВН. Для завершения процедуры синтеза необходим этап согласования, на котором полученные вносимые потери можно уменьшить за счет уменьшения потерь на отражение, добавив новый структурный элемент, пункт 2.1.2, а именно индуктивность  $L_{AD}$ .

Рассмотрим два варианта структурного синтеза: вариант а) с Т-образной L-C-L схемой на выходе СВЧ переключателя, рисунок 2.11 а), и вариант б) L-C-L схема в комбинации с внутренними реактивностями транзисторов, рисунок 2.11 б).



а) Т-образное согласование

б) Г-образное согласование

Рисунок 2.11 Схемы согласования СВЧ переключателя

Если емкость  $C_{AD}$  в схеме согласования заменить закрытым транзистором, то в режиме ВЫКЛ СВЧ переключателя получим дополнительное увеличение развязки.

Дополнительное увеличение развязки позволяет уменьшить исходное требование к величине развязки ( $A_{off\_min}$ [дБ]) на полученную избыточную величину и повторить процедуру синтеза для скорректированной величины ( $A_{off\_min}$ [дБ]). На этом синтез МИС SPST переключателя завершен.

Синтез SPnT СВЧ переключателя, где  $n$  – число выходов переключателя, проводится параллельным подключением к входу SPST переключателя в состоянии ВКЛ  $(n - 1)$  штук SPST переключателей в состоянии ВЫКЛ. Входной импеданс SPST переключателя в состоянии ВЫКЛ представляет емкость с потерями (основная часть емкости обеспечивается последовательным закрытым транзистором, основная часть потерь обеспечивается параллельным открытым транзистором). Реактивные потери  $(n - 1)$  SPST переключателей компенсируются добавлением к входу СВЧ переключателя последовательной катушки индуктивности. Активные потери  $(n - 1)$  SPST переключателей в состоянии ВЫКЛ приводят к увеличению вносимых потерь в  $n$ -ом SPST переключателе в состоянии ВКЛ.

На этом теоретическую часть методики синтеза МИС СВЧ переключателей на полевых транзисторах группы АЗВ5 считаем завершенной. Примеры применения данной методики для синтеза СВЧ переключателей с обеими вариантами схем согласования можно увидеть в экспериментальной части диссертации.

## 2.6 Выводы

1) Предложена методика синтеза МИС СВЧ переключателей на основе теории структурного и параметрического синтеза частотно-избирательных цепей – фильтров. При решении задачи структурного синтеза предложено расширить элементный базис схем переключателей введением дополнительного элемента, а именно, индуктивности. Что позволило свести задачу к параметрическому синтезу схемы переключателя при известном решении задачи структурного синтеза.

2) Развита классификация моделей электронных компонентов, пригодных для применения в САПР при синтезе МИС СВЧ переключателей, что выявило необходимость разработки новой модели ПТ на схемном уровне («компактная» модель) на базе RLC

элементов, позволяющей применить методы синтеза частотных фильтров для синтеза МИС СВЧ переключателей.

3) Разработана линейная компактная модель полевого транзистора, предназначенная для синтеза СВЧ переключателей. Параметры модели позволяют провести оценку параметров технологии изготовления, достаточных для решения задачи реализации СВЧ переключателей с заданными линейными параметрами. Особенностью предложенной модели является возможность ее идентификации (определения L-,C-,R-параметров) по компактной модели транзистора, имеющейся в PDK.

4) Разработана методика синтеза МИС СВЧ переключателей на ПТ группы АЗВ5, обеспечивающая заданную развязку при минимальных вносимых потерях и минимальном КСВН. Данная методика основывается на классической методике синтеза фильтра верхних частот со следующими существенными отличиями: выбор частоты среза АЧХ ФНЧ-прототипа осуществляется по максимальной рабочей частоте СВЧ переключателя, на которой уровень затухания соответствует требуемой развязке СВЧ переключателя; угловая частота ФНЧ-прототипа нормируется по выбранной частоте среза. Минимальные вносимые потери и минимальный КСВН обеспечиваются с помощью Г-образной или Т-образной схемы согласования на выходе МИС СВЧ переключателя, интегрированной на кристалле с переключающими элементами.

### **3 Методика оценки нелинейных параметров МИС СВЧ переключателя на основе полевых транзисторов группы АЗВ5**

#### **3.1 Выбор параметров для оценки нелинейных искажений синтезированного СВЧ переключателя**

По принятой в отечественной литературе классификации электрических цепей, например, [3.1], СВЧ переключатели относятся к линейным параметрическим схемам. Однако, существует предел линейности. Например, некоторые изготовители СВЧ переключателей указывают в спецификации входную мощность, обеспечивающую уменьшение (компрессию) коэффициента передачи на 1 дБ. Другие изготовители указывают мощность, обеспечивающую компрессию коэффициента передачи на 0,1 дБ. Это указывает на то, что потребителя (разработчика) интересует насколько линеен СВЧ переключатель, но изготовителю проще измерить и гарантировать сильно нелинейные параметры. Только изготовители, добившиеся преимуществ в линейности своих СВЧ переключателей, указывают параметры, характеризующие интермодуляционные искажения, обычно точку пересечения третьего порядка  $IP_3$ , иногда еще и точку пересечения второго порядка  $IP_2$ .

Параметры  $IP_3$  и  $IP_2$  вместе с коэффициентом шума СВЧ переключателя определяют динамический диапазон СВЧ переключателя свободный от паразитных составляющих (SFDR – Spurious free dynamic range). Ввиду особой важности данного динамического диапазона для систем, в которых используются СВЧ переключатели, например, для приемопередающих модулей, рассмотрим SFDR подробнее.

Уменьшение соотношения сигнал/шум при прохождении через СВЧ переключатель задается коэффициентом шума (NF), который для СВЧ переключателя в состоянии ВКЛ приблизительно равняется величине обратной коэффициенту передачи  $S_{21}$ , т.е. вносимым потерям СВЧ переключателя. «Приблизительно» потому, что вносимые потери состоят из потерь на отражение (характеризуются величиной КСВН) и активных потерь, которые преобразуют часть входной мощности в тепло. Потери на отражение не влияют на соотношение сигнал/шум на входе, т.к. и шум, и сигнал отражаются одинаково. Активные потери влияют на соотношение сигнал/шум на выходе, поскольку часть шума преобразуется в тепло и обратно, а часть сигнала преобразуется в тепло, которое рассеивается в окружающей среде (температура окружающей среды считается равной 290К). Таким образом, активные потери не влияют на уровень шума на входе и выходе СВЧ переключателя, но уменьшают уровень сигнала. Потери на отражение в СВЧ переключателе не велики ( $КСВН < 1,5$ ), ими обычно пренебрегают. Поэтому в списке

параметров СВЧ переключателя отсутствует коэффициент шума, поскольку он приблизительно равен вносимым потерям.

Обычно шумовая температура источника сигнала на входе переключателя равняется шумовой температуре нагрузки на выходе переключателя [3.2], стандартно 290К, что соответствует плотности мощности шума равной минус 174 дБм/Гц. Если известна ширина полосы  $\Delta f$  частот поступающих на вход СВЧ переключателя и ИРЗ(дБм) - входная мощность, соответствующая точке интермодуляционных искажений 3-го порядка, то можно рассчитать динамический диапазон СВЧ переключателя свободный от паразитных составляющих согласно выражению [3.2, с.138] (вывод выражения приведен в приложении 2):

$$SFDR = \frac{2}{3} [IP3 + (174 \text{ дБм/Гц} - 10 \log \Delta f) - NF] - SNR_{min}, \quad (3.1)$$

где  $SNR_{min}$  - отношение сигнал/шум на входе схемы, которое соответствует чувствительности схемы. Таким образом, выбираем параметры ИРЗ и ИР2 для оценки нелинейных искажений синтезированного СВЧ переключателя.

### 3.1.1 Понятие квазилинейности

Понятие квазилинейности было введено в употребление в [3.3, с.85]. Квазилинейными являются схемы, которые ведут себя в большинстве случаев как линейные, но содержат слабые нелинейности. Например, схемы малошумящих усилителей, фильтры с варикапами, схемы СВЧ переключателей.

Моделирование нелинейных искажений в квазилинейных схемах, как правило, реализуется на основе рядов Вольтерра с помощью метода нелинейных токов [3.4, с.30]. При этом подходе, каждый нелинейный компонент интегральной схемы преобразуется в линейную часть компонента и нелинейную часть, которая моделируется множеством параллельно включенных источников тока, рисунок 3.1.

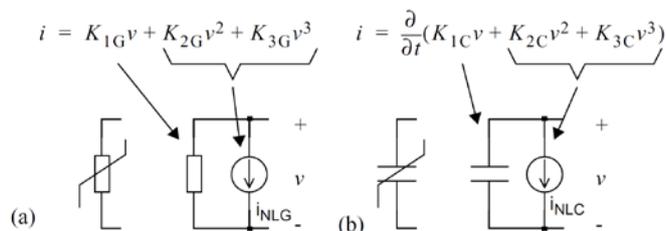


Рисунок 3.1 Моделирование нелинейных искажений:

а) в резистивных компонентах СВЧ МИС, б) в емкостных компонентах СВЧ МИС

Нелинейные свойства компонента отражаются тем точнее, чем более высокого порядка нелинейности будут учтены в модели. Причем, ток генератора высокого порядка определяется падением напряжения на линейном компоненте, созданном как линейной составляющей, так и нелинейными составляющими из генераторов низших порядков. Таким образом, все токи в модели рассчитываются через рекуррентные соотношения.

Предположим, что нужно рассчитать продукт преобразования, получаемый по формуле  $(2f_2 - f_1)$ , т.е. одну из составляющих интермодуляционных искажений третьего порядка [3.5, с.46]. Сначала схему анализируют на частотах  $f_2$  и  $f_1$ . Затем на частотах  $2f_2$  и  $(f_2 - f_1)$ . И только потом на  $(2f_2 - f_1)$ . Из приведенного примера виден механизм влияния интермодуляционных искажений второго порядка  $(f_2 - f_1)$  на интермодуляционные искажения третьего порядка  $(2f_2 - f_1)$ .

### 3.1.2. Количественная характеристика квазилинейности

Существует физическая величина, позволяющая оценить на сколько данная квазилинейная схема близка/далека от линейной схемы — это точка пересечения третьего порядка IP3. Параметр IP3 позволяет рассчитать мощность интермодуляционных составляющих на выходе схемы с известным коэффициентом передачи, зная мощность входных гармонических сигналов.

До тех пор, пока интермодуляционные составляющие на выходе схемы находятся на уровне шумов или ниже, схема считается линейной, т.к. спектр сигнала на выходе и входе одинаков. При увеличении мощности первыми появятся рядом с сигналом интермодуляционные составляющие третьего порядка, скорость роста которых при увеличении мощности входного сигнала в три раза превышает скорость роста самого сигнала. Затем появятся интермодуляционные составляющие пятого порядка, скорость роста которых при увеличении мощности входного сигнала в пять раз превышает скорость роста самого сигнала. Область мощности входных сигналов от появления интермодуляционных составляющих третьего порядка до сравнения мощностей интермодуляционных составляющих третьего и пятого порядков назовем областью квазилинейности. При дальнейшем увеличении мощности схема переходит в сильно нелинейный режим, который мы рассматривать не будем.

Дадим определение точки пересечения третьего порядка IP3 согласно методике ее идентификации [3.6, с.37]. Параметр IP3 – это воображаемая точка, которая получается в логарифмической системе координат при экстраполяции прямой линией графика зависимости выходной мощности фундаментальной составляющей сигнала в области

квазилинейности до пересечения с экстраполированной прямой линией графиком зависимости выходной мощности интермодуляционных составляющих третьего порядка, рисунок 3.2.

С физической точки зрения  $IP_3$  (input intercept point) – это гипотетическая мощность входного сигнала на одной из частот, например на  $\omega_1$ , при которой на выходе схемы гипотетическая мощность гармоники сигнала на основной частоте  $\omega_1$ ,  $OIP_3$  (output intercept point), равна гипотетической мощности интермодуляционной составляющей третьего порядка  $P_{IMD}(2\omega_2 - \omega_1)$ .

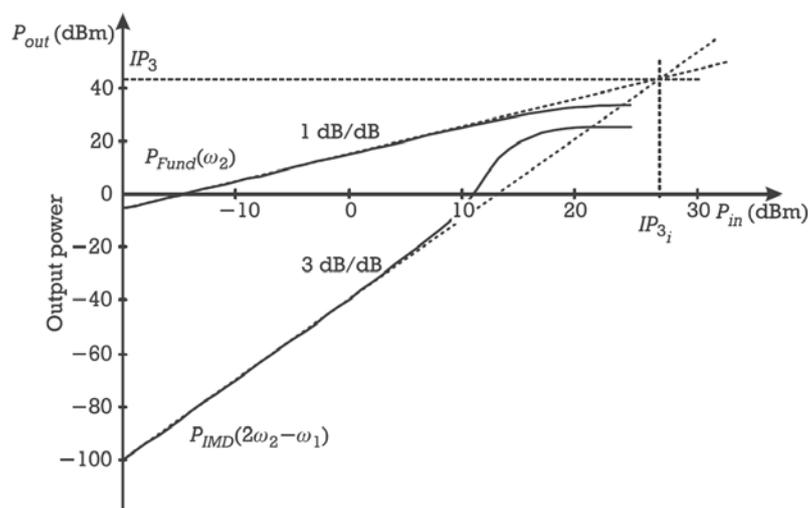


Рисунок 3.2 Определение точки пересечения третьего порядка  $IP_3$

Из определения следует, что линейная схема имеет  $IP_3 \rightarrow \infty$ , а самая нелинейная схема имеет  $IP_3$  около уровня шумов.

Итак,  $IP_3$  количественно характеризует нелинейные свойства 4-полюсников.  $IP_3$  является непосредственно измеряемой физической величиной в отличие от коэффициентов в рядах Тейлора и Вольтерра. Разложения в ряд функции вольт-амперной характеристики (ряд Тейлора) и функции вольт-кулонной характеристики (ряд Вольтерра) требуют нахождения производных высших порядков с помощью аппроксимаций разностными отношениями. Начиная со второй производной погрешность найденных значений производных резко возрастает, поскольку возникает необходимость вычислений отношений разностей больших чисел. Покажем, что если заменить транзисторы в схеме СВЧ переключателя эквивалентными 4-полюсниками с известными  $IP_3$ , то можно оценить нелинейность самого СВЧ переключателя, не проводя расчеты коэффициентов в рядах Тейлора и Вольтерра.

## 3.2 Квазилинейная компактная модель ПТ как 4-полюсника для МИС СВЧ переключателя

### 3.2.1 Основные предположения при формировании квазилинейной компактной модели ПТ

Предполагаемая квазилинейная компактная модель ПТ группы АЗВ5 для МИС СВЧ переключателя должна быть узкоспециализированной, предназначенной для оценки точки пересечения третьего порядка  $IP3$  (если необходимо то и  $IP2$ ), идентифицироваться для применения в известной системе с известными параметрами сигнала, по известной компактной модели, либо по результатам измерений.

В главе 2 (пункт 2.3.1) в процедуре синтеза использовалась лестничная структура СВЧ переключателя, позволившая применить теорию синтеза фильтров частот. Воспользуемся еще раз лестничной структурой СВЧ переключателя, которая теперь позволит применить методы оценки точки пересечения  $IP3$  при каскадном соединении квазилинейных 4-полюсников (модулей, двух-портовых компонентов) [3.2]. Каждый переключающий элемент в структуре СВЧ переключателя заменим квазилинейным 4-полюсником. В результате построим электрическую цепочку [3.7, с.104], параметр  $IP3$  которой соответствует  $IP3$  СВЧ переключателя.

Для оценки интермодуляционных искажений синтезированного СВЧ переключателя используем линейную компактную модель, представленную в главе 2, преобразовав ее в квазилинейную модель путем замены линейного сопротивления и емкости на нелинейные, рисунок 3.3. Получили электрическую цепочку, состоящую из последовательного соединения двух 4-полюсников, имеющих комплексно-сопряженные нагрузки на входе и выходе – результат процедуры синтеза СВЧ переключателя. А раз так, то зная коэффициент передачи и точку пересечения  $N$ -го порядка интермодуляционных искажений ( $IPN$ ) каждого 4-полюсника можно оценить коэффициент передачи и минимальное значение (для наихудшего случая) или максимально вероятное значение параметра интермодуляционных искажений  $IPN$   $N$ -го порядка для всей системы в целом [3.3, сс. 232-234]. Рассмотрим это положение подробнее.

Существует два способа расчета интермодуляционных искажений электрической цепочки, образованной последовательным соединением каскадов с известными искажениями [3.2 сс. 104-105]. Первый способ применяется для детерминированных сигналов, когда гармоники и интермодуляционные составляющие, сгенерированные в разных каскадах, складываются синфазно на выходе электрической цепочки. При учете фазовых соотношений сигналов анализ проводится в терминах напряжений, токов или

корней квадратных из мощностей и только конечные выражения приводятся в единицах мощности. Тогда точка пересечения N-го порядка системы, состоящей из q каскадов равна

$$IIPN^{(N-1)/2} = \left[ \sum_{i=1}^q \left( \frac{g_{1,i-1}}{IIPN_i} \right)^{(N-1)/2} \right]^{-1} \quad (3.2)$$

где  $g_{1,i-1}$  — коэффициент передачи от первого до  $(i-1)$ -го каскада, т.е.  $g_{1,i-1} = g_1 g_2 \dots g_{i-1}$ .

Второй способ применяется для случайных сигналов, складывающихся по фазе случайным образом, т.е. складываются мощности сигналов. Тогда точка пересечения N-го порядка системы, состоящей из q каскадов равна

$$IIPN^{(N-1)} = \left[ \sum_{i=1}^q \left( \frac{g_{1,i-1}}{IIPN_i} \right)^{(N-1)} \right]^{-1} \quad (3.3)$$

Мы используем оба способа. Итак, интермодуляционные составляющие третьего порядка находятся рядом с основным сигналом [3.8, с. 518]. Фазовые сдвиги в каждом каскаде детерминированы для основного сигнала и для сопровождающих его составляющих третьего порядка. Тогда, точка пересечения 3-го порядка системы, состоящей из q каскадов, равна:

$$IIP3 = IIP3^{(3-1)/2} = \left[ \sum_{i=1}^q \left( \frac{g_{1,i-1}}{IIP3_i} \right)^{(3-1)/2} \right]^{-1} = \left( \sum_{i=1}^q \frac{g_{1,i-1}}{IIP3_i} \right)^{-1} \quad (3.4)$$

Интермодуляционные составляющие второго порядка находятся вдали от основного сигнала. Фазовые сдвиги для составляющих второго порядка случайны в каждом каскаде. Тогда, точка пересечения 2-го порядка электрической цепочки, состоящей из q каскадов, равна:

$$IIP2 = IIP2^{(2-1)} = \left[ \sum_{i=1}^q \left( \frac{g_{1,i-1}}{IIP2_i} \right)^{(2-1)} \right]^{-1} = \left( \sum_{i=1}^q \frac{g_{1,i-1}}{IIP2_i} \right)^{-1} \quad (3.5)$$

Получили одинаковые выражения и для  $IP3$ , и для  $IP2$ .

В [3.9, сс. 162-165] представлен алгоритм расчета точки пересечения ( $IIP3$ , или  $IIP2$ ) интермодуляционных искажений электрической цепочки, состоящей из каскадного соединения 4-полюсников с известными коэффициентами передачи и значениями точек пересечения. Приведем данный алгоритм:

1. Выразим все коэффициенты передачи и значения точек пересечения в децибелах. Затем, приведем полученные значения точек пересечения для каждого каскада ко входу электрической цепочки, вычитая коэффициенты передачи всех предшествующих каскадов (т.е. для усиления вычитаем, а для затухания складываем, в децибелах).

2. Приведенные ко входу значения точек пересечения для каждого каскада, выраженные в логарифмических единицах (дБм), преобразуем в линейные единицы (мВт).

3. Рассчитаем значение точки пересечения интермодуляционных искажений электрической цепочки:

$$IIPN_{casc} = \left( \frac{1}{IIPN_1} + \frac{1}{IIPN_2} + \dots + \frac{1}{IIPN_q} \right)^{-1} \text{ [мВт]} \quad (3.6)$$

4. Выразим полученное значение точки пересечения интермодуляционных искажений электрической цепочки в децибелах-к-милливатту ( $IIPN_{casc}$  [дБм]).

Рассмотренный алгоритм работает в СВЧ трактах, где отсутствуют отражения электромагнитных волн, обычно в 50-омном тракте, во всем рассматриваемом диапазоне частот. Электрическая цепочка, образующая СВЧ переключатель, не полностью удовлетворяет данному требованию. Во-первых, снизу рабочий диапазон ограничивается частотой 1 МГц. На частотах около 1 МГц нарушается квазистатическое предположение, что ток, напряжение или заряд зависят только от своих управляющих напряжений или токов [3.10], в статье диссертанта [3.11] рассмотрена основная причина этого ограничения для полупроводников группы АЗВ5 – это ловушки заряда. Во-вторых, сверху рабочий диапазон ограничивается максимальной рабочей частотой ( $f_{p\_max}$ ), по которой синтезировался данный переключатель, глава 2. Следовательно, алгоритм можно применять для электрических цепочек, в которых составляющие спектра сигнала не опускаются ниже 1 МГц, а несущие частоты не превышают ( $f_{p\_max}/3$ ) при оценке интермодуляционных искажений 3-го порядка или ( $f_{p\_max}/N$ ) при оценке интермодуляционных искажений N-го порядка. Уровень мощности сигнала должен соответствовать условию квазилинейности.

### 3.2.2 Квазилинейные компактные модели ПТ в виде 4-полюсников

Найдем зависимость значения параметра IPN 4-полюсника от ширины затвора транзистора  $W$ . Воспользуемся нелинейной компактной моделью ПТ. Вид нелинейной компактной модели полевого транзистора в состоянии ON и в состоянии OFF такой же, как и для линейной схемы, рисунок 3.3. Однако, теперь резистор  $R_{on} = \frac{R_{on\_ud}}{W}$  нелинейный и емкость  $C_{off} = C_{off\_ud} W$  тоже нелинейная.

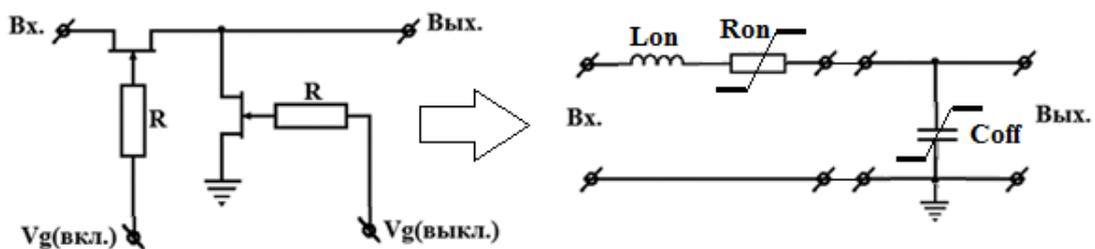


Рисунок 3.3. Представление СВЧ переключателя как нелинейной системы, состоящей из последовательного соединения 4-полюсников.

Существует два широко распространённых метода анализа слабо нелинейных (квазилинейных) схем (например, СВЧ переключателей): анализ с помощью степенных рядов и анализ с помощью рядов Вольтерра. Достоинство этих методов проистекает из того факта, что их можно рассматривать, как расширение известных линейных методов. Они имеют точное математическое обоснование, и могут использоваться в частотной области. Различаются данные методы применимостью к системам с разными свойствами нелинейностей: для систем с безынерционными/стационарными нелинейностями (без памяти) используется метод степенных рядов, для инерционных систем – ряды Вольтерра.

Для моделирования транзистора в состоянии ON воспользуемся методом степенных рядов, а именно разложением нелинейной передаточной функции в ряд Тейлора. Многие нелинейные схемы могут моделироваться как фильтр, или как другая частотно-избирательная цепь, с последовательной нелинейностью [3.3, с.216], рисунок 3.4. На рисунке 3.4 показано применение частотно-избирательной цепи с последовательной нелинейностью для моделирования последовательного транзистора в состоянии ON. Здесь,  $V_S(t)$  представляет напряжение сигнала на входе индуктивности  $L_{on} = \frac{L_{on} \omega d}{W}$ ,  $V(t)$  – падение напряжения сигнала на нелинейном резисторе  $R_{on} = \frac{R_{on} \omega d}{W}$ ,  $i(t)$  – слаботочная составляющая тока стока транзистора, которую можно разложить в ряд Тейлора вокруг точки смещения на стоке транзистора в состоянии ON.

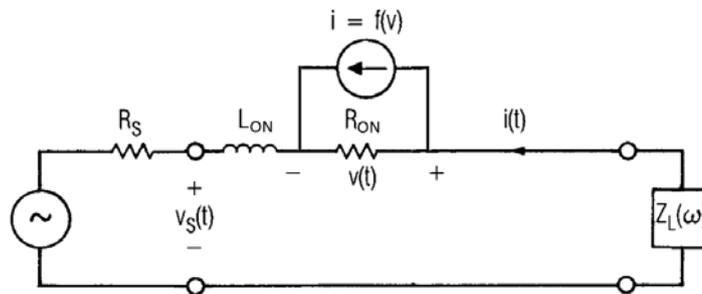


Рисунок 3.4. Модель последовательного транзистора в состоянии ON (частотно-избирательная цепь с последовательной нелинейностью).

Тогда, ток слабого сигнала на выходе будет представлять нелинейную функцию  $f(v)$  (ВАХ нелинейного резистора  $R_{ON}$ ), которую разложим в ряд Тейлора

$$f(v) = F(V_{d0} + v) - F(V_{d0}) = \frac{dF}{dV} \Big|_{V=V_{d0}} v + \frac{1}{2} \frac{d^2 F}{dV^2} \Big|_{V=V_{d0}} v^2 + \dots + \frac{1}{n!} \frac{d^n F}{dV^n} \Big|_{V=V_{d0}} v^n \quad (3.7)$$

где  $V = V_{d0}$  - смещение на стоке транзистора в состоянии ON, обычно  $V_{d0} = 0$  В. Перепишем полученное выражение в виде

$$f(v) = a_1 v + a_2 v^2 + \dots + a_n v^n \quad (3.8)$$

Получили процедуру экстракции параметров системы с помощью производных  $n$ -го порядка:

$$a_1 \equiv \frac{dF}{dV} \Big|_{V=V_{d0}}; a_2 \equiv \frac{1}{2} \frac{d^2F}{dV^2} \Big|_{V=V_{d0}}; \dots; a_n \equiv \frac{1}{n!} \frac{d^n F}{dV^n} \Big|_{V=V_{d0}} \quad (3.9)$$

а также связность модели, т.е. плавный переход от нелинейной модели к линейной при уменьшении амплитуды входного сигнала.

Для построения зависимости значения параметра IPN последовательного транзистора в состоянии ON (4-полюсника, содержащего  $L_{on}$  и  $R_{on}$ , рисунок 3.3) от ширины затвора транзистора  $W$ , подставим выражение для нелинейного резистора  $R_{on} = \frac{R_{on\_ud}}{W}$  в нелинейную функцию  $f(v)$ . Получим выражение для тока слабого сигнала на выходе 4-полюсника:

$$i(v) = a_1 v + a_2 v^2 + \dots a_n v^n = \frac{1}{W} \left[ \frac{d(R_{on\_ud})}{dv} v + \frac{1}{2} \frac{d^2(R_{on\_ud})}{dv^2} v^2 + \dots + \frac{1}{n!} \frac{d^n(R_{on\_ud})}{dv^n} v^n \right] \quad (3.10)$$

Таким образом, получили один и тот же масштабирующий коэффициент  $\frac{1}{W}$  для параллельного соединения линейного, квадратичного, кубического, ... , и  $n$ -степенного резисторов [3.3, с.33], обеспечивающих протекание в нагрузке токов гармоник и интермодуляционных составляющих  $n$ -го порядка, – все они обратно пропорциональны ширине затвора  $W$  последовательного транзистора в состоянии ON. Следовательно,  $\frac{1}{W}$  является масштабирующим фактором, как для корня квадратного из мощности на основной частоте, так и для корней квадратных из мощностей на интермодуляционных частотах. Что позволяет идентифицировать точки пересечения интермодуляционных искажений интересующих порядков IPN на транзисторе известной ширины  $W$  при заданном смещении (состояние ON) и привести полученные результаты к транзистору шириной 1 мм. Получили новый параметр  $\sqrt{IPN_{on\_ud}} [Вт^{1/2}/мм]$ , назовем его удельной точкой пересечения интермодуляционных искажений  $N$ -го порядка, (чем шире транзистор, тем он ближе к линейному резистору), позволяющий рассчитать интермодуляционные искажения транзистора в состоянии ON с заданной шириной затвора  $W$ .

Для моделирования транзистора в состоянии OFF (4-полюсника, содержащего  $C_{off}$ , рисунок 3.3) воспользуемся разложением нелинейной передаточной функции в ряд Вольтерра. Наиболее полно анализ нелинейной емкости методом рядов Вольтерра изложен в [3.3, сс. 235-264] и в [3.5, сс.78-99].

При анализе нелинейной емкости  $C_{off} = C_{off\_ud} W$  воспользуемся тем, что метод рядов Вольтерра является не чем иным, как степенным рядом Тейлора для систем с памятью

[3.5, с.83]. Применим тот же упрощенный математический подход, который использовали при анализе транзистора в состоянии ON. Найдем изменение заряда  $q$  на обкладках конденсатора (транзистора в состоянии OFF, подключенного параллельно нагрузке)

$$q = f_Q(V_0 + v) - f_Q(V_0) = \frac{d}{dv} f_Q(V) \Big|_{V=V_0} v + \frac{1}{2} \frac{d^2}{dv^2} f_Q(V) \Big|_{V=V_0} v^2 + \dots \frac{1}{n!} \frac{d^n(f_Q(V))}{dv^n} \Big|_{V=V_0} v^n \quad (3.11)$$

Здесь подразумевается, что величина заряда зависит от времени  $q(t)$ . Тогда, ток слабого сигнала в нелинейной емкости будет равен:

$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{d}{dv} f_Q(V) \Big|_{V=V_0} \frac{dv}{dt} + \frac{d^2}{dv^2} f_Q(V) \Big|_{V=V_0} v \frac{dv}{dt} + \dots \frac{1}{(n-1)!} \frac{d^n(f_Q(V))}{dv^n} \Big|_{V=V_0} v^{(n-1)} \frac{dv}{dt} \quad (3.12)$$

Перепишем полученное выражение в виде

$$i = [C_1(V_0) + C_2(V_0)v + C_3(V_0)v^2 + \dots] \frac{dv}{dt}, \quad (3.13)$$

что представляет разложение в ряд дифференциальной емкости. В рассматриваемом случае это будет емкость между истоком и стоком при смещении на затворе, обеспечивающем состояние OFF.

$$C_1(V_0) \equiv C_{off} = C_{off\_ud} W \quad (3.14)$$

$$C_n(V_0) \equiv \frac{1}{(n-1)!} \frac{d^n(C_{off})}{dv^n} = \frac{W}{(n-1)!} \frac{d^n(C_{off\_ud})}{dv^n} \quad (3.15)$$

Получили, что для транзистора в состоянии OFF ширина затвора  $W$  является масштабирующим фактором как для корня квадратного из мощности на основной частоте, так и для корней квадратных из мощностей на интермодуляционных частотах. Этот факт позволяет идентифицировать точки пересечения интермодуляционных искажений интересующих порядков IPN на транзисторе известной ширины  $W$  при заданном смещении (состояние OFF) и привести полученные результаты к транзистору шириной 1 мм. Получили новый параметр  $\sqrt{IPN_{off\_ud}}$  [мВт<sup>1/2</sup> \* мм], позволяющий оценить интермодуляционные искажения транзистора с заданной шириной затвора  $W$  в состоянии OFF (чем шире транзистор, тем больше величина нелинейных токов в нем генерируемых).

### 3.2.3 Идентификация квазилинейных компактных моделей ПТ как 4-полюсников

Квазилинейная компактная модель полевого транзистора в состоянии ON представляет 4-полюсник, характеризуемый вносимыми потерями  $IL_{ON}$  [дБ] (определяются в процессе синтеза СВЧ переключателя, глава 2) и удельной точкой пересечения интермодуляционных искажений третьего порядка  $\sqrt{IP3_{on\_ud}}$  [мВт<sup>1/2</sup>/мм]. Квазилинейная

компактная модель полевого транзистора в состоянии OFF представляет 4-полюсник, характеризуемый удельными вносимыми потерями  $IL_{OFF}$  [дБ] (определяются в процессе синтеза СВЧ переключателя, глава 2) и удельной точкой пересечения интермодуляционных искажений третьего порядка  $\sqrt{IP3_{off\_ud}}$  [мВт<sup>1/2</sup> \* мм]. Для измерения нелинейных параметров компактной модели ПТ  $\sqrt{IP3_{on\_ud}}$  [мВт<sup>1/2</sup>/мм] и  $\sqrt{IP3_{off\_ud}}$  [мВт<sup>1/2</sup> \* мм] необходимы два SPST СВЧ переключателя с разными ширинами (W) транзисторов, работающих в одном и том же диапазоне частот. Согласующие компоненты в переключателях считаем идеальными (линейными и не имеющими потерь). Тогда, зная размеры (W) транзисторов и измерив, вносимые потери и интермодуляционные искажения каждого СВЧ переключателя, можно рассчитать искомые удельные параметры. Учитывая, что квазилинейная компактная модель ПТ как 4-полюсника предназначена только для синтеза СВЧ переключателей и является упрощенной версией моделей, приводимых в технологическом наборе конструктора (PDK) для технологий A3B5 NEMT, например, Curtice3, CFET, EENEMT1, Angelov, AMCAD NEMT1 [2.7], то необходимые для формирования квазилинейной компактной модели параметры извлекаются из данных, приведенных в PDK.

Проиллюстрируем методику расчета удельных точек пересечения третьего порядка для транзистора, выполненного по технологии WIN\_PD2500 фирмы WIN Semiconductors Corp.

Для идентификации проведем подготовительную работу:

1. Идентифицируем параметры линейной компактной модели ПТ для технологии WIN\_PD2500 с длиной затвора, равной 0,25 мкм.

Таблица 3.1. Параметры компактной линейной модели ПТ для технологии WIN\_PD2500

Основные параметры				Производные параметры			
Ron_u d	Lon_ud	Goff_ud	Coff_u d	$Q = \frac{1}{R_{on\_ud}} \sqrt{\frac{L_{on\_ud}}{C_{off\_ud}}}$	$\rho_x = \sqrt{\frac{L_{on\_ud}}{C_{off\_ud}}}$	$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{on\_ud} C_{off\_ud}}}$	$K = \frac{2\pi f_{p\_max}}{2\pi f_r}$
1.785 Ом*мм	0.12775 нГн*м м	2.78x10 <sup>-4</sup> 1/(Ом*мм )	0.1168 пФ/мм	Q=18.53	$\rho_x = 33.07$ Ом	$f_r = 41.202$ ГГц	$f_{p\_max} = 10$ ГГц ц K=0,2427

2. Синтезируем по методике, изложенной в главе 2, SPST СВЧ переключатель с развязкой 20 дБ на максимальной рабочей частоте равной 10 ГГц:

- 1) Найдем ФНЧ-прототип фильтра Баттерворта, т.е. для требуемой развязки  $A_{off\_min}$  [дБ] = 20 дБ, найдем нормированную индуктивность и емкость

$$g_1 = g_2 = \sqrt{2\varepsilon_p} = \sqrt{2\sqrt{10^{A_{off\_min}[\text{дБ}]/10} - 1}} = \sqrt{2\sqrt{99}} = 4,46.$$

- 2) Найдем геометрические размеры последовательного ПТ (суммарную ширину затвора рНЕМТ транзистора)

$$W_1 = \frac{C_{ФВЧ}}{C_{off\_ud}} = \frac{1}{K \frac{Z_0}{\rho_X} g_1} = \frac{1}{0,2427 \frac{50}{33,07} 4,46} = 0,611 \text{ мм.}$$

- 3) Найдем геометрические размеры параллельного ПТ (суммарную ширину затвора рНЕМТ транзистора)

$$W_2 = \frac{g_2 R_{on\_ud} \sqrt{1+K^2 Q^2}}{Z_0} = \frac{4,46 * 1,785 * \sqrt{1+0,2427^2 * 18,53^2}}{50} = 0,734 \text{ мм.}$$

- 4) Согласуем полученный элементарный СВЧ переключатель на частоте  $f_{p\_max} = 10$  ГГц:

Процесс согласования цепей на фиксированной частоте известен и описан в литературе, например, в [3.12, с.285]. Поэтому опустим описание процедуры согласования и приведем конечный результат, рисунок 3.5. Согласование проводилось с помощью Г-образной LC-цепи на выходе СВЧ переключателя. Полученную согласующую емкость заменим транзистором в состоянии OFF, что эквивалентно расширению выходного транзистора, теперь  $W_2 \neq 0,734$  мм, а равно  $W_2 = 1,134$  мм.

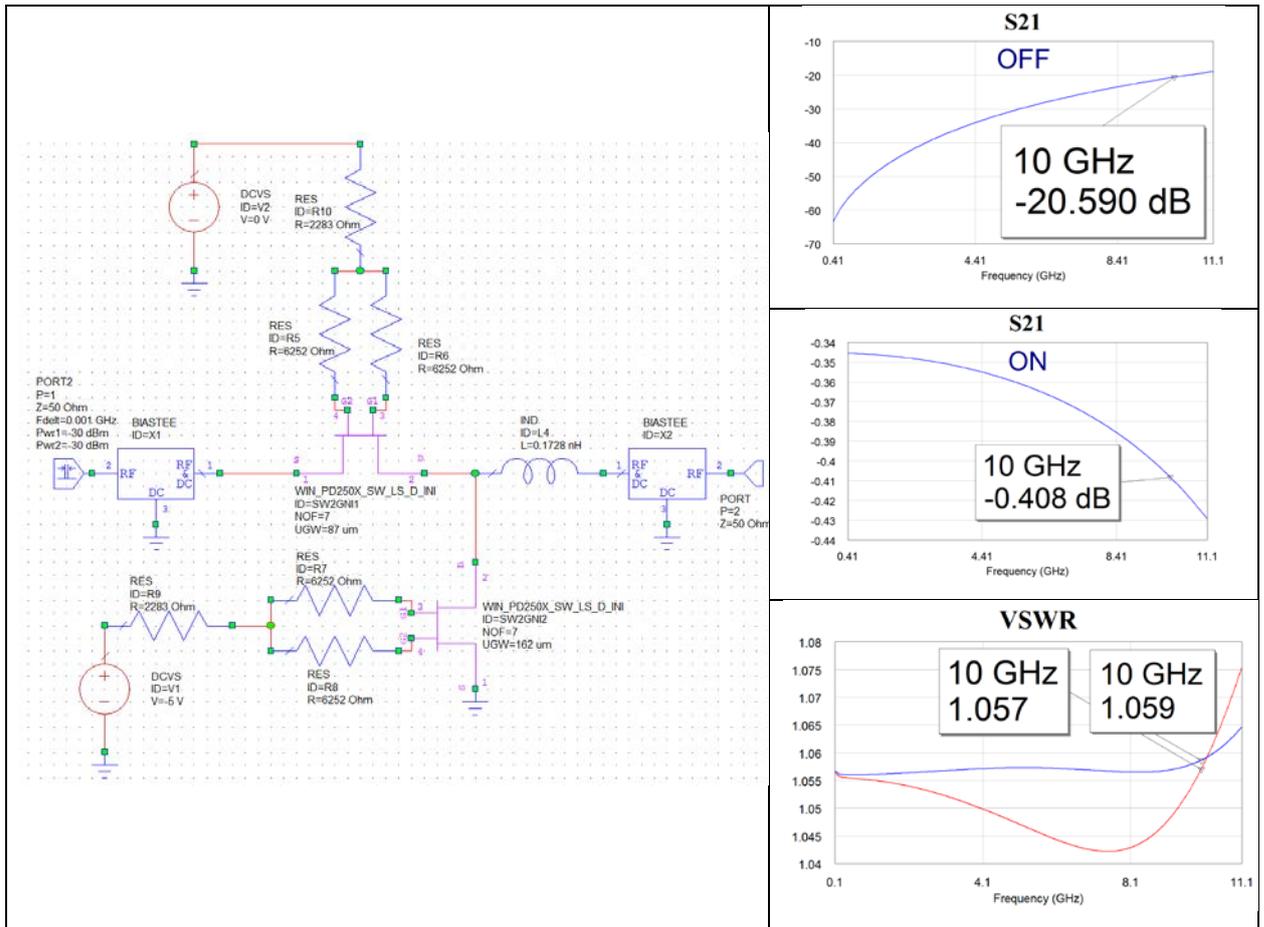


Рисунок 3.5 Согласование СВЧ переключателя

Параметр  $OIP3$  СВЧ переключателя, рассчитанный для схемы на рисунке 3.5 на частоте 3 ГГц, равен 51,63 дБм или  $IIP3[\text{дБм}] = OIP3[\text{дБм}] + IL[\text{дБм}] = 51,63 + 0,35 \approx 52,0[\text{дБм}]$ .

Подготовительная работа завершена. Далее идентифицируем параметр  $\sqrt{IP3_{off\_ud}} [\text{мВт}^{1/2} * \text{мм}]$ . Заменяем последовательный открытый транзистор его линейной компактной моделью, рисунок 3.6. Получили, что КСВН и вносимые потери изменились незначительно, но улучшились интермодуляционные искажения

$$IIP3[\text{дБм}]_{W2} = OIP3[\text{дБм}]_{W2} + IL[\text{дБм}] = 53,64 + 0,35 \approx 54,0[\text{дБм}]$$

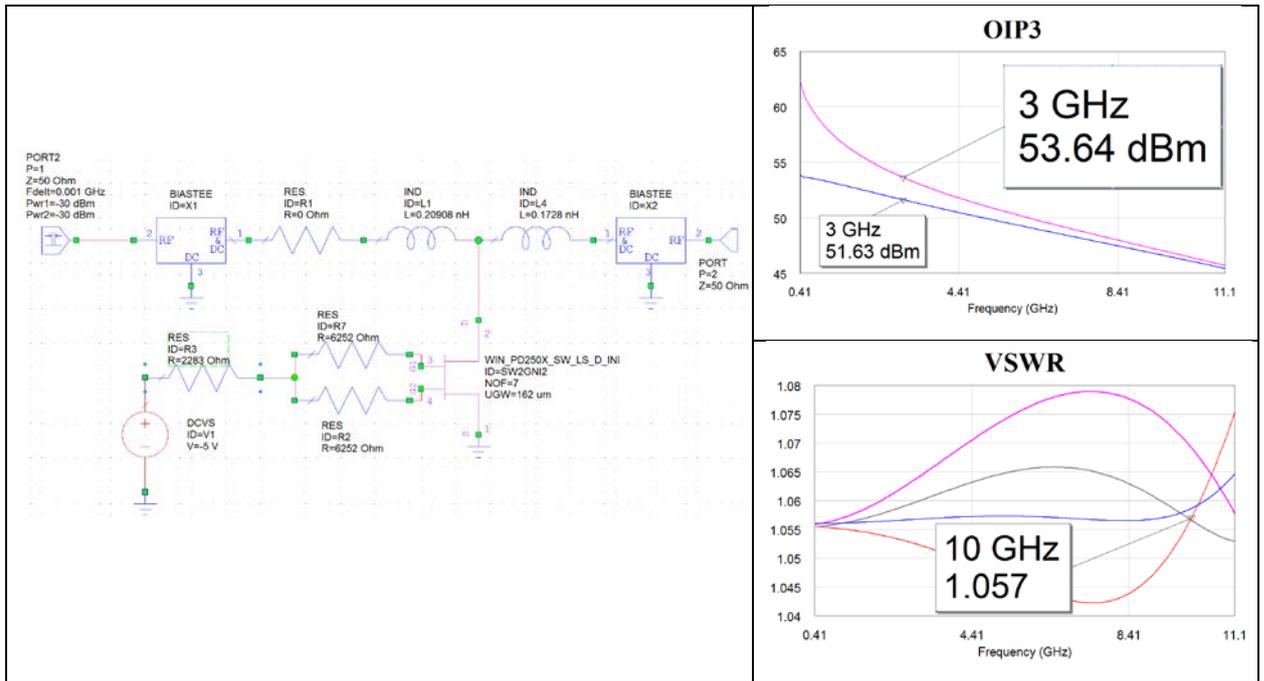


Рисунок 3.6 Интермодуляционные искажения, вносимые закрытым транзистором

Т.е. точка пересечения третьего порядка  $IIP3$ [мВт], приведенная к входу, для СВЧ переключателя с единственным источником интермодуляционных искажений в виде параллельного закрытого транзистора (в состоянии OFF) с шириной затвора  $W_2 = 1,134$  мм равна  $IIP3$ [мВт] $_{W_2} = 10^{IIP3[\text{дБм}]_{W_2}/10} = 10^{5,4} = 251189$  мВт, что позволяет идентифицировать параметр

$$\sqrt{IP3_{off\_ud}} = \sqrt{251189 * 1,134} = 568,35 \text{ [мВт}^{1/2} * \text{мм]}$$

Далее мы заменим параллельный закрытый транзистор (в состоянии OFF) его линейной компактной моделью, рисунок 3.7. Получили, что КСВН и вносимые потери изменились незначительно, но улучшились интермодуляционные искажения

$$IIP3[\text{дБм}]_{W_1} = OIP3[\text{дБм}]_{W_1} + IL[\text{дБм}] = 54,23 + 0,35 \approx 54,58[\text{дБм}].$$

Точка пересечения третьего порядка  $IIP3$ [мВт], приведенная к входу, для СВЧ переключателя с единственным источником интермодуляционных искажений в виде последовательного открытого транзистора (в состоянии ON) с шириной затвора  $W_1 = 0,611$  мм равна  $IIP3$ [мВт] $_{W_1} = 10^{IIP3[\text{дБм}]_{W_1}/10} = 10^{5,458} = 287078$  мВт, что позволяет идентифицировать параметр

$$\sqrt{IP3_{on\_ud}} = \frac{\sqrt{287078}}{0,611} = 876,92 \left[ \frac{\text{мВт}^{1/2}}{\text{мм}} \right]$$

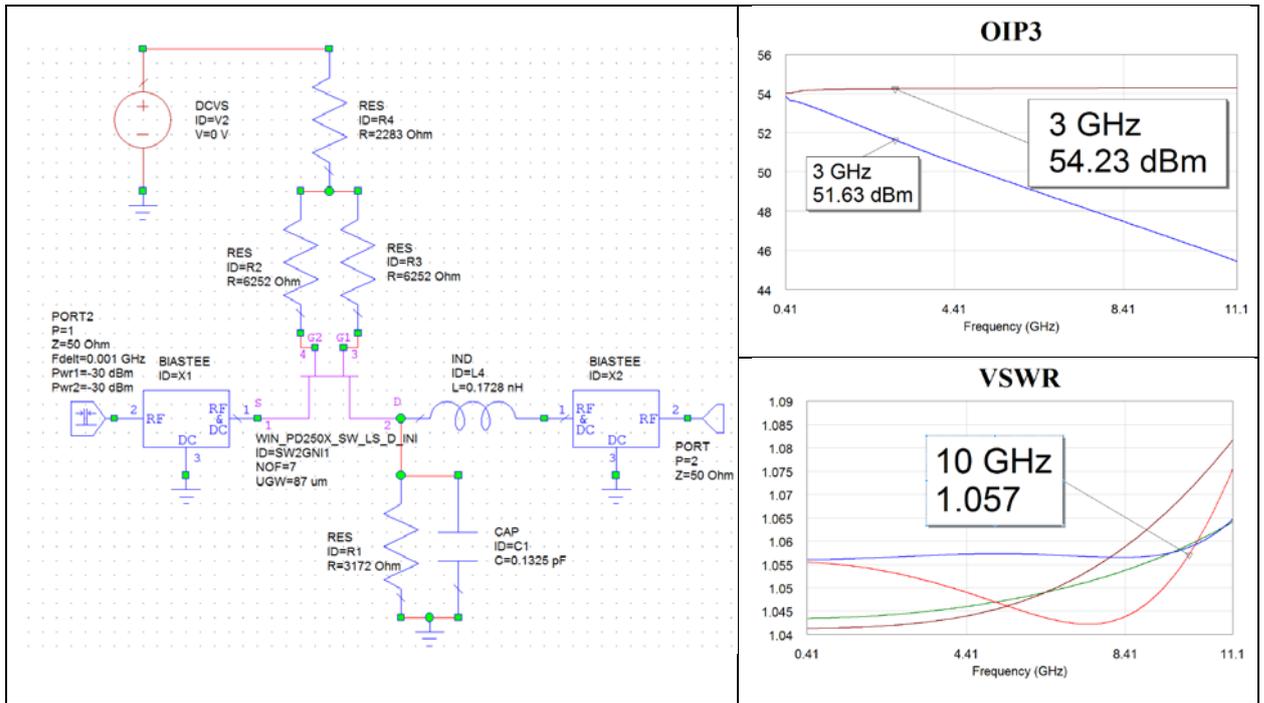


Рисунок 3.7 Интермодуляционные искажения, вносимые открытым транзистором

В завершение проиллюстрируем применение алгоритма оценки уровня нелинейных искажений, изложенного в пункте 3.2.1. Определим параметр  $IIP3$ :

$$IIP3[\text{мВт}]_{W1,W2} = \left( \frac{1}{IIP3[\text{мВт}]_{W1}} + \frac{1}{IIP3[\text{мВт}]_{W2}} \right)^{-1} = \left( \frac{1}{287078} + \frac{1}{251189} \right)^{-1}$$

$$= 133969 \text{ мВт}$$

где  $IIP3[\text{мВт}]_{W1,W2}$  –  $IIP3$  электрической цепочки из каскадного соединения двух 4-полюсников, рисунок 3.3;  $IIP3[\text{мВт}]_{W1}$  –  $IIP3$  первого 4-полюсника;  $IIP3[\text{мВт}]_{W2}$  –  $IIP3$  второго 4-полюсника. Таким образом, получим:

$$IIP3[\text{дБм}]_{W1,W2} = 10 \log(IIP3[\text{мВт}]_{W1,W2}) = 10 \log(133969) = 51,27 \text{ дБм},$$

Сделаем следующее замечание. Если на четвертом этапе синтеза СВЧ переключателя (см. пункт 3.2.3) не увеличивать ширину транзистора  $W_2$  с 0,734 мм до 1,134 мм, а согласовать выход ключа с помощью конденсатора, то ухудшится развязка, но улучшится  $IIP3[\text{дБм}]_{W1,W2}$ . Проиллюстрируем сказанное:

$$IIP3[\text{мВт}]_{W2} = \left( \frac{\sqrt{IP3_{off\_ud}}}{W2} \right)^2 = \left( \frac{568,35 [\text{мВт}^{1/2} * \text{мм}]}{0,734 [\text{мм}]} \right)^2 = 599570 [\text{мВт}]$$

$$IIP3[\text{мВт}]_{W1,W2} = \left( \frac{1}{IIP3[\text{мВт}]_{W1}} + \frac{1}{IIP3[\text{мВт}]_{W2}} \right)^{-1} = \left( \frac{1}{287078} + \frac{1}{599570} \right)^{-1}$$

$$= 194128 [\text{мВт}]$$

$$IP3[\text{дБм}]_{W1,W2} = 10 \log(IP3[\text{мВт}]_{W1,W2}) = 10 \log(194128) = 52,88 \text{ дБм.}$$

Как и ожидалось, линейность повысилась с  $IP3[\text{дБм}]_{W1,W2} = 51,27$  дБм до  $IP3[\text{дБм}]_{W1,W2} = 52,88$  дБм. Таким образом, приведенный пример подтверждает справедливость предложенного алгоритма для оценки интермодуляционных искажений 3-го порядка СВЧ переключателя.

### 3.3 Обобщенная компактная модель полевого транзистора для синтеза МИС СВЧ переключателя

В главе 2 была предложена линейная компактная модель полевого транзистора для синтеза МИС СВЧ переключателя. В главе 3 были предложены две квазилинейные компактные модели ПТ как 4-полюсников для оценки нелинейных параметров ПТ во включенном и выключенном состоянии. Объединим полученные модели ПТ в обобщенную компактную модель полевого транзистора для синтеза МИС СВЧ переключателя. В качестве примера рассмотрим формирование обобщенной компактной модели для полевого транзистора, изготовленного по технологии WIN\_PD2500 с длиной затвора равной 0,25 мкм. Из линейной модели таблицы 3.1 используем «Основные параметры» и расширим модель введением нелинейных параметров  $\sqrt{IP3_{on\_ud}}$ ,  $\sqrt{IP3_{off\_ud}}$ . В таблице 3.2 представлен полученный результат: набор параметров обобщенной компактной модели полевого транзистора для синтеза МИС СВЧ переключателя.

Таблица 3.2 Параметры обобщенной компактной модели ПТ для технологии WIN\_PD2500

Основные параметры				Нелинейные параметры	
Ron_ud	Lon_ud	Goff_ud	Coff_ud	$\sqrt{IP3_{on\_ud}}$	$\sqrt{IP3_{off\_ud}}$
1.785 Ом*мм	0.12775 нГн*мм	$2.78 \times 10^{-4}$ 1/(Ом*мм)	0.1168 пФ/мм	$876,92 \frac{\text{мВт}^{\frac{1}{2}}}{\text{мм}}$	568,35 мВт <sup>1/2</sup> * мм

Таким образом, начиная с третьего этапа синтеза СВЧ переключателя (см. пункт 2.5), после расчета численных значений ширины затворов транзисторов ( $W$  [мм]) можно оценить следующие основные параметры схемы СВЧ переключателя, не завершая процесс синтеза: уровень интермодуляционных искажений СВЧ переключателя, уровень требуемой развязки, уровень вносимых потерь (коэффициент шума). Предлагаемый подход позволяет провести параметрическую оптимизацию схемы по заданному критерию. Например,

осуществить минимизацию уровня нелинейных искажений при ухудшении уровней вносимых потерь и развязки без проведения моделирования схемы.

Параметры обобщенной компактной модели позволяют провести сопоставительный анализ достижимых значений параметров ключа при выбранном типе технологического процесса (то есть при известных данных PDK). Данное обстоятельство позволяет провести оценку параметров на этапе выбора фабрики-изготовителя МИС переключателя. Для этого используются части таблицы 3.1 «Производные параметры» и таблицы 3.2 «Нелинейные параметры». Так, из результатов расчетов таблиц 3.1, 3.2 видно: насколько малы вносимые потери ПТ, изготовленного по данной технологии ( $Q=18.53$ ); насколько отличается характеристическое сопротивление от заданной нагрузки  $Z_0$  ( $\rho_x = 33.07$  Ом); каков частотный предел переключателя ( $f_r = 41.202$  ГГц); какова линейность транзистора в открытом состоянии  $\left(876,92 \frac{\text{мВт}^{\frac{1}{2}}}{\text{мм}}\right)$ ; какова линейность транзистора в закрытом состоянии  $(568,35 \text{ мВт}^{1/2} * \text{мм})$ .

### 3.4 Выводы

1) Предложены критерии, определяющие динамические свойства переключателя в зависимости от уровня мощности входного сигнала, при котором переключатель работает в линейном режиме, в квазилинейном режиме, и в «сильно» нелинейном режиме.

2) Развита методика анализа нелинейных искажений СВЧ переключателя, в частности, расчет параметра  $IP3$ , на основе представления каждого переключающего элемента в структуре СВЧ переключателя как квазилинейного 4-полюсника. В результате такого представления формируется схема, параметр  $IP3$  которой равен параметру  $IP3$  СВЧ переключателя. Такой подход дал возможность выразить нелинейные параметры СВЧ переключателя через нелинейные параметры его переключающих элементов (транзисторов).

3) Предложены новые квазилинейные компактные модели ПТ как 4-полюсника, которые характеризуются удельными нелинейными параметрами  $\sqrt{IP3_{on\_ud}} [\text{мВт}^{\frac{1}{2}}/\text{мм}]$  и  $\sqrt{IP3_{off\_ud}} [\text{мВт}^{1/2} * \text{мм}]$ . Данные параметры позволяют рассчитать (оценить) основные параметры схемы без трудоемкой процедуры структурного синтеза МИС переключателя. Предлагаемый подход позволяет провести параметрическую оптимизацию схемы по заданному критерию. Например, осуществить минимизацию уровня нелинейных

искажений при ухудшении уровней вносимых потерь и развязки без проведения моделирования схемы.

4) Создана обобщенная компактная модель полевого транзистора для синтеза МИС СВЧ переключателя, позволяющая оценивать требуемую развязку, вносимые потери и интермодуляционные искажения в процессе синтеза СВЧ переключателя, осуществляя параметрическую оптимизацию. Решение задачи достигается без использования итерационных процессов и применения сложных компактных моделей, формируемых на основе PDK фирмы изготовителя.

5) Продемонстрирована возможность использования обобщенной компактной модели полевого транзистора для сопоставительного анализа достижимых значений параметров переключателя при рассматриваемых типах технологического процесса, что позволяет провести оценку параметров переключателя на этапе выбора фабрики-изготовителя МИС переключателя.

## **4 Синтез и реализация монолитных интегральных схем СВЧ переключателей на основе полупроводников группы АЗВ5**

### **4.1 Синтез и реализация МИС СВЧ переключателя на базе технологии DpHEMT05 АО «Светлана-Рост»**

#### **4.1.1 Постановка задачи**

Основу разработки СВЧ МИС, в частности МИС СВЧ переключателей, составляет технологический набор конструктора (PDK). При построении PDK ключевым этапом является контроль электрофизических параметров полупроводниковых структур. В этой связи следует классифицировать параметры на две группы: параметры для управления технологическим процессом и целевые параметры, которые используются при проектировании СВЧ МИС. Контроль обоих видов параметров должен осуществляться с помощью единого технологического монитора, который разработан в ходе выполнения диссертационной работы.

После создания PDK необходимо проверить на практике методику синтеза МИС СВЧ переключателя на полевых транзисторах группы АЗВ5, разработанную в главе 2. Для экспериментального подтверждения предложенной процедуры синтеза и пригодности PDK на базе технологии DpHEMT05 АО «Светлана-Рост» для синтеза МИС СВЧ переключателей требуется синтезировать и реализовать СВЧ МИС SPDT-переключателя с параметрами:

диапазон рабочих частот: от 1 ГГц до 7 ГГц;

минимальная развязка: 50дБ;

максимальные вносимые потери: 1дБ;

КСВН по входу и выходу: < 1,5;

точка компрессии на 1дБ: > 30 дБм;

напряжение управления: 0В; минус 5В.

#### **4.1.2 Разработка технологического монитора и методик измерения электрофизических параметров PDK**

На основе технологического процесса АО «Светлана-Рост» DpHEMT05 при непосредственном участии диссертанта подготовлены и апробированы на практике методики измерения электрофизических параметров для идентификации PDK. Для этого разработаны методики контроля качества эпитаксиальных арсенид галлиевых и нитрид галлиевых гетероструктур [3.11]. Предложены принципы построения мониторов

технологических процессов (топологических наборов тестовых структур, предназначенных как для контроля технологических процессов, так и для построения элементной базы, т.е. PDK) пригодных для автоматизированных измерений параметров PDK. Пример одного из технологических мониторов, созданных на основе технологического процесса АО «Светлана-Рост» диссертантом, изображен на рисунке 4.1. Показана необходимость использования специальных тестовых структур в технологическом мониторе для получения параметров, требуемых разработчикам СВЧ МИС [4.1;4.2], что привело в итоге к появлению полноценного технологического набора конструктора, сравнимого с PDK WIN Semiconductors Corp, а именно, PDK DpHEMT05 АО «Светлана-Рост».

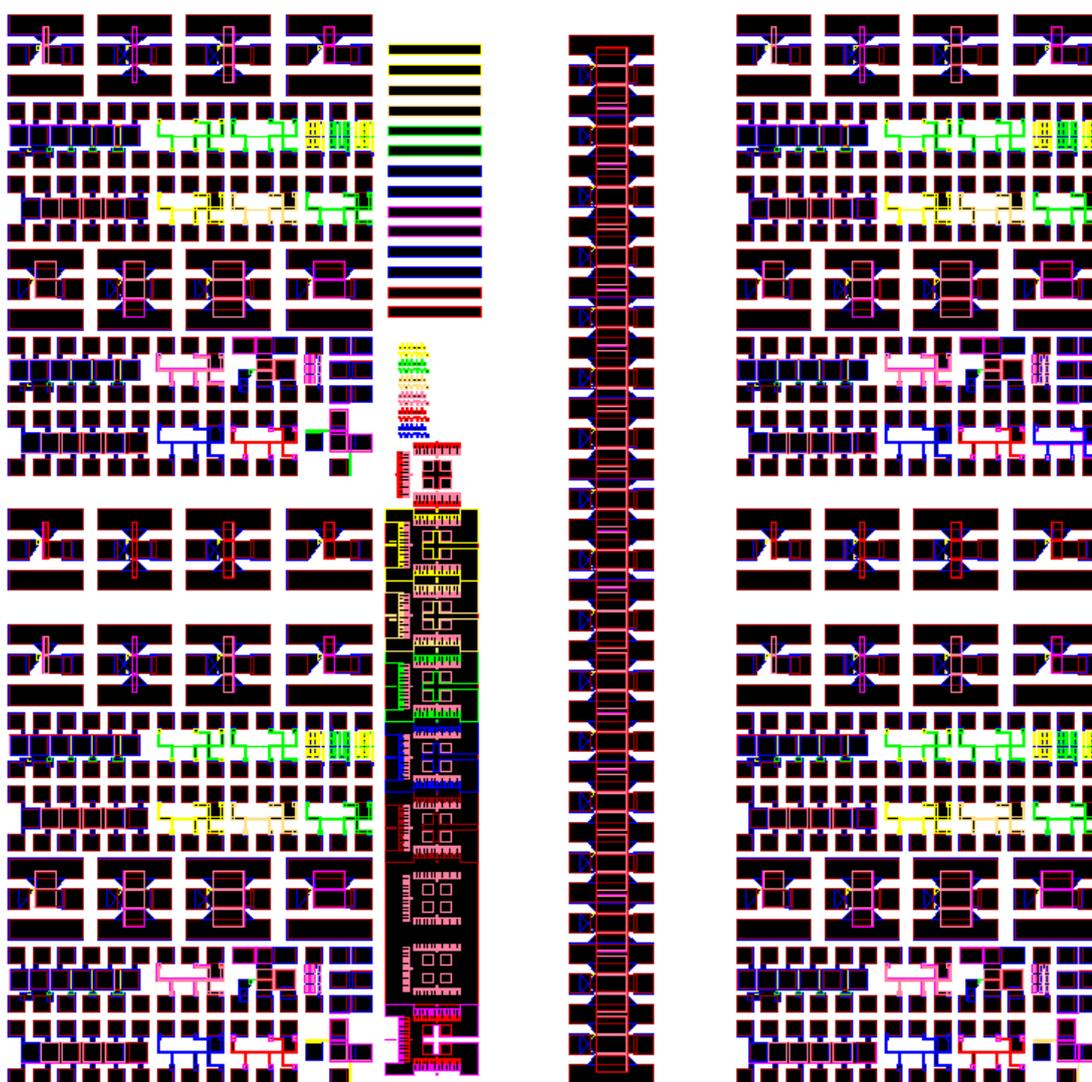


Рисунок 4.1 Технологический монитор

Работы по подготовке технологического монитора и методик измерения электрофизических параметров, необходимых для PDK, заложили фундамент для синтеза

и реализации монолитных интегральных схем СВЧ переключателей на основе полупроводников группы АЗВ5.

#### 4.1.3 Определение параметров линейной компактной модели ПТ для технологии DrHEMT05 АО «Светлана-Рост»

Проводить синтез МИС СВЧ переключателей непосредственно по PDK DrHEMT05 АО «Светлана-Рост» нельзя. Необходимо предварительно преобразовать параметры PDK DrHEMT05 в параметры линейной компактной модели ПТ, описанной в главе 2. Определение параметров линейной компактной модели ПТ проводилась по методике, описанной в пункте 2.3.3. Результаты, полученные в пункте 2.3.3, представлены в таблице 2.3.

#### 4.1.4 Синтез СВЧ МИС SPDT-переключателя

Процедура синтеза в развернутом виде описана в пункте 2.4.2. Пошаговая процедура изложена в пункте 3.2.3. Синтез производится для минимальной развязки 50 дБ. Согласование осуществляется с помощью Т-образной схемы, рисунок 2.11 (вариант согласования а)). В результате получили схему, изображенную на рисунке 4.2.

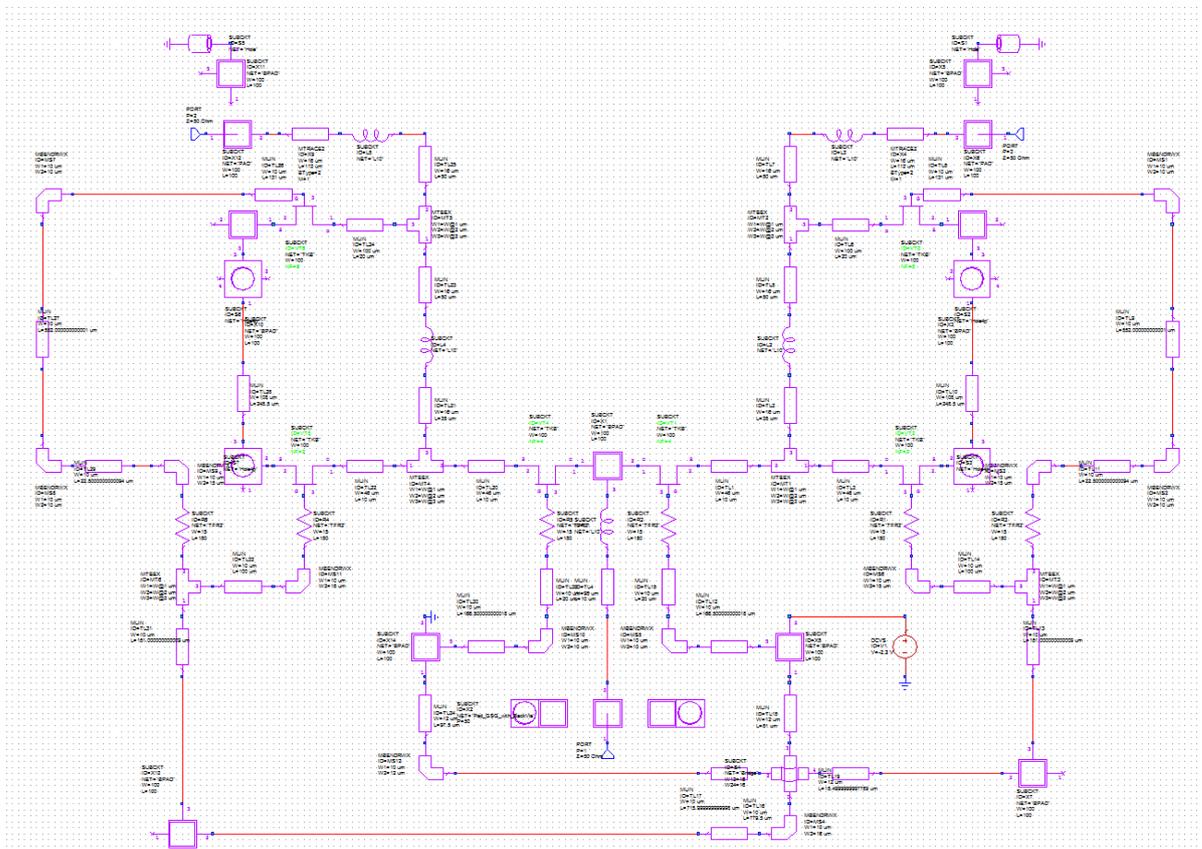


Рисунок 4.2. Схема СВЧ МИС SPDT-переключателя, синтезированного на базе технологии DrHEMT05 АО «Светлана-Рост»

#### 4.1.5 Конструкционный синтез и реализация СВЧ МИС SPDT-переключателя

Конструкционный синтез (синтез топологии) СВЧ МИС SPDT-переключателя осуществлялся в автоматизированном режиме с использованием средств, входящих в состав САПР NI AWR MWO. Для удобства монтажа кристалла СВЧ МИС SPDT-переключателя контактные площадки для подачи питания и сигналов управления дублированы. Предусмотрена возможность подачи СВЧ сигнала на вход и снятие сигнала с выходов с помощью СВЧ зондов G-S-G непосредственно на пластине, что обеспечивает контроль параметров изготовленного СВЧ переключателя до разрезки на кристаллы.

На рисунке 4.3 представлена топология кристалла и фотография МИС SPDT СВЧ переключателя [4.3].

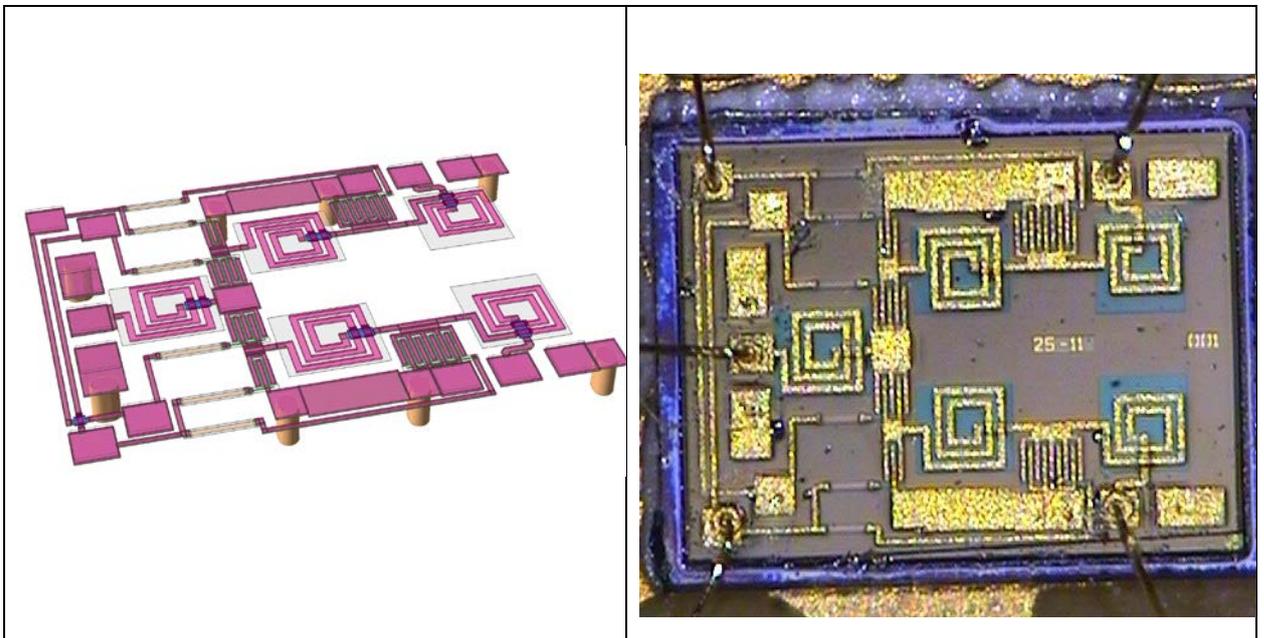
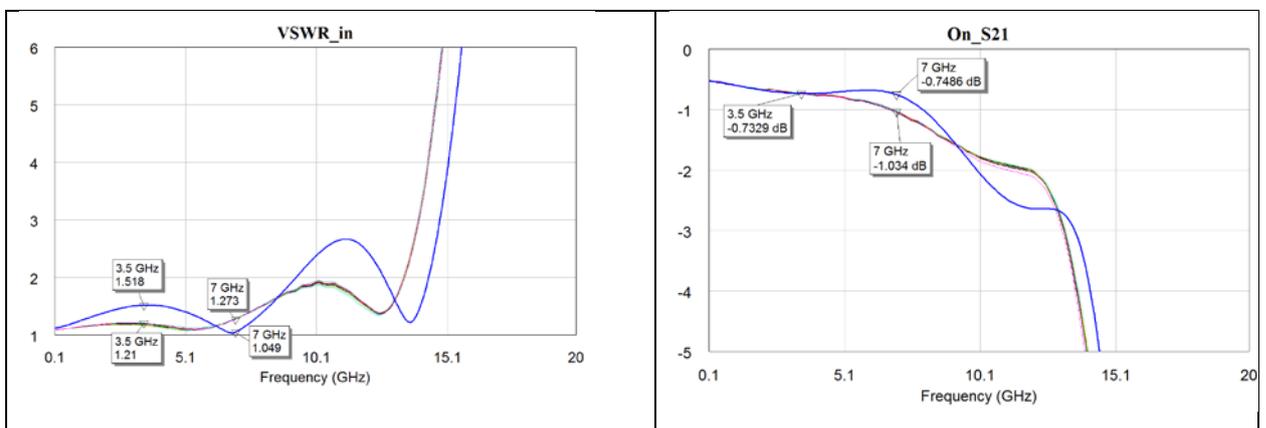


Рисунок 4.3 Топология и фотография кристалла СВЧ МИС SPDT переключателя для С диапазона частот.



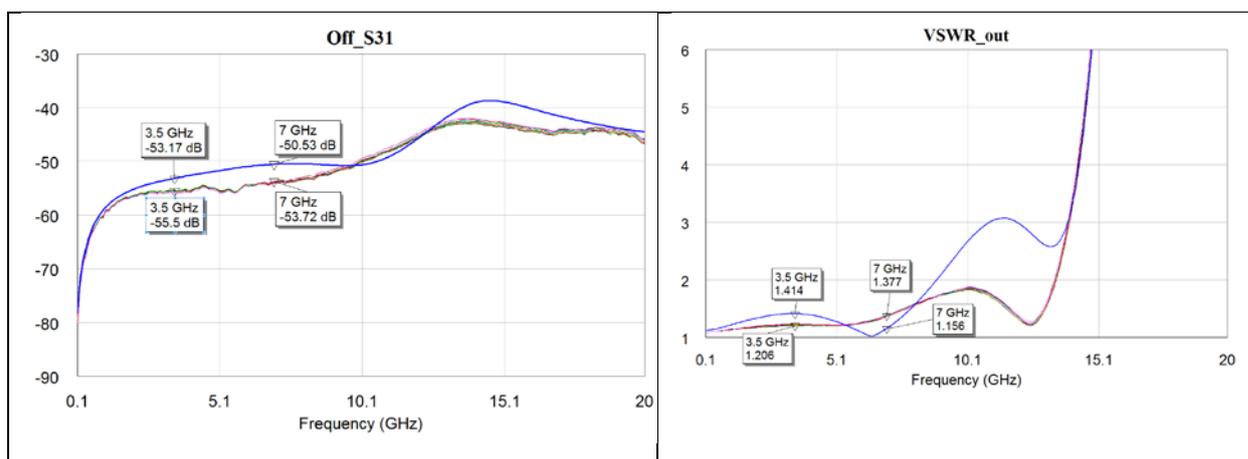


Рисунок 4.4 Параметры МИС СВЧ SPDT-переключателя: рассчитанные — гладкая кривая; измеренные – набор совпадающих кривых.

На рисунке 4.4 приведены параметры СВЧ переключателя, рассчитанные (гладкая кривая) и измеренные (набор совпадающих кривых). Вносимые потери (расчетные и измеренные на графике On\_S21) в открытом плече СВЧ переключателя SPDT на частотах до 3,5 ГГц сравнимы с потерями в зарубежных аналогах, таблица 4.1. На более высоких частотах имеется расхождение с расчетом (>30%), что связано с низкой добротностью реализованных катушек индуктивности по сравнению с добротностью, заявленной в PDK. Измеренный КСВН на входе и выходе открытого плеча СВЧ переключателя SPDT лучше рассчитанного КСВН и сравним с КСВН в зарубежных аналогах, таблица 4.1. Развязка между входом и выходом (Off\_S31), рисунок 4.4, закрытого плеча СВЧ переключателя SPDT (расхождение с расчетом менее 6%) превосходит развязки, приведенные для зарубежных аналогов, таблица 4.1.

Таблица 4.1 Характеристики зарубежных аналогов изготовленного SPDT-переключателя

Наименование <sup>Сноска</sup>	Вносимые потери (дБ)	Развязка (дБ)	КСВН	Входная P1dB (дБм)
SKY13276-334 <sup>2</sup>	0,70	21	≤1,2	30 ( $V_{\text{упр}} = 3 \text{ В}$ ) 34 ( $V_{\text{упр}} = 5 \text{ В}$ )
MASW6010G <sup>3</sup>	0,8	22	≤1,9	27 ( $V_{\text{упр}} = -5 \text{ В}$ ) 33 ( $V_{\text{упр}} = -8 \text{ В}$ )
RFSW8009 <sup>4</sup>	0,65	28	≤1,4	34 ( $V_{\text{упр}} = 3 \text{ В}$ )

<sup>2</sup> Product Data Sheet SKY13276-334, <https://www.rfmw.com/products/detail/sky13276334-skyworks-solutions-inc/313020/>, Accessed October 30, 2019.

<sup>3</sup> Product Data Sheet MASW6010G, <https://www.gorvo.com/products/p/RFSW8009>. Accessed October 30, 2019.

<sup>4</sup> Product Data Sheet RFSW8009, <https://www.gorvo.com/products/p/RFSW8009>. Accessed October 30, 2019.

Данная диссертация	0,8	53	$\leq 1,2$	27 ( $V_{упр} = -5$ В) 30 ( $V_{упр} = -7$ В)
--------------------	-----	----	------------	--

Имеются сообщения о СВЧ переключателях SPDT с развязкой, равной развязке данного изготовленного переключателя, например [4.4, 4.5], но вносимые потери при этом значительно больше (1,7 дБ). Таким образом, предлагаемая методика синтеза позволяет не только формализовать процедуру расчета МИС СВЧ переключателя, но и получить наилучшие параметры переключателя достижимые при данной технологии.

Измерение точки компрессии на 1дБ МИС СВЧ переключателя производилось в АО «Светлана-Рост». Фотография измерительного стенда для извлечения линейных и нелинейных параметров СВЧ МИС представлена на рисунке 4.5.

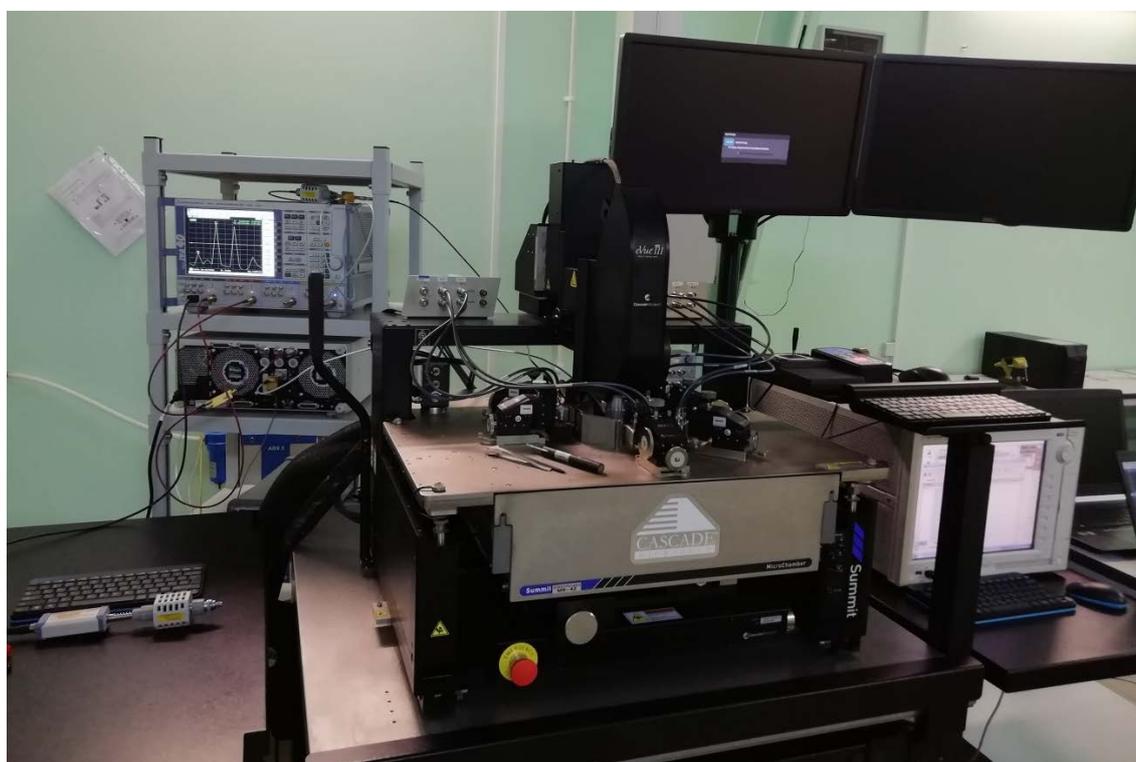


Рисунок 4.5. Фотография измерительного стенда для определения линейных и нелинейных параметров СВЧ МИС

Ниже приведены результаты измерения точки компрессии на 1дБ МИС СВЧ переключателя, рисунок 4.6. Измерения производились на частоте 6 ГГц. На вход подавалась СВЧ мощность до 1,5 Вт.

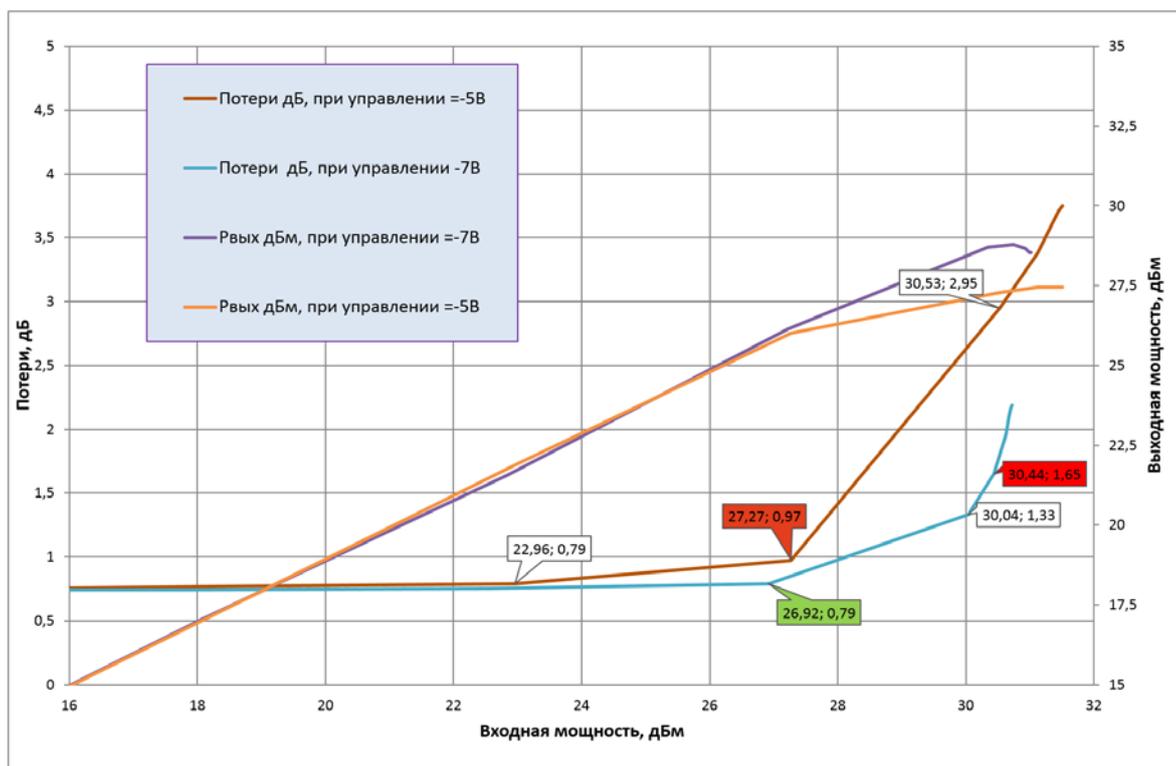


Рисунок 4.6. Зависимость мощности на выходе от мощности на входе СВЧ переключателя на базе технологии DrHEMT05 АО «Светлана-Рост»

Как видно из результатов измерений точка компрессии на 1дБ равна 0,5 Вт достигнута при управляющем напряжении минус 5В. Если управляющее напряжение увеличить до предельного напряжения минус 7В (близко к пробивному напряжению), то можно получить точку компрессии на 1дБ, равную 1 Вт, что является максимально достижимой при данной технологии и схемотехнике.

Полученные мощности компрессии, а, следовательно, и нелинейные характеристики в ряде приложений не достаточны для антенных коммутаторов в приемопередающих модулях. Поэтому была предпринята попытка повысить максимальную мощность с помощью 2-затворных транзисторов, изготовленных по технологии WIN\_PD2500 с многозатворными транзисторами фирмы WIN Semiconductors.

## **4.2 Синтез и реализация МИС СВЧ переключателя на базе технологии WIN\_PD2500 с многозатворными транзисторами фирмы WIN Semiconductors**

### **4.2.1 Постановка задачи**

Для экспериментального подтверждения предложенной процедуры синтеза необходимо синтезировать и реализовать СВЧ МИС SPDT-переключателя с параметрами:

диапазон рабочих частот: от 1 ГГц до 10 ГГц;

минимальная развязка: 30дБ;

максимальные вносимые потери: 1дБ;

КСВН по входу и выходу:  $< 1,5$ ;

точка компрессии на 1дБ:  $> 30$  дБм;

напряжение питания: +5В;

напряжение управления: 0В; +3,3В.

### **4.2.2 Определение параметров линейной компактной модели ПТ для технологии WIN\_PD2500 WIN Semiconductors Corp**

Определение параметров линейной компактной модели ПТ проводилась по методике, описанной в пункте 2.3.3. Результаты, полученные в пункте 3.2.3, приведены в таблице 3.1.

### **4.2.3 Синтез СВЧ МИС SPDT-переключателя**

Процедура синтеза в развернутом виде описана в пункте 2.4.2. Пошаговая процедура изложена в пункте 3.2.3. Синтез производится для минимальной развязки 30 дБ. Согласование осуществляется с помощью Т-образной схемы, рисунок 2.11 (вариант согласования а)). Схема управления выбрана типовая на нормально-закрытых транзисторах, созданных фирмой WIN Semiconductors специально для технологии WIN\_PD2500.

В результате получили схему, изображенную на рисунке 4.7.

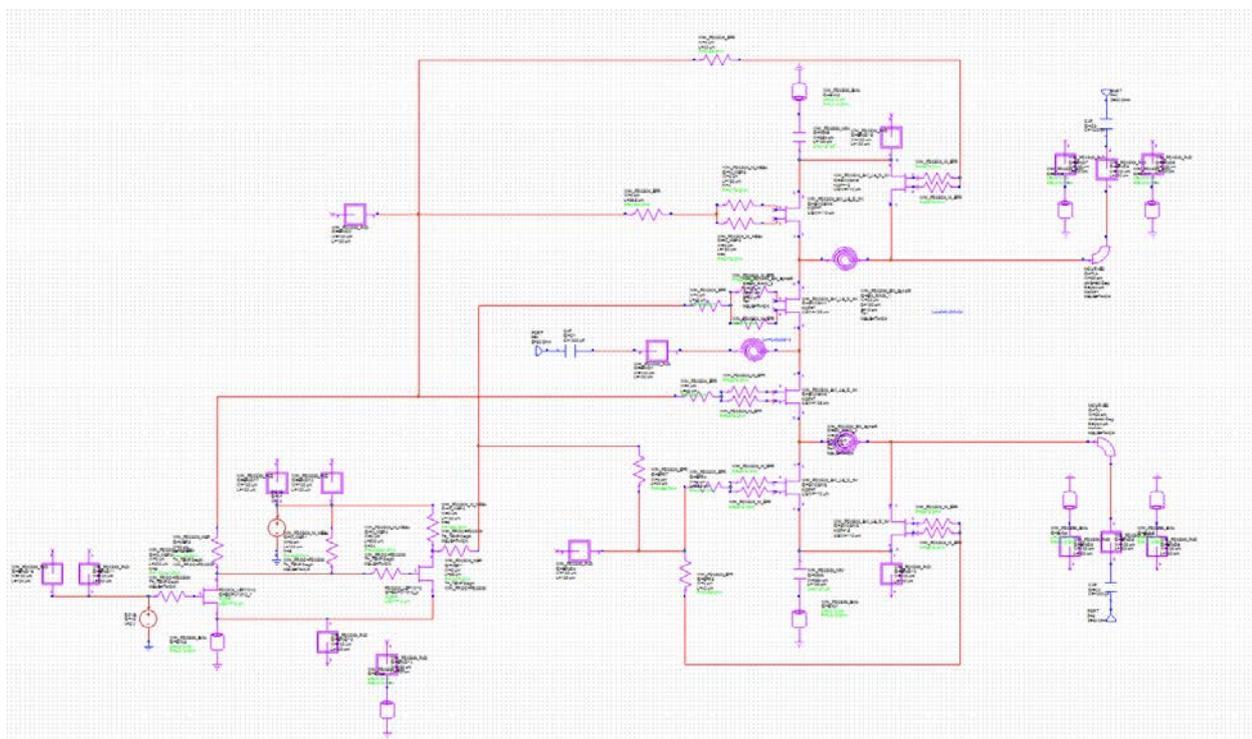


Рисунок 4.7 Схема СВЧ МИС SPDT-переключателя, синтезированного на базе технологии WIN\_PD2500 WIN Semiconductors Corp

#### 4.2.4 Конструкционный синтез и реализация СВЧ МИС SPDT-переключателя

Конструкционный синтез (синтез топологии) СВЧ МИС SPDT-переключателя осуществлялся в автоматизированном режиме с использованием средств, входящих в состав САПР NI AWR MWO. В исследовательских целях были введены дополнительные контактные площадки, для контроля схемы управления. Согласующая индуктивность на выходе заменена эквивалентной микрополосковой линией. Для удобства монтажа кристалла СВЧ МИС SPDT-переключателя контактные площадки для подачи питания и сигналов управления продублированы. Предусмотрена возможность подачи СВЧ сигнала на вход и снятие сигнала с выходов с помощью СВЧ зондов G-S-G непосредственно на пластине, что обеспечивает контроль параметров изготовленного СВЧ переключателя до разрезки на кристаллы. Топология СВЧ МИС SPDT-переключателя, синтезированного на базе технологии WIN\_PD2500 WIN Semiconductors Corp, представлена на рисунке 4.8.

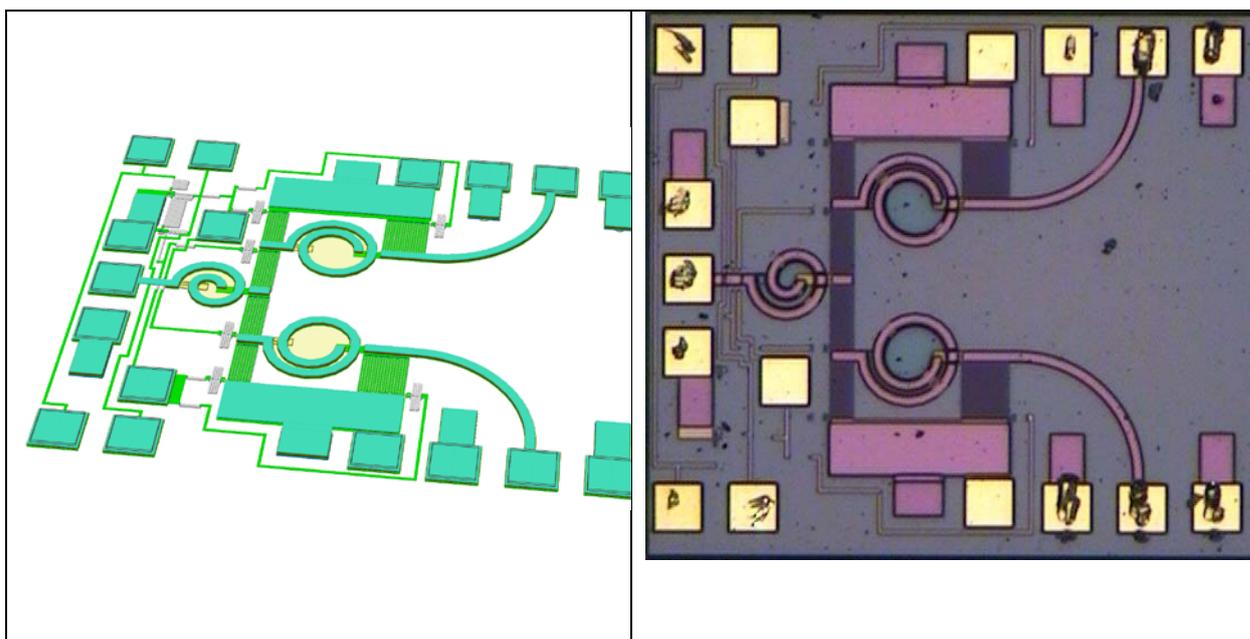


Рисунок 4.8 Топология и фотография кристалла СВЧ МИС SPDT переключателя для X-диапазона частот, синтезированного на базе технологии WIN\_PD2500 WIN Semiconductors Corp

#### 4.2.5 Измерение S-параметров МИС СВЧ переключателя

Измерение линейных параметров МИС СВЧ переключателя производилось на измерительном стенде, представленном на фотографии, Рисунок 4.9.

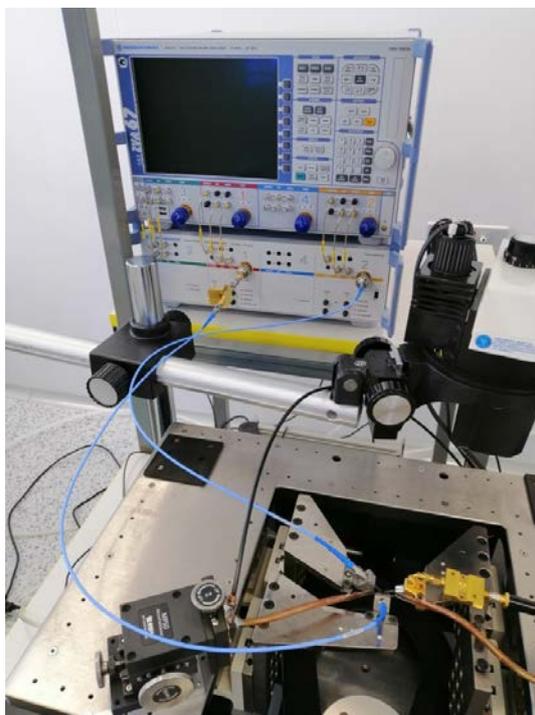


Рисунок 4.9. Фотография измерительного стенда для измерения линейных и нелинейных параметров МИС СВЧ переключателя

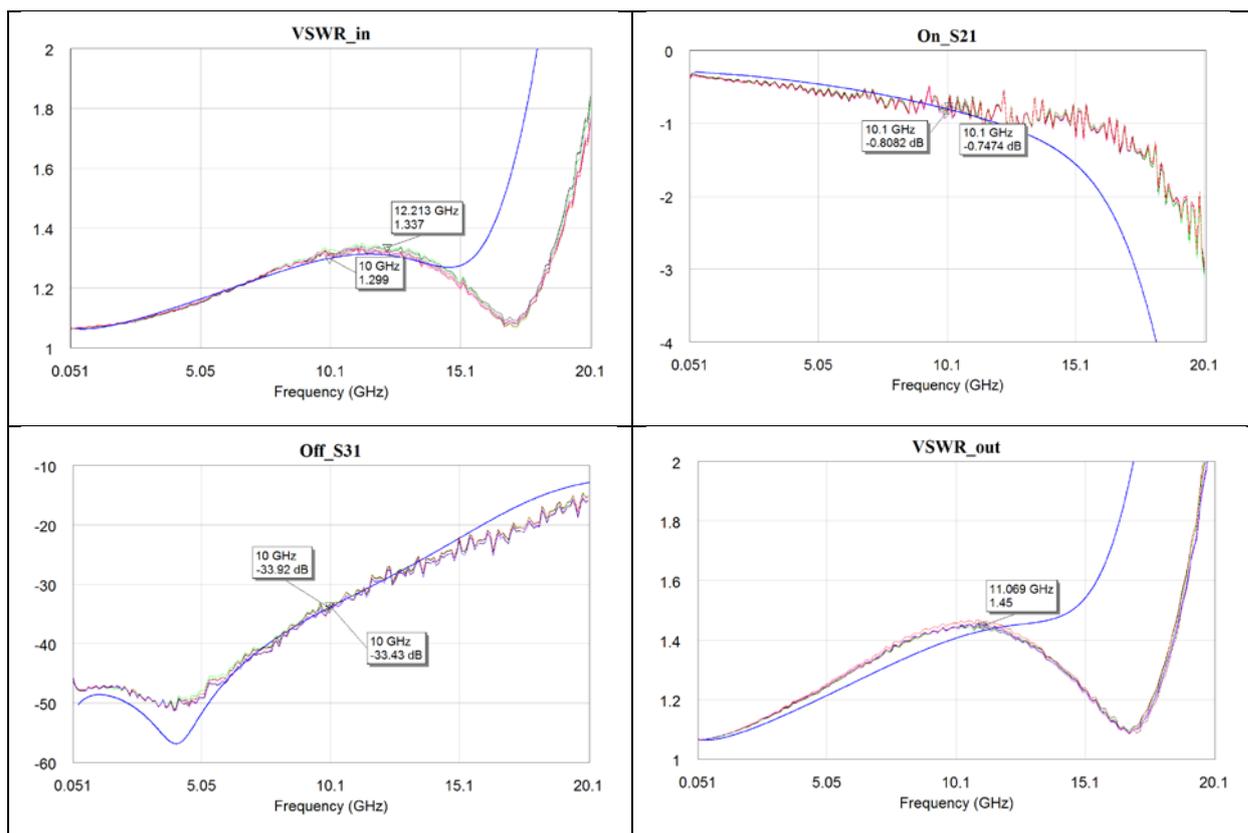


Рисунок 4.10 Параметры МИС СВЧ SPDT-переключателя: рассчитанные — гладкая кривая; измеренные – набор совпадающих кривых.

Из рисунка 4.10 видно, что развязка между входом и выходом закрытого плеча СВЧ переключателя SPDT совпадает с ожидаемыми (синтезированными) результатами. Вносимые потери соответствуют ожидаемым (синтезированным) потерям и меньше вносимых потерь, приведенных в литературе для известных зарубежных аналогов, см. таблицу 4.2, что является результатом применения новых методов проектирования (синтез МИС СВЧ переключателя), описанных в главе 2. КСВН на входе и выходе открытого плеча СВЧ переключателя SPDT совпадает с ожидаемыми (синтезированными) значениями и сравнимы с КСВН известных зарубежных аналогов.

Последние сообщения, [4.6] 2020 г., подтверждают, что СВЧ переключатели на основе полупроводников группы АЗВ5 по-прежнему актуальны. Так по технологии 0,15мкм GaAs рHEMT фирмы WIN Semiconductor был изготовлен SPDT переключатель с вносимыми потерями 2,5 дБ и развязкой больше 30 дБ, при мощности компрессии на 1 дБ равной 24 дБм в диапазоне частот от 33 ГГц до 44ГГц. Принципы проектирования СВЧ переключателей остались прежними, компенсируются влияния паразитных емкостей для достижения требуемой развязки. Особо ярко данный подход к проектированию SPDT

переключателя X диапазона выражен в статье [4.7], где получена развязка в 42 дБ при вносимых потерях 2,0 дБ.

Принципы проектирования (синтеза) СВЧ переключателей, изложенные в данной диссертации, другие. На основе параметров моделей транзисторов синтезируется параметрический (переключаемый) фильтр частот с заданными АЧХ. Полученный параметрический фильтр является СВЧ переключателем. Обладая созданным инструментом синтеза, мы утверждаем, что можно увеличить развязку синтезированного СВЧ переключателя, см. таблицу 4.2, за счет увеличения вносимых потерь и уменьшения мощности компрессии на 1 дБ (ухудшения нелинейных параметров), если будет поставлена такая задача. (При синтезе данного СВЧ переключателя приоритетным параметром являлись минимальные вносимые потери и высокая линейность переключателя).

Таблица 4.2 Характеристики зарубежных аналогов изготовленного SPDT-переключателя

Наименование <sup>Сноска</sup>	Вносимые потери (дБ)	Развязка (дБ)	КСВН	Входная P1dB (дБм)
AWA4440 <sup>5</sup>	1,6	40	≤1,5	–
CHS5100 <sup>6</sup>	1,4	37	≤1,5	20 ( $V_{упр} = -6$ В)
MMS006PP3 <sup>7</sup>	1,2	42	≤1,5	25 ( $V_{упр} = -5$ В)
Данная диссертация	0,8	33	≤1,5	33 ( $V_{упр} = +3$ В)

#### 4.2.6 Измерение точки компрессии на 1дБ МИС СВЧ переключателя

Ниже приведены результаты измерения точки компрессии на 1дБ МИС СВЧ переключателя, рисунок 4.11. Измерения производились на частоте 10 ГГц. На вход подавалась СВЧ мощность до 1,5 Вт (наибольшая мощность доступная для измерений на имеющемся оборудовании).

<sup>5</sup> Product Data Sheet AWA4440, <https://arqana-tech.com/wp-content/uploads/2017/10/AWA4440.pdf>, Accessed October 30, 2019.

<sup>6</sup> Product Data Sheet CHS5100, <https://www.ums-gaas.com/wp-content/uploads/2017/01/CHS5100-99F-Full-5011.pdf>, Accessed October 30, 2019.

<sup>7</sup> Product Data Sheet MMS006PP3, <https://static6.arrow.com/aropdfconversion/b593400adad4d3f3125e4561f745a9e04863eece/2210136886-mms006pp3-mmhc-sp2t-non-reflective-switch-datasheet.pdf>, Accessed October 30, 2019.

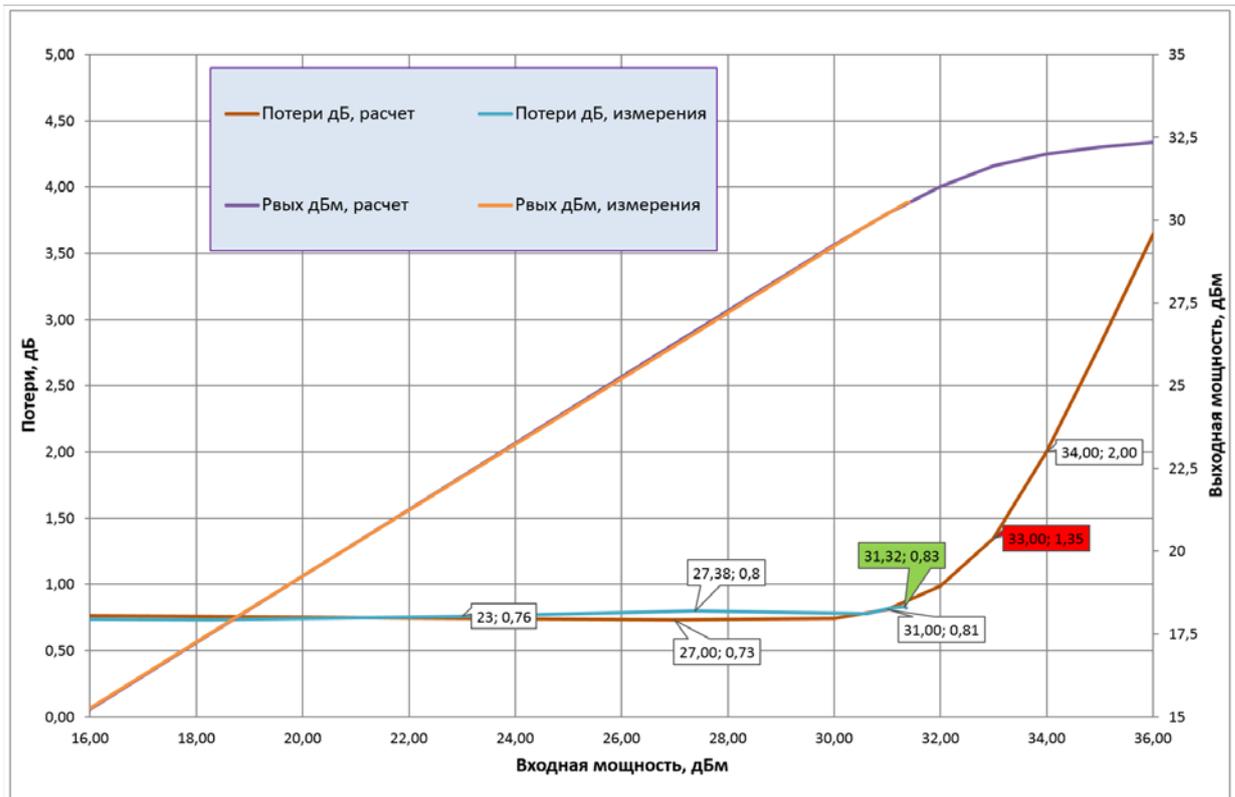


Рисунок 4.11. Зависимость мощности на выходе от мощности на входе СВЧ переключателя  
на базе технологии WIN\_PD2500 WIN Semiconductors Corp

Как видно из результатов измерений достигнута точка компрессии на 1дБ более 1 Вт.

#### 4.2.7 Оценка и измерение ИРЗ МИС СВЧ переключателя

Как показывают результаты моделирования, изготовленный СВЧ переключатель может коммутировать сигналы мощностью до 2 Вт. Оценим линейность полученного переключателя, используя методику, предложенную в главе 3. Включенное плечо SPDT переключателя, рисунок 4.12, состоит из последовательного открытого транзистора ( $W1_L = 0,875$  мм) и двух шунтирующих нагрузку закрытых транзисторов ( $W2_L = 0,770$  мм) и ( $W3_L = 1,650$  мм).

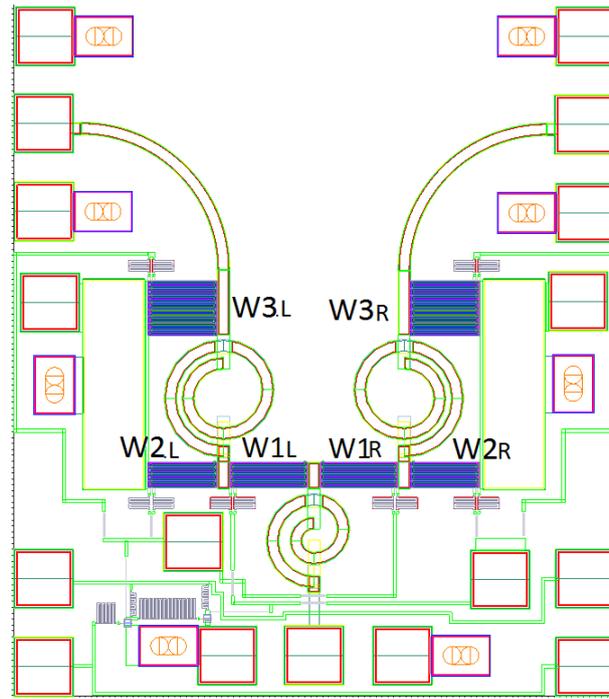


Рисунок 4.12. Топология синтезированного SPDT СВЧ переключателя

Потерями и нелинейностями индуктивностей и конденсаторов пренебрегаем, тогда два закрытых транзистора можно заменить одним

$$W23_L = W2_L + W3_L = 2,420 \text{ мм.}$$

Найдем интермодуляционные искажения, вносимые открытым транзистором  $W1_L$

$$IIP3[\text{мВт}]_{W1_L} = (\sqrt{IP3_{on\_ud}} * W1_L)^2 = \left( 876,92 \left[ \frac{\text{мВт}^{\frac{1}{2}}}{\text{мм}} \right] * 0,875 [\text{мм}] \right)^2 = 588757 [\text{мВт}]$$

Найдем интермодуляционные искажения, вносимые закрытыми транзисторами

$$IIP3[\text{мВт}]_{W23_L} = \left( \frac{\sqrt{IP3_{off\_ud}}}{W23_L} \right)^2 = \left( \frac{568,35 [\text{мВт}^{1/2} * \text{мм}]}{2,420 [\text{мм}]} \right)^2 = 55157 [\text{мВт}]$$

Найдем интермодуляционные искажения, вносимые закрытым последовательным транзистором ( $W1_R$ ) выключенного плеча SPDT СВЧ переключателя

$$IIP3[\text{мВт}]_{W1_R} = \left( \frac{\sqrt{IP3_{off\_ud}}}{W1_R} \right)^2 = \left( \frac{568,35 [\text{мВт}^{1/2} * \text{мм}]}{0,875 [\text{мм}]} \right)^2 = 421906 [\text{мВт}]$$

Найдем интермодуляционные искажения, вносимые СВЧ переключателем

$$IIP3[\text{мВт}]_{SPDT} = \left( \frac{1}{IIP3[\text{мВт}]_{W1_L}} + \frac{1}{IIP3[\text{мВт}]_{W23_L}} + \frac{1}{IIP3[\text{мВт}]_{W1_R}} \right)^{-1}$$

$$= \left( \frac{1}{588757} + \frac{1}{55157} + \frac{1}{421906} \right)^{-1} = 45048 [\text{мВт}]$$

$$IIP3[\text{дБм}]_{SPDT} = 10 \log 45048 = 46,54 [\text{дБм}]$$

Оценка  $IP3[\text{дБм}]_{\text{SPDT}} = 46,54 \text{ дБм}$  по обобщенной компактной модели ПТ для технологии WIN\_PD2500 близка к результату расчета точки  $IP3=46,43 \text{ дБм}$  выполненного с помощью программного пакета APLAC НВ, входящего в состав САПР NI AWR MWO, при использовании моделей PDK WIN\_PD2500 с многозатворными транзисторами фирмы WIN Semiconductors.

Измерение  $IP3$  МИС СВЧ переключателя производилось на оборудовании фирмы Роде-Шварц, предоставленного Санкт-Петербургским представительством фирмы (руководители: М.А.Никольский, Е.С.Сучков). На рисунке 4.13 и рисунке 4.14 представлены результаты калибровки анализатора сигналов FSVA30 фирмы Роде-Шварц при двух сигналах на частотах 1,49 ГГц и 1,5 ГГц.

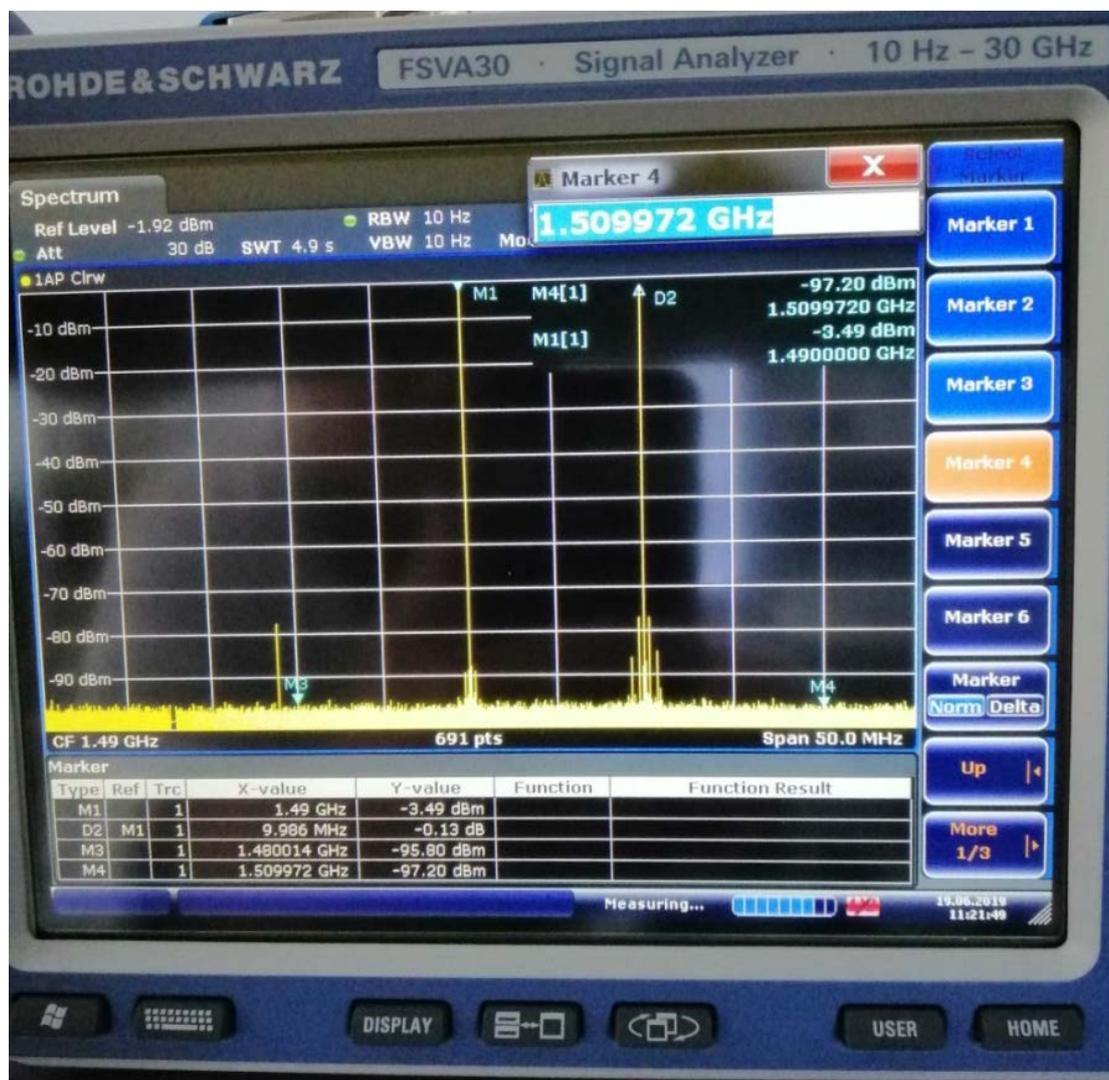


Рисунок 4.13. Фотография экрана анализатора сигналов FSVA30 фирмы Роде-Шварц в процессе калибровки

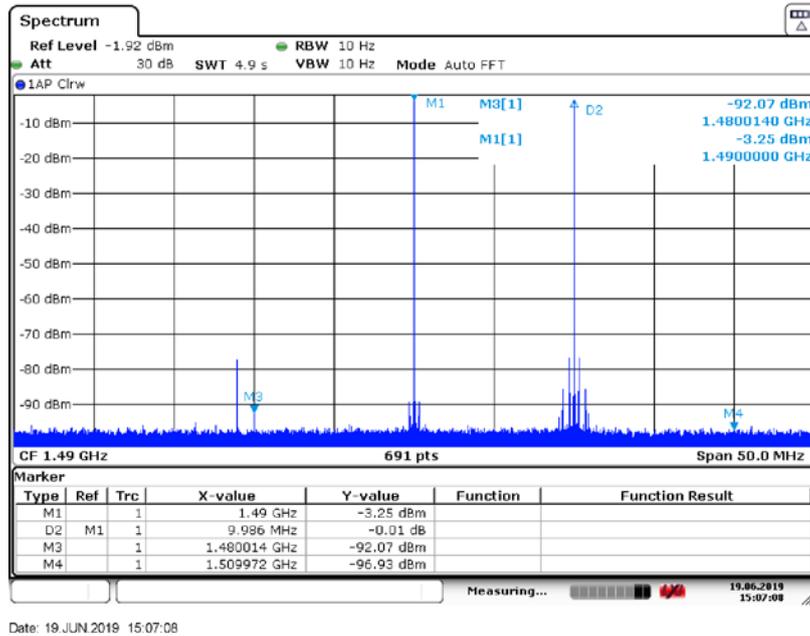


Рисунок 4.14. Измерение (калибровка) собственного ПРЗ измерительного стенда

Измерение собственного ПРЗ измерительного стенда и ПРЗ СВЧ переключателя, изготовленного на базе технологии WIN\_PD2500 с многотворными транзисторами фирмы WIN Semiconductors, производилось по методике, описанной в [4.8].

Собственное ПРЗ измерительного стенда, рисунок 2.14, равно

$$IP3 = -3,25\text{дБм} + \frac{92,07\text{дБм} - 3,25\text{дБм}}{2} = 41,16\text{дБм}$$

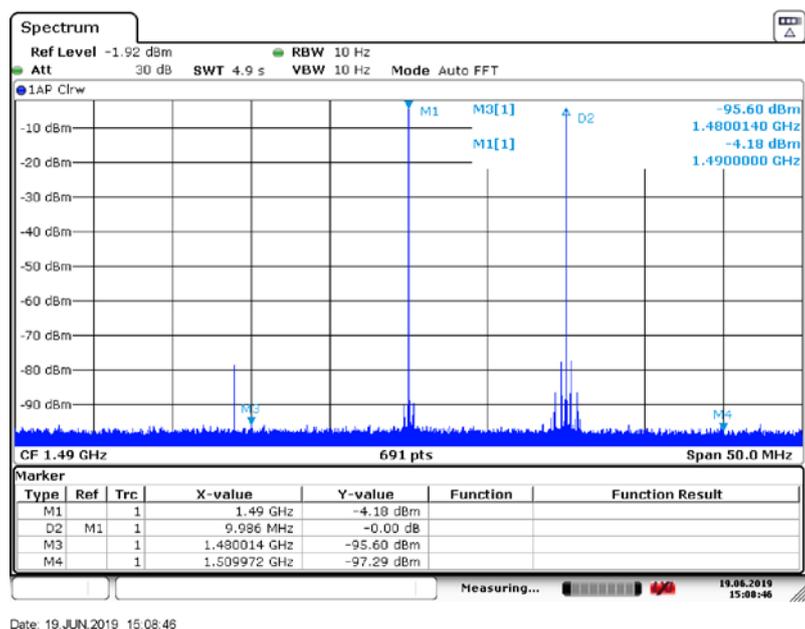


Рисунок 4.15. Измерение ПРЗ СВЧ переключателя.

Измерение ИРЗ СВЧ переключателя, рисунок 4.15,

$$ИРЗ = -4,18\text{дБм} + \frac{95,60\text{дБм} - 4,18\text{дБм}}{2} = 41,53\text{дБм}$$

Как видим, замена калибра на СВЧ переключатель привела только к увеличению потерь

$$IL = -3,25\text{дБм} - (-4,18\text{дБм}) = 0,93\text{дБм}.$$

Интермодуляционные искажения ( $ИРЗ = 41,53\text{дБм} \approx 41,16\text{дБм}$ ) при этом практически не изменились. Полученные результаты говорят о том, что ИРЗ реализованного СВЧ переключателя больше 41,0дБм. Однако, измерить ожидаемые ИРЗ = 47дБм на имеющемся в распоряжении диссертанта оборудовании не удалось из-за ограничения мощности генераторов входных сигналов.

Итак, в результате выполненного синтеза был реализован СВЧ переключатель со следующими параметрами.

Таблица 4.3 ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ

Число коммутируемых каналов	2
Диапазон рабочих частот, МГц	10 – 10000
Потери в открытом канале	
а) в диапазоне (10 – 5000) МГц не более, дБ	0, 5
б) в диапазоне (5000 – 10000) МГц не более, дБ	0, 8
Развязка между каналами	
а) в диапазоне (10 – 5000) МГц не менее, дБ	45
б) в диапазоне (5000 – 10000) МГц не менее, дБ	33
КСВН по входу и выходу, не более	1,5
Быстродействие, не более, нс	400
Напряжение питания, В	5
Напряжение управления ВКЛ, В	3
Напряжение управления ВЫКЛ, В	0
Ток по цепи управления, не более, мкА	100
Максимальный входной сигнал, при котором коэффициент передачи уменьшается на 1 дБ, дБм	33
Габаритные размеры, мм	1,2x1,0x0,1
Масса, г, не более	0,5

Топология МИС синтезированного SPDT СВЧ переключателя зарегистрирована в качестве составной части двух МИС для приемопередающего модуля X-диапазона [4.9].

### 4.3 Выводы

1) Синтезирована и реализована МИС SPDT СВЧ переключателя С диапазона частот по технологии DrHEMT05 АО «Светлана-Рост». Данная МИС демонстрирует возможности процедуры синтеза для достижения максимальной развязки (53 дБ), при приемлемых вносимых потерях (0,8 дБ),  $K_{СВН} \leq 1,2$ , и мощности компрессии на 1 дБ (27 дБм). По максимальной развязке (53 дБ) синтезированная МИС SPDT СВЧ переключателя превосходит известные зарубежные аналоги, что является результатом целенаправленного синтеза для достижения максимальной развязки.

2) Синтезирована и реализована МИС SPDT СВЧ переключателя X диапазона частот по технологии WIN\_PD2500 с многотворными транзисторами фирмы WIN Semiconductors. Данная МИС демонстрирует возможности процедуры синтеза для достижения минимальных вносимых потерь (0,8 дБ), при приемлемой развязке (33 дБ),  $K_{СВН} \leq 1,5$ , и мощности компрессии на 1 дБ ( $> 30$  дБм). По вносимым потерям (0,8 дБ) синтезированная МИС SPDT СВЧ переключателя превосходит известные зарубежные аналоги, что является результатом целенаправленного синтеза для достижения минимальных вносимых потерь.

3) На примере МИС SPDT СВЧ переключателя X диапазона частот продемонстрированы возможности процедуры синтеза при оценке интермодуляционных искажений. Полученная при синтезе оценка точки пересечения интермодуляционных искажений 3-го порядка ( $IIP3 = 46,54$  дБм) практически совпадает со значением  $IIP3 = 46,43$  дБм, полученным при расчете с использованием дорогостоящей программы APLAC HB, входящей в состав САПР NI AWR MWO. Таким образом, оценки интермодуляционных искажений, получаемые в процессе синтеза, можно использовать при нахождении компромисса между вносимыми потерями, развязкой и линейностью ( $IIP3$ ) при синтезе МИС СВЧ переключателей.

## Заключение

В работе представлены результаты практической реализации разработанной диссертантом методики синтеза монолитных интегральных схем СВЧ переключателей с контролируемым уровнем нелинейных искажений на основе полупроводников группы АЗВ5 для использования в приемопередающих модулях дециметрового и сантиметрового диапазона длин волн на основе транзисторов GaN НЕМТ и GaAs рНЕМТ. В ходе работы получены следующие основные результаты:

1) Разработана методика синтеза МИС СВЧ переключателя на полупроводниках группы АЗВ5, в основе которой лежит теория структурного и параметрического синтеза частотно-избирательных цепей – фильтров. При решении задачи структурного синтеза предложено расширить элементный базис схем переключателей введением дополнительного элемента, а именно, индуктивности. Что позволило свести задачу к параметрическому синтезу схемы переключателя при известном решении задачи структурного синтеза. Предложенная методика реализована в двух вариантах: методика синтеза СВЧ переключателя, нацеленная на достижение максимальной развязки (при заданном уровне вносимых потерь); методика синтеза СВЧ переключателя, нацеленная на достижение минимальных вносимых потерь (при заданном уровне развязки). В процессе синтеза в обоих вариантах контролируется уровень нелинейных искажений по параметру  $ИПЗ$ .

2) Разработана методика оценки нелинейных параметров МИС СВЧ переключателя на основе нелинейных параметров полевых транзисторов группы АЗВ5, в которой развита методика анализа нелинейных искажений СВЧ переключателя, в частности, расчет параметра  $ИПЗ$ , на основе представления каждого переключающего элемента в структуре СВЧ переключателя как квазилинейного 4-полюсника. В результате такого представления формируется схема, параметр  $ИПЗ$  которой равен параметру  $ИПЗ$  СВЧ переключателя. Такой подход дал возможность выразить нелинейные параметры СВЧ переключателя через нелинейные параметры его переключающих элементов (транзисторов).

3) Синтезированы и изготовлены две монолитные интегральные схемы СВЧ переключателей:

МИС SPDT переключателя С диапазона частот (синтезирована для достижения максимальной развязки) на основе отечественной GaAs рНЕМТ технологии АО «Светлана-Рост»,

МИС SPDT переключателя X диапазона частот (синтезирована для достижения минимальных вносимых потерь) на основе зарубежной GaAs pHEMT технологии WIN Semiconductors.

4) Проведены экспериментальные исследования, при которых проводилось сравнение теоретических (синтезированных) и измеренных характеристик реализованных МИС СВЧ переключателей, а именно:

МИС SPDT переключателя С диапазона частот по технологии DpHEMT05 АО «Светлана-Рост» демонстрирует возможности процедуры синтеза для достижения максимальной развязки 53 дБ при контролируемых вносимых потерях 0,8 дБ,  $K_{СВН} \leq 1,2$ , и мощности компрессии на 1 дБ 27 дБм. По максимальной развязке 53 дБ синтезированная МИС SPDT СВЧ переключателя превосходит известные зарубежные аналоги не менее, чем на 20 дБ, что является результатом целенаправленного синтеза по критерию достижения максимальной развязки.

МИС SPDT СВЧ переключателя X диапазона частот по технологии WIN\_PD2500 с многозатворными транзисторами фирмы WIN Semiconductors демонстрирует возможности процедуры синтеза для достижения минимальных вносимых потерь 0,8 дБ, при контролируемой развязке 33 дБ,  $K_{СВН} \leq 1,5$ , и мощности компрессии на 1 дБ  $> 30$  дБм. По вносимым потерям 0,8 дБ синтезированная МИС SPDT СВЧ переключателя превосходит известные зарубежные аналоги не менее, чем на 0,4 дБ, что является результатом целенаправленного синтеза по критерию достижения минимальных вносимых потерь.

Таким образом, поставленные в работе задачи выполнены, цель работы достигнута.

### Элементарный СВЧ переключатель без реактивных составляющих

Задача 1:

найти величину сопротивления последовательного резистора  $R_{is}$  между генератором ( $Z_g = Z_0$ ) и нагрузкой ( $Z_L = Z_0$ ) в 50-омном тракте ( $Z_0$ ), если внесенные потери равны  $IL$ .

Решение:

Э.д.с. генератора  $E$  обеспечивает максимальную мощность  $P_{La}$  в нагрузке при токе

$$I_a = \frac{E}{2Z_0},$$

$$P_{La} = I_a^2 Z_0 = \left(\frac{E}{2Z_0}\right)^2 Z_0 = \frac{E^2}{4Z_0}.$$

Если между генератором и нагрузкой внести сопротивление  $R_{is}$ , получим ток, равный:

$$I_s = \frac{E}{2Z_0 + R_{is}}.$$

Тогда, мощность в нагрузке станет равной:

$$P_{Ls} = I_s^2 Z_0 = \frac{E^2 Z_0}{(2Z_0 + R_{is})^2}.$$

Из определения вносимых потерь находим

$$IL = \frac{P_{La}}{P_{Ls}} = \frac{(2Z_0 + R_{is})^2}{4Z_0^2},$$

$$R_{is} = 2Z_0(\sqrt{IL} - 1).$$

Задача 2:

найти величину сопротивления параллельного резистора  $R_{ip}$  между генератором ( $Z_g = Z_0$ ) и нагрузкой ( $Z_L = Z_0$ ) в 50-омном тракте ( $Z_0$ ), если внесенные потери равны  $IL$ .

Решение:

ток генератора  $I$  обеспечивает максимальную мощность  $P_{La}$  в нагрузке при напряжении

$$V_a = I \frac{Z_0}{2},$$

$$P_{La} = \frac{V_a^2}{Z_0} = \frac{I^2 Z_0}{4}.$$

Если между генератором и нагрузкой внести параллельное сопротивление  $R_{ip}$ , получим напряжение, равное:

$$V_p = I \frac{Z_0 R_{ip}}{2 \left( \frac{Z_0}{2} + R_{ip} \right)}.$$

Тогда, мощность в нагрузке уменьшится и станет равной:

$$P_{Lp} = \frac{V_p^2}{Z_0} = I^2 \left( \frac{Z_0}{2} \right)^2 \frac{R_{ip}^2}{Z_0 \left( \frac{Z_0}{2} + R_{ip} \right)^2} = I^2 \frac{Z_0}{4} \frac{R_{ip}^2}{\left( \frac{Z_0}{2} + R_{ip} \right)^2}.$$

Из определения вносимых потерь находим:

$$IL = \frac{P_{La}}{P_{Lp}} = \frac{\left( \frac{Z_0}{2} + R_{ip} \right)^2}{R_{ip}^2},$$

$$R_{ip} = \frac{Z_0}{2} \frac{1}{(\sqrt{IL} - 1)}.$$

Задача 3:

найти величины сопротивлений последовательного резистора  $R_{is}$  и параллельного резистора  $R_{ip}$  между генератором ( $Z_g = Z_0$ ) и нагрузкой ( $Z_L = Z_0$ ) в 50-омном тракте ( $Z_0$ ), если внесенные потери равны  $IL$ .

Т.е. при заданном параметре  $IL$  найти  $R_{ip} = f(R_{is})$ , где  $0 \leq R_{is} \leq 2Z_0(\sqrt{IL} - 1)$  область определения функции  $f$ , а  $\frac{Z_0}{2} \frac{1}{(\sqrt{IL}-1)} \leq R_{ip} < \infty$  область значений функции  $f$ . И/или найти  $R_{is} = f^{inv}(R_{ip})$ , где  $\frac{Z_0}{2} \frac{1}{(\sqrt{IL}-1)} \leq R_{ip} < \infty$  область определения функции  $f^{inv}$ , а  $0 \leq R_{is} \leq 2Z_0(\sqrt{IL} - 1)$  область значений функции  $f^{inv}$ .

Решение:

найдем ток через резистор  $R_{is}$ :

$$I_s = \frac{E}{Z_0 + \frac{Z_0 R_{ip}}{Z_0 + R_{ip}} + R_{is}}.$$

Найдем падение напряжения на резисторе  $R_{ip}$ :

$$V_p = I_s \frac{Z_0 R_{ip}}{Z_0 + R_{ip}} = \frac{E}{Z_0 + \frac{Z_0 R_{ip}}{Z_0 + R_{ip}} + R_{is}} \frac{Z_0 R_{ip}}{Z_0 + R_{ip}} = \frac{E a}{Z_0 + a + R_{is}},$$

где

$$a \equiv \frac{Z_0 R_{ip}}{Z_0 + R_{ip}}.$$

Тогда, мощность в нагрузке равна:

$$P_{Lsp} = \frac{V_p^2}{Z_0} = \frac{1}{Z_0} \left( \frac{Ea}{Z_0 + a + R_{is}} \right)^2.$$

Найдем внесенные потери

$$IL = \frac{P_{La}}{P_{Lsp}} = \frac{E^2}{4Z_0} \frac{Z_0(Z_0 + a + R_{is})^2}{(Ea)^2} = \frac{(Z_0 + a + R_{is})^2}{4a^2},$$

$$R_{is} = 2a\sqrt{IL} - a - Z_0 = a(2\sqrt{IL} - 1) - Z_0,$$

$$R_{is} = \frac{Z_0 R_{ip}}{Z_0 + R_{ip}} (2\sqrt{IL} - 1) - Z_0.$$

Аналогично, для параллельного сопротивления получим:

$$\frac{R_{is} + Z_0}{(2\sqrt{IL} - 1)} = \frac{Z_0 R_{ip}}{Z_0 + R_{ip}},$$

$$\frac{1}{R_{ip}} = \frac{(2\sqrt{IL} - 1)}{R_{is} + Z_0} - \frac{1}{Z_0},$$

$$R_{ip} = \frac{Z_0(R_{is} + Z_0)}{Z_0(2\sqrt{IL} - 1) - (R_{is} + Z_0)}.$$

### Динамический диапазон свободный от паразитных составляющих

Найдем минимальную мощность входного сигнала  $P_{с,мин}$ , при которой на выходе СВЧ переключателя отношение сигнал/шум минимально, т.е.  $SNR_{в\text{ых}} = SNR_{мин}$ . Из определения коэффициента шума  $F$  следует:

$$F = \frac{SNR_{в\text{х}}}{SNR_{в\text{ых}}} = \frac{(P_{с\text{ вх}}/P_{ш\text{ вх}})}{(P_{с\text{ вых}}/P_{ш\text{ вых}})},$$

$$P_{с\text{ вх}} = P_{ш\text{ вх}} \times F \times SNR_{в\text{ых}},$$

где  $P_{с\text{ вх}}$  – мощность сигнала на входе;  $P_{ш\text{ вх}}$  – средняя мощность шума, генерируемого сопротивлением источника сигнала  $R_c$ ;  $P_{с\text{ вых}}$  – мощность сигнала на выходе;  $P_{ш\text{ вых}}$  – мощность шума на выходе.

В том случае, если мощность шума распределена равномерно по всей ширине полосы частот  $\Delta f$ , можно выразить мощность шума на входе через спектральную плотность средней мощности  $S_{ш}$ :

$$P_{ш\text{ вх}} = S_{ш}\Delta f/R_c, \quad S_{ш} = 4kT_0R_c,$$

где  $k$  – постоянная Больцмана;  $T_0$  – абсолютная температура.

Тогда:

$$P_{с\text{ вх}} = (S_{ш}\Delta f/R_c) F SNR_{в\text{ых}}$$

Это выражение, представленное в децибелах по мощности, примет вид

$$P_{с\text{ вх}}[\text{дБм}] = 10\log(\Delta f) + \left(\frac{S_{ш}}{R_c}\right) \left[\frac{\text{дБм}}{\text{Гц}}\right] + NF + SNR_{в\text{ых}}[\text{дБ}]. \quad (\text{П2.1})$$

где  $NF = 10\log(F)$ .

Определим мощность шума, которую отдает сопротивление  $R_c$  в приемник в случае согласования с входным сопротивлением приемника  $R_{вх}$ . В общем случае на входном сопротивлении выделится мощность шума, спектральная плотность которого определяется как

$$S_{ш\text{ вх}} = \left(\frac{R_{вх}}{R_c + R_{вх}}\right)^2 S_{ш}.$$

В предположении согласования преселектора с источником сигнала выполняется соотношение  $R_c = R_{вх}$ . Следовательно, в этом случае справедливо выражение:

$$\frac{S_{ш\text{ вх}}}{R_c} = \frac{1}{4} 4kT_0R_c \frac{1}{R_c} = kT_0.$$

При стандартной температуре  $T_0 = 290$  К получим:

$$\frac{S_{ш\text{ вх}}}{R_c} = 10\log\left(\frac{kT_0}{1\text{мВт}}\right) = -174 [\text{дБм/Гц}].$$

Таким образом, с учетом (П2.1) минимальная мощность входного сигнала  $P_{c \text{ мин}}$ , при которой сигнал может быть принят при  $SNR_{\text{вых}} = SNR_{\text{мин}}$ , равна

$$P_{c \text{ мин}} [\text{дБм}] = -174 [\text{дБм/Гц}] + 10 \log(\Delta f) + NF + SNR_{\text{мин}} [\text{дБ}].$$

Рассмотрим случай, когда на вход переключателя поступает два гармонических сигнала:

$$V_{in}(t) = V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)$$

Тогда ряд Тейлора будет выглядеть, как<sup>8</sup>

$$i_{\text{out}}(t) = c_0 + c_1 [V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)] + \\ c_2 \left[ \frac{V_1^2}{2} (1 + \cos(2\omega_1 t)) + \frac{V_2^2}{2} (1 + \cos(2\omega_2 t)) \right] + \\ + V_1 V_2 (\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t) \\ c_3 \left[ \left( \frac{3}{4} V_1^3 + \frac{3}{2} V_1 V_2^2 \right) \cos(\omega_1 t) + \left( \frac{3}{4} V_2^3 + \frac{3}{2} V_2 V_1^2 \right) \cos(\omega_2 t) \right. \\ \left. + \frac{3V_1^2 V_2}{4} (\cos(2\omega_1 + \omega_2)t) + \frac{3V_1 V_2^2}{4} (\cos(2\omega_1 - \omega_2)t) \right. \\ \left. + \frac{3V_2^2 V_1}{4} (\cos(2\omega_2 + \omega_1)t) + \frac{3V_2 V_1^2}{4} (\cos(2\omega_2 - \omega_1)t) \right. \\ \left. + \left( \frac{3}{4} V_1^3 \right) \cos(3\omega_1 t) + \left( \frac{3}{4} V_2^3 \right) \cos(3\omega_2 t) \right]$$

Видно, что помимо гармоник фундаментальных частот  $\omega_1$  и  $\omega_2$  появились интермодуляционные продукты с частотами  $n\omega_1 \pm m\omega_2$ . Гармоники и интермодуляционные продукты, обычно, подавляются с помощью частотных фильтров за исключением интермодуляционных продуктов третьего порядка  $IMD_3$  на частотах  $(2\omega_1 - \omega_2)$  и  $(2\omega_2 - \omega_1)$ , которые находятся слишком близко к фундаментальным частотам  $\omega_1$  и  $\omega_2$ .

Найдем максимальную мощность входного сигнала  $P_{c \text{ макс}}$ , при которой на выходе СВЧ переключателя интермодуляционная составляющая третьего порядка достигнет уровня чувствительности, т.е.  $SNR_{\text{вых}} = SNR_{\text{мин}}$ . Рассмотрим функцию мощности интермодуляционных составляющих 3-его порядка от мощности входного сигнала, рисунок П2.1 (на рисунке П2.1 входная и выходная мощности нормированы по уровню 1 мВт и график зависимости приведен в логарифмическом масштабе). Мощность фундаментальной составляющей прямо пропорциональна мощности на входе, поэтому угол наклона определяется как  $(\text{tg}(\alpha) = 1)$ . Мощность интермодуляционных продуктов

<sup>8</sup> Существует две трактовки разложения в ряд функций от физических величин: 1-я – ряд относится только к числовой части физической величины; 2-я – коэффициенты ряда имеют физические размерности. Здесь используется первая трактовка.

третьего порядка  $IMD_3$  растет в три раза быстрее, то есть угол наклона определяется как ( $tg(\beta) = 3$ ), поскольку мощность интермодуляционных составляющих определяется кубической зависимостью от амплитуды ( $\sim V_1^2 V_2 |_{V_1=V_2}$ ). Рост начинается от уровня шума и воображаемые прямые пересекаются в точке  $IP3$  с координатами ( $IIP3, OIP3$ ).

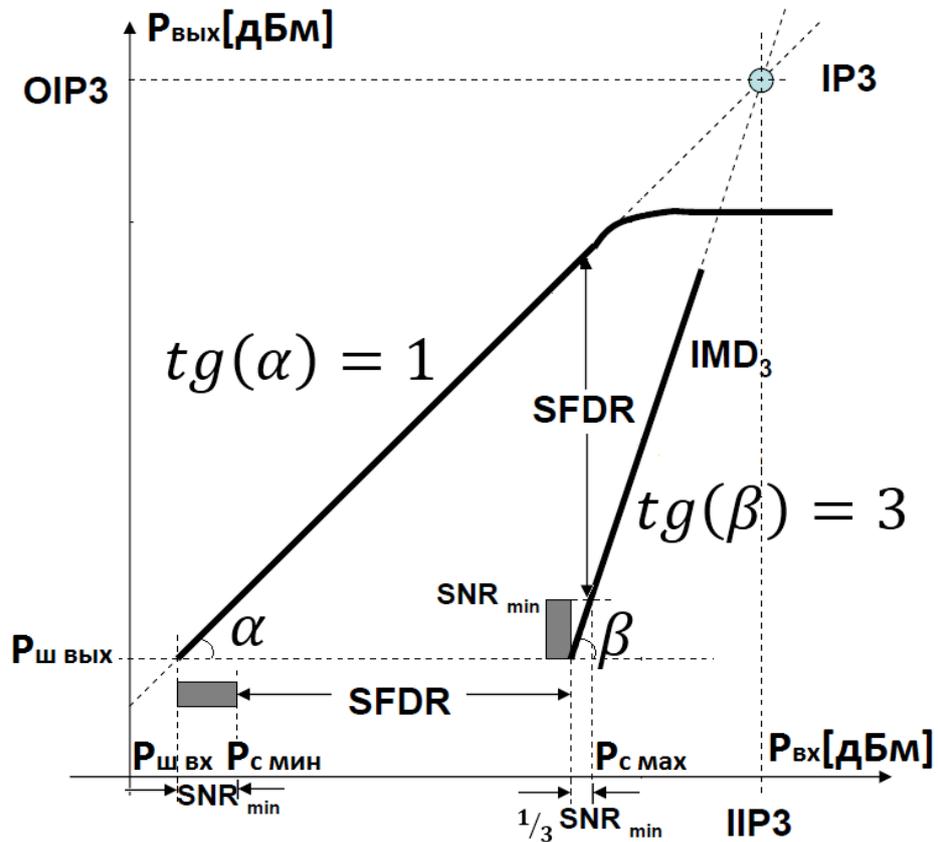


Рисунок П2.1 Иллюстрация к методике определения  $SFDR$  и  $IIP3$ .

Касательная к графику одного из двух поданных на вход сигналов описывается уравнением:

$$P_{с\text{ вых}}[\text{дБм}] = K_{\Pi}(\text{сиг})[\text{дБ}] + P_{с\text{ вх}}[\text{дБм}] \quad (\text{П2.2})$$

где  $P_{с\text{ вых}}[\text{дБм}]$  – мощность сигнала на выходе;  $K_{\Pi}(\text{сиг})[\text{дБ}]$  – коэффициент передачи сигнала;  $P_{с\text{ вх}}[\text{дБм}]$  – мощность сигнала на входе.

Касательная к графику интермодуляционных составляющих 3-го порядка двух поданных на вход сигналов описывается уравнением:

$$P_{\text{вых}}(\text{ИМЗ})[\text{дБм}] = K_{\Pi}(\text{ИМЗ})[\text{дБ}] + 3P_{с\text{ вх}}[\text{дБм}] \quad (\text{П2.3})$$

где  $P_{\text{вых}}(\text{ИМЗ})[\text{дБм}]$  – мощность интермодуляционных составляющих 3-го порядка на выходе;  $K_{\Pi}(\text{ИМЗ})[\text{дБ}]$  – коэффициент передачи интермодуляционных составляющих 3-го порядка.

Точка пересечения прямых (П2.2) и (П2.3) имеет координаты ( $IIP3, OIP3$ ). Тогда:

$$K_{\Pi}(\text{сиг})[\text{дБ}] + IIP3[\text{дБм}] = K_{\Pi}(\text{ИМЗ})[\text{дБ}] + 3IIP3[\text{дБм}],$$

$$2 \text{ИПЗ}[\text{дБм}] = K_{\Pi}(\text{сиг})[\text{дБ}] - K_{\Pi}(\text{ИМЗ})[\text{дБ}].$$

Найдем разность уравнений (П2.2) и (П2.3):

$$P_{\text{с вых}}[\text{дБм}] - P_{\text{с вых}}(\text{ИМЗ})[\text{дБм}] = K_{\Pi}(\text{сиг})[\text{дБ}] + P_{\text{с вых}}[\text{дБм}] - K_{\Pi}(\text{ИМЗ})[\text{дБ}] - 3 P_{\text{с вых}}[\text{дБм}],$$

$$\Delta P_3[\text{дБ}] = 2 \text{ИПЗ}[\text{дБм}] - 2 P_{\text{с вых}}[\text{дБм}],$$

$$\text{ИПЗ}[\text{дБм}] = \frac{1}{2} \Delta P_3[\text{дБ}] + P_{\text{с вых}}[\text{дБм}],$$

где  $\Delta P_3[\text{дБ}]$  – отношение мощности сигнала на выходе к мощности интермодуляционных составляющих 3-го порядка на выходе, выраженное в децибелах (разность в дБм мощности сигнала и мощности интермодуляционных составляющих 3-го порядка).

Если уровень мощности на входе  $P_{\text{с вх}}[\text{дБм}]$  достигнет уровня  $P_{\text{с макс}}[\text{дБм}]$ , рисунок П2.1, то

$$\begin{aligned} \Delta P_3[\text{дБ}] &= P_{\text{с макс}}[\text{дБм}] - P_{\text{с мин}}[\text{дБм}] = SFDR + \frac{1}{tg(\beta)} SNR_{\text{мин}}[\text{дБ}] = \\ &= SFDR + \frac{1}{3} SNR_{\text{мин}}[\text{дБ}], \end{aligned}$$

где  $SFDR$  называется динамическим диапазоном, свободным от паразитных составляющих (spur-free dynamic range). Тогда:

$$\begin{aligned} \text{ИПЗ}[\text{дБм}] &= P_{\text{с макс}}[\text{дБм}] + \frac{SFDR + \frac{1}{3} SNR_{\text{мин}}}{2} [\text{дБ}], \\ \text{ИПЗ}[\text{дБм}] &= \left( SFDR[\text{дБ}] + \frac{1}{3} SNR_{\text{мин}}[\text{дБ}] + P_{\text{с мин}}[\text{дБм}] \right) + \frac{SFDR + \frac{1}{3} SNR_{\text{мин}}}{2} [\text{дБ}] = \\ &= P_{\text{с мин}}[\text{дБм}] + \frac{3}{2} \left( SFDR + \frac{1}{3} SNR_{\text{мин}} \right) [\text{дБ}], \\ \left( SFDR + \frac{1}{3} SNR_{\text{мин}} \right) [\text{дБ}] &= \frac{2}{3} (\text{ИПЗ}[\text{дБм}] - P_{\text{с мин}}[\text{дБм}]). \end{aligned}$$

Откуда, с учетом П2.1 получим искомое выражение для расчета динамического диапазона переключателя:

$$\begin{aligned} \left( SFDR + \frac{1}{3} SNR_{\text{мин}} \right) [\text{дБ}] &= \frac{2}{3} (\text{ИПЗ}[\text{дБм}] + 174 \text{ дБм/Гц} - 10 \log(\Delta f) - NF - SNR_{\text{мин}}[\text{дБ}]), \\ SFDR[\text{дБ}] &= \frac{2}{3} [\text{ИПЗ}[\text{дБм}] + 174 \text{ дБм/Гц} - 10 \log(\Delta f) - NF] - SNR_{\text{мин}}[\text{дБ}]. \end{aligned}$$

## Список литературы

- 1.1. **Skyworks Solutions, Inc.**, *Application note "Design With PIN Diodes"*, No. 200312 Rev. C., April 27, 2009.
- 1.2. **Agilent Application Note**, "*Understanding RF/Microwave Solid State Switches and Their Applications*", No. 5989-7618EN, May 2010.
- 1.3. **NELSON, R.** "RF Switching options: the right fit might come with a loss", *EDN EUROPE*, OCTOBER 2009, pp. 23-27.
- 1.4. **Narda microwave-east**, "Solid State PIN Control Products". URL: <http://www.nardamicrowave.com/east/pdfs/SolidStatePinIntro.pdf>. (дата обращения: 22.06.2011).
- 1.5. **Коротков А.С.** Интегральные (микроэлектронные) радиоприемные устройства систем связи - обзор./ *МИКРОЭЛЕКТРОНИКА*. 2006, Т. 35, №4, С. 321-341.
- 1.6. **Boles, T., Freeston, A.**, "New NanoSecond Switch Technology", *Microwave Journal*, Vol. 53, No.6, June 2010, pp. 56-60.
- 1.7. **Freeston, A.**, "Understanding Gate Lag and How it Differs From Switching Speed", *MPD/Microwave Product Digest*, September 2008.
- 1.8. **Agilent Application Note**, "*Video Leakage Effects on Devices in Component Test*", No. 5989-6086EN, 2007.
- 1.9. **Ladbrooke, P.H.**, *MMIC design GaAs FETs and HEMTs*, Boston and London : Artech House, 1989.
- 1.10. **Березняк А.Ф., Коротков А.С.** Твердотельные СВЧ-переключатели: схемотехника, технологии изготовления, тенденции развития. Обзор. Часть 1 /Радиоэлектроника. – 2013. – Т.56. – №4. – С.3-28 – (Известия вузов).
- 1.11. **Березняк А.Ф., Коротков А.С.** Твердотельные СВЧ-переключатели: схемотехника, технологии изготовления, тенденции развития. Обзор. Часть 2 /Радиоэлектроника. – 2013. – Т.56. – №5. – С.3-20 – (Известия вузов).
- 1.12. **Robertson, I.D., Lucyszyn, S.**, *RFIC and MMIC design and technology*, London, United Kingdom: The Institution of Engineering and Technoloy, 2009.
- 1.13. **Cory, R., Fryklund, D.**, "Solid State RF/Microwave Switch Technology: Part 2", *MPD/Microwave Product Digest*, June 2009.
- 1.14. **Hewlett-Packard.**, *Applications of PIN Diodes*. Application Note 922.
- 1.15. **May, G.S., Spanos, C.J.**, *Fundamentals of semiconductor manufacturing and process control*, Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2006.

- 1.16. **Li, Q., Zhang, Y. P.**, “CMOS T/R Switch Design: Towards Ultra-Wideband and Higher Frequency”, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol. 42, No. 3, March 2007, pp. 563-570.
- 1.17. **Hindle, P.**, “2010 GaAs Foundry Services Outlook”, *Microwave Journal*. Vol. 53, No.6, June 2010, pp. 20-28, 112.
- 1.18. **Bosch, W.**, “GaAs Industry in Europe – Technologies, Trends and New Developments”, *CS MANTECH Conference*, Austin, Texas, USA, May 14-17, 2007, pp. 7-10.
- 1.19. URL: (датаобращения: 22.06.2011).
- 1.20. **Stevenson, R.**, “DARPA rattles up a half century”, *Compound Semiconductor*, July 2008, pp. 19-21.
- 1.21. **Via, G.D., Binari, S.C., Judy, D.**, “ A “Snapshot” of AlGaN/GaN HEMT State-of-the-Technology”, *GaAs Mantech Digest*, 2004.
- 1.22. **Rosker, M.**, “*Wide Bandgap Semiconductor Devices and MMICs: A DARPA Perspective*”, *GaAs Mantech Digest*, 2005.
- 1.23. **Rosker, M.**, “*The DARPA Compound Semiconductors on Silicon (COSMOS) Program*”, Chicago : CS MANTECH Conference, 2008.
- 1.24. **Rosker, M.J., Albrecht, J.D., Cohen, E., Hodiak, J., Chang, T.H.**, “*DARPA's GaN technology thrust* “, Anaheim, CA: Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International, 2010.
- 1.25. **Reptin, G., Gauthier, F.**, “*KORRIGAN: Development of GaN HEMT Technology in Europe*”, Vancouver, British Columbia, Canada: CS MANTECH Conference, 2006.
- 1.26. **Nanishi, Y., Miyamoto, H., Suzuki, A., Okumura, H., Shibata, N.**, “*Development of AlGaN/GaN High Power and High Frequency HFETs under NEDO's Japanese National Project*”, Vancouver, British Columbia, Canada: CS MANTECH Conference, 2006.
- 1.27. **Niehenke, E. C., Pucel, R. A., Bahl, I. J.**, “Microwave and Millimeter-Wave Integrated Circuits”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 50, No. 3, March 2002, pp. 846-857.
- 1.28. **FENG, M., SHEN, S., CARUTH, D.C., HUANG, J.**, “Device Technologies for RF Front-End Circuits in Next-Generation Wireless Communications”, *PROCEEDINGS OF THE IEEE*, Vol. 92, No. 2, February 2004, pp. 354-375.
- 1.29. **Jordan, D.M., Haslam, R.H., Mallik, K., Wilshaw, P.R.**, “The Development of Semi-insulating Silicon Substrates for Microwave Devices”, Pennington, NJ: The Electrochemical Society, ECS Transactions, Vol. 16, Issue 6, 2008. pp. 41-56.

- 1.30. **Jain, N., Gutmann, R.J.**, “Modeling and Design of GaAs MESFET Control Devices for Broad-Band Applications”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 38, No 2, February 1990, pp. 109-117.
- 1.31. **Okumura, H.**, “Present Status and Future Prospect of Widegap Semiconductor High-Power Devices”, *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol. 45, No. 10A, 2006, pp. 7565–7586.
- 1.32. **Ziegler, V., Gassler, C., Wolk, C., Berlec, F.-J., Deufel, R., Berg, M., Dickmann, J., Schumacher, H., Alekseev, E., Pavlidis, D.**, “InP-based and metamorphic devices for multifunctional MMICs in mm-wave communication systems”, Proceedings 12th Indium Phosphide and Related Materials Conference (IPRM) 2000, pp. 341 – 344.
- 1.33. **Tanaka, T., Hashimoto, T., Washima, M., Otoki, Y.**, “Large Diameter M-HEMT & InP-HEMT Epiwafers Grown in Multicharge MOVPE Reactors”, *GaAs MANTECH in Saint Louis, MO, US*, 2001.
- 1.34. **Xing, H., Zimmermann, T., Deen, D., Wang, K., Yu, C., Kosel, T., Fay, P., Jena, D.**, “Ultrathin all-binary AlN/GaN based high-performance RF HEMT Technology”, Chicago, Illinois, USA: CS MANTECH Conference, April 14-17, 2008.
- 1.35. **Felbinger, J. G., Chandra, V.S., Sun, Y., Eastman, L.F., Wasserbauer, J., Faili, F., Babic, D., Francis, D., Ejeckam, F.**, “Comparison of GaN HEMTs on Diamond and SiC Substrates”, *IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS*, Vol. 28, No. 11, November 2007, pp. 948-950.
- 1.36. **Picogiga**, “GaN Thin Epiwafers”. URL: <http://www.soitec.com/pdf/picogiga-gan-thin-epiwafers.pdf>. (датаобращения: 22.06.2011).
- 1.37. **Celler, G. K., Cristoloveanu, S.**, “Frontiers of silicon-on-insulator”, *JOURNAL OF APPLIED PHYSICS*, Vol. 93, No. 9, May 2003, pp. 4955-4978.
- 1.38. **Celler, G., Wolf, M.**, “A guide to the technology, the process, the products”, Soitec, July 2003. URL: [http://www.soitec.com/pdf/SmartCut\\_WP.pdf](http://www.soitec.com/pdf/SmartCut_WP.pdf). (дата обращения: 22.06.2011).
- 1.39. **Miller, N., Tapily, K., Baumgart, H., Celler, G.K., Brunier, F., Elmustafa, A.A.**, “Nanomechanical Properties of strained Silicon-on-Insulator (SOI) Films epitaxially grown on Si<sub>1-x</sub>Gex and Layer Transferred by Wafer Bonding”, *Materials Research Society, Mater. Res. Soc. Symp. Proc.*, Vol. 1021, 2007.
- 1.40. **Kelly, D. J.**, “CMOS-on-Sapphire RF Switches for Cellular Handset Applications”, Chicago, Illinois, USA: CS MANTECH Conference, April 14-17, 2008.
- 1.41. **Soitec**, “III-V RF R&D”. URL: <http://www.soitec.com/picogiga/research-development/>. (датаобращения: 28.12.2010).
- 1.42. **Dumka, D.C., Saunier, P.**, “AlGaN/GaN HEMTs on Diamond Substrate”, Notre Dame, IN: 65th Annual Device Research Conference, 2007, pp. 31-32.

- 1.43. **Caverly, R.H.**, *Microwave and RF Semiconductor Control Device Modeling*, Boston and London : Artech House, 2016.
- 1.44. **Bahl, I.**, *Microwave solid state circuit design*, Hoboken, New Jersey: John Wiley&Sons, 2003.
- 1.45. **Хижа Г.С., Вендик И.Б., Серебрякова Е.А.**, СВЧ фазовращатели и переключатели: Особенности создания на р-і-n-диодах в интегральном исполнении., М.: Радио и связь, 1984.
- 1.46. **Microsemi-Watertown.**, *THE PIN DIODE CIRCUIT DESIGNERS' HANDBOOK*, Watertown : Microsemi Corp.-Watertown, 1998.
- 1.47. **Hieda, M., Nakahara, K., Kurusu, H., Iyama, Y., Urasaki, S.**, “High-Isolation Series-Shunt FET SPDT Switch With a Capacitor Canceling FET Parasitic Inductance”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 49, No. 12, December 2001, pp. 2453-2458.
- 1.48. **Torres, J.A., Freire, J.C.**, “Monolithic Transistors SPST Switch for L-Band”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 50, No. 1, January 2002, pp. 51-56.
- 1.49. **Tsai, Z.-M., Jiang, Y.-S., Lee, J., Lin, K.-Y., Wang, H.**, “Analysis and Design of Bandpass Single-Pole–Double-Throw FET Filter-Integrated Switches”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 55, No. 8, August 2007, pp. 1601-1610.
- 1.50. **Lee, J., Lai, R.-B., Chen, C.-C., Lin, C.-S., Lin, K.-Y., Chiong, C.-C., Wang, H.**, “Low Insertion-Loss Single-Pole–Double-Throw Reduced-Size Quarter-Wavelength HEMT Bandpass Filter Integrated Switches”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 56, No. 12, December 2008, pp. 3028-3038.
- 1.51. **Jin, Y., Nguyen, C.**, “Ultra-Compact High-Linearity High-Power Fully Integrated DC–20-GHz 0.18-um CMOS T/R Switch”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 55, No. 1, January 2007, pp. 30–36.
- 1.52. **Pao, K.-H., Hsu, C.-Y., Chuang, H.-R., Chen, C.-Y.**, “DESIGN OF A 3–10 GHZ UWB CMOS T/R SWITCH”, *MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS*, Vol. 50, No. 2, February 2008, pp. 457-460.
- 1.53. **Devlin, L.**, “The Design of Integrated Switches and Phase Shifters”, Proceedings of the IEE Tutorial Colloquium on “Design of RFICs and MMICs”, 24th November 1999, pp. 2/1-14.
- 1.54. **Ahn, M., Lee, C.-H., Kim, B.S., Laskar, J.**, “A High-Power CMOS Switch Using A Novel Adaptive Voltage Swing Distribution Method in Multistack FETs”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 56, No. 4, April 2008, pp. 849-858.
- 1.55. **Huang, F.-J., O, K.**, “A 0.5-um CMOS T/R Switch for 900-MHz Wireless Applications”, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol. 36, No. 3, March 2001, pp. 486-492.

- 1.56. **Park, P., Shin, D.H., Yue, C.P.**, “High-Linearity CMOS T/R Switch Design Above 20 GHz Using Asymmetrical Topology and AC-Floating Bias”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 57, No. 4, April 2009, pp. 948-956.
- 1.57. **Xu, H., O.K.K.**, “A 31.3-dBm Bulk CMOS T/R Switch Using Stacked Transistors With Sub-Design-Rule Channel Length in Floated p-Wells”, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol. 42, No. 11, November 2007, pp. 2528-2534.
- 1.58. **Wang, J.-H., Hsieh, H.-H., Lu, L.-H.**, “A 5.2-GHz CMOS T/R Switch for Ultra-Low-Voltage Operations”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 56, No. 8, August 2008, pp. 1774-1782.
- 1.59. **Ahn, M., Kim, H.-W., Lee, C.-H., Laskar, J.**, “A 1.8-GHz 33-dBm P<sub>0.1</sub>-dB CMOS T/R Switch Using Stacked FETs With Feed-Forward Capacitors in a Floated Well Structure”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 57, No. 11, November 2009, pp. 2661-2670.
- 1.60. **Li, Q., Zhang, Y. P., Yeo, K. S., Lim, W. M.**, “16.6- and 28-GHz Fully Integrated CMOS RF Switches With Improved Body Floating”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 56, No. 2, February 2008, pp. 339-345.
- 1.61. **Min, B.-W., Rebeiz, G. M.**, “Ka-Band Low-Loss and High-Isolation Switch Design in 0.13- $\mu$ m CMOS”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 56, No. 6, June 2008, pp. 1364-1371.
- 1.62. **Uzunkol, M., Rebeiz, G. M.**, “A Low-Loss 50–70 GHz SPDT Switch in 90 nm CMOS”, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol. 45, No. 10, October 2010, pp. 2003-2007.
- 1.63. **Li, Q., Zhang, Y. P.**, “CMOS T/R Switch Design: Towards Ultra-Wideband and Higher Frequency”, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol. 42, No. 3, March 2007, pp. 563-570.
- 1.64. **Mizutani, H., Iwata, N., Takayama, Y., Honjo, K.**, “Design Considerations for Traveling-Wave Single-Pole Multithrow MMIC Switch Using Fully Distributed FET”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 55, No. 4, April 2007, pp. 664-671.
- 1.65. **Weigand, C.**, “An ASIC Driver for GaAs FET Control Components”, *APPLIED MICROWAVE & WIRELESS*, TA003, December 2000, pp. 42-48. URL: <http://macomtech.com/Content/technicalarticles> (дата обращения: 22.06.2011).
- 1.66. **M/A-COM Technology Solutions Inc.**, “Drivers for GaAs FET Switches and Digital Attenuators”, Application Note S2079, URL: <http://www.macomtech.com/Content/appnotes> (дата обращения: 22.06.2011).

- 1.67. **Dogan, H., Meyer, R. G.**, “Intermodulation Distortion in CMOS Attenuators and Switches”, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol. 42, No. 3, March 2007, pp. 529-539.
- 1.68. **Hittite Microwave Corporation**, “Floating Ground SPNT MMIC Switch Driver Techniques”, *PRODUCT APPLICATION NOTES 17-132*. URL: [http://www.hittite.com/content/documents/floating\\_ground\\_spnt\\_mmic\\_switch\\_driver\\_techniques.pdf](http://www.hittite.com/content/documents/floating_ground_spnt_mmic_switch_driver_techniques.pdf). (дата обращения: 22.06.2011).
- 1.69. **Bienaimé, J.-P.**, “From HSPA to LTE and Beyond: Mobile Broadband Evolution”, *Microwave Journal*, Vol. 53, No.11, November 2010, *ASpecial Supplement to Microwave Journal* pp. 4-10,26.
- 1.70. **Lai, R.-B., Chao, S.-F., Tsai, Z.-M., Lee, J., Wang, H.**, “Topology Analysis and Design of Passive HEMT Millimeter-Wave Multiple-Port Switches”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 56, No. 7, July 2008, pp. 1545-1554.
- 1.71. **Hancock, T. M., Rebeiz, G. M.**, “Design and Analysis of a 70-ps SiGe Differential RF Switch”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 53, No. 7, July 2005, pp. 2403-2410.
- 1.72. **Hindle, P.**, “The State of RF/Microwave Switches”, *Microwave Journal*, Vol. 53, No.11, November 2010, pp. 20-36.
- 1.73. **Walsh, K.**, “RF Switches Guide Signals In Smart Phones “, *Microwaves&RF*, September 2010.
- 1.74. **Romanofsky, R. R.**, *Array Phase Shifters: Theory and Technology*, Hanover, MD : NASA Center for Aerospace Information, October 2007. NASA/TM – 2007-214906.
- 1.75. **Asif, A.**, “AESA Radar Applications and Market Trends”, *Microwave Journal - Strategy Analytics Webinar*, 25th January, 2011.
- 1.76. **Sieber, M., Simon, A.**, “On the Right Wavelength: Microwave and RF Technology for Defence”, *Microwave Journal*, Vol. 53, No.10, October 2010, pp. 22-38.
- 1.77. **M/A-COM Tech Asia, Taiwan, ROC**, “8.5 to 11 GHz Highly Integrated Core Chip Provides High Degree of Functionality”, *Microwave Journal*, Vol. 54, No.1, January 2011, pp. 118-120.
- 1.78. **Freeston, A., Boles, T., Varmazis, C.**, “Speedy Switches Minimize Gate Lags”, *Microwaves&RF*, March 2010.
- 1.79. **Boles, T., Freeston, A.**, “New NanoSecond Switch Technology”, *Microwave Journal*, Vol. 53, No.6, June 2010, pp. 56-60.
- 1.80. **Peregrine Semiconductor**, “Product Specification PE42510A SPDT High Power UltraCMOS™ RF Switch, 30 MHz - 2000 MHz”. URL: <http://www.psemi.com/pdf/datasheets/pe42510Ads.pdf> (дата обращения: 22.06.2011).

- 1.81. **Войтович В.Е., Гордеев А.И., Думаневич А.Н.,** Si, GaAs, SiC, GaN – силовая электроника. Сравнение, новые возможности. // Силовая электроника. 2010. №5.
- 1.82. **Campbell, C., Lee, C., Williams, V., Kao, M.-Y., Tserng, H.-Q., Saunier, P., Balisteri, T.,** “A Wideband Power Amplifier MMIC Utilizing GaN on SiC HEMT Technology”, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol. 44, No. 10, October 2009, pp. 2640-2647.
- 1.83. **Kobayashi, K. W., Chen, Y.C., Smorchkova, I., Heying, B., Luo, W.-B., Sutton, W., Wojtowicz, M., Oki, A.,** “A Cool, Sub-0.2 dB Noise Figure GaN HEMT Power Amplifier With 2-Watt Output Power”, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol. 44, No. 10, October 2009, pp. 2648-2654.
- 1.84. **Kameche, M., Drozdowski, N.V.,** “GaAs-, InP- and GaN HEMT-based Microwave Control Devices: What is Best and Why”, *Microwave Journal*, Vol. 48, No.5, May 2005.
- 1.85. **Südwow, M., Fagerlind, M., Thorsell, M., Andersson, K., Billström, N., Nilsson, P.-Å., Rorsman, N.,** “An AlGaIn/GaN HEMT-Based Microstrip MMIC Process for Advanced Transceiver Design”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 56, No. 8, August 2008, pp. 1827-1833.
- 1.86. **Kaper, V., Thompson, R., Prunty, T., Shealy, J. R.,** “Monolithic AlGaIn/GaN HEMT SPDT switch”, Amsterdam: 12-th GAAS Symposium, 2004.
- 1.87. **Campbell, C. F., Dumka, D. C.,** “Wideband High Power GaN on SiC SPDT Switch MMICs”, Anaheim, CA: IMS 2010 Conference, 2010, pp. 145-148.
- 1.88. **Кочемасов В., Рауткин Ю.** Интегральные СВЧ-переключатели. Часть 2 // Электроника: НТБ. 2018. №5 (00176). С.152-163. DOI: 10.22184/1992-4178.2018.176.5.152.163
- 1.89. **Кочемасов В., Рауткин Ю.** Интегральные СВЧ-переключатели. Часть 3 // Электроника: НТБ. 2018. №6 (00177). С.80-93. DOI: 10.22184/1992-4178.2018.177.6.80.93
- 1.90. **Guo D., Qiao T., Luo X., Li M.** Design of a Ka-band broadband SPDT switch MMIC based on GaN HEMTs // 2015 IEEE 16th International Conference on Communication Technology (ICCT), Hangzhou, 18-20 Oct. 2015, DOI: 10.1109/ICCT.2015.7399832
- 1.91. **Zhao L., Liang W.F., Zhou J.Y., Jiang X.** Compact 35–70 GHz SPDT Switch With High Isolation for High Power Application // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2017. Vol. 27, Issue: 5, Pp. 485 – 487. DOI: 10.1109/LMWC.2017.2690834
- 1.92. **Trinh K. T., Kao H. L., Chiu H. C., Karmakar N. C.** A Ka-band GaAs MMIC traveling-wave switch with absorptive characteristic // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2019. Vol. 29(6), Pp. 394-396, DOI: 10.1109/LMWC.2019.2913507
- 1.93. **Cetindogan B., Ustundag B., Turkmen E., Wietstruck M., Kaynak M., Gurbuz Y.** A D-Band SPDT Switch Utilizing Reverse-Saturated SiGe HBTs for Dicke-Radiometers // 2018 11th

German Microwave Conference (GeMiC), March 12–14, 2018, Freiburg, Germany, Pp. 47-50, DOI: 10.23919/GEMIC.2018.8335025

1.94. **Li L., Qian R., Sun X.-W.** W-Band Single-Pole Four-Throw Switch for Multichannel High Power Transceiver Chipset Design // Progress In Electromagnetics Research M. 2019. Vol. 81, Pp. 107–116.

1.95. **Chen C., Xu X., Yoshimasu T.** A DC-50 GHz, low insertion loss and high P1dB SPDT switch IC in 40-nm SOI CMOS. // 2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC), Kuala Lumpur, Malaysia, 13-16 Nov. 2017, DOI: 10.1109/APMC.2017.8251363

1.96. **Bhandarkar S., Nakhate S.** Asymmetric Inductive Substrate bias RF SPDT Switch // Materialstoday proceedings, 2017. Vol. 4, Issue 9, Pp. 10351-10355. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2017.06.379>

1.97. **Ha B. W., Seo C. W., Cho C. S., Kim Y. J.** Wideband high-isolation SPDT RF switch in 0.18  $\mu\text{m}$  SiGe BiCMOS technology // Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2016, Vol. 87, Issue 1, Pp. 11–19.

1.98. **Hühn F., Wentzel A., Heinrich W.** Highly compact GaN-based all-digital transmitter chain including SPDT T/Rx switch for massive MIMO applications // International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2019. Vol. 11, special Issue 7, Pp. 609-617. DOI: <https://doi.org/10.1017/S175907871900045X>

1.99. **Truong N. K., Lee D.-S., Kim S.-J., Lee M.** 40 dB-Isolation, 1.85 dB-Insertion Loss Full CMOS SPDT Switch with Body-Floating Technique and Ultra-Small Active Matching Network Using On-Chip Solenoid Inductor for BLE Applications // Electronics, 2018, 7, 297; DOI: 10.3390/electronics7110297

1.100. **Memioğlu O., Kazan O., Turan I., Karakuzulu A., Gundel A., Kocer F., Civi O. A.** Development of X-Band Transceiver MMIC's Using GaN Technology // Advanced Electromagnetics, 2019. Vol. 8, No. 2, Pp. 1-9, DOI: <https://doi.org/10.7716/aem.v8i2.1012>

1.101. **Bahl I.J.** Control Components Using Si, GaAs, and GaN Technologies. Artech House, Boston and London, 2014.

1.102. **Hurwitz P., Kalburge A., Preisler E., Howard D., Masse C.** Innovation in Specialty Silicon Technology for 5G Front-End Modules, *Microwave Journal*, Vol. 63, No.3, March 2020, pp. 86, 88, 90, 92, 94, 96, 98.

1.103. **Lapedus M.** RF SOI Wars begin.// May, 2018 <https://semiengineering.com/rf-soi-wars-begin/>

2.1. **Божко А.Н., Толпаров А.Ч.** Структурный синтез на элементах с ограниченной сочетаемостью. URL: <https://www.metodolog.ru/00562/00562.html>

- 2.2. **Гук В.Г., Филаретов Г.А., Калинин Б.В., Березняк А.Ф., Красовицкий Д.М.** Трехэлектродный высокочастотный полупроводниковый прибор, Патент № 2354010, Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 27 апреля 2009 г.
- 2.3. **Березняк А.Ф., Коротков А.С., Балашов Е.В.** Трансформация синтеза фильтров частот в синтез твердотельных СВЧ переключателей, 2-я научная конференция «Интегральные схемы и микроэлектронные модули» Сборник докладов, Республика Крым, г. Алушта, 26 – 30 сентября 2016г. – С.427-432.
- 2.4. **Sischa F.**, IC-CAP Modeling Handbook, Agilent Technologies, Inc., October 2010.
- 2.5. **Черноруцкий И.Г.**, Методы оптимизации. Компьютерные технологии. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011.
- 2.6. **Leventhal R., Green L.** Semiconductor Modeling: For Simulating Signal, Power, and Electromagnetic. Springer, 2006.
- 2.7. **Maehara H., Gasseling T., Dudkiewicz S.**, Nonlinear Characterization and Modeling Through Pulsed IV/S-Parameters., 2012. URL: [https://www.keysight.com/upload/cmc\\_upload/All/27Mar12WebcastSlides.pdf](https://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/27Mar12WebcastSlides.pdf)
- 2.8. **Березняк А.Ф., Гук В.Г., Печенкин И.В., Коньков Ю.В., Филаретов Г.А.** «Экспериментальные исследования и расчет СВЧ характеристик арсенид-галлиевых полевых транзисторов с барьером Шоттки» – Вопросы радиоэлектроники, Серия ОВР (общие вопросы радиоэлектроники), вып. 2, 1989, – С.93-101.
- 2.9. **David E. Root**, Future Device Modeling Trends, IEEE Microwave magazine, November/December 2012, pp. 45-59.
- 2.10. **Hines, M. E.**, “Fundamental Limitations in RF Switching and Phase Shifting Using Semiconductor Diodes,” IEEE Proc., Vol. 52, June 1964, pp. 697–708.
- 2.11. СВЧ устройства на полупроводниковых диодах: Проектирование и расчет / М. А. Абдюханов, и др. ; Ред. И. В. Мальский, Б. В. Сестрорецкий . – М. : Советское радио, 1969 . – 579 с.
- 2.12. **Kurokawa, K., and W. O. Schlosser**, “Quality Factor of Switching Diodes for Digital Modulators,” IEEE Proc., Vol. 38, January 1970, pp. 180–181.
- 2.13. **Atwater, H. A., and R. W. Sudbury**, “Use of Switching Q in the Design of FET Microwave Switches,” 1981 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Vol. 1, June 1981, pp. 370-372.
- 2.14. **Gopinath, A., and J. B. Rankin**, “GaAs FET RF Switches,” IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 32, No. 7, July 1985, pp. 1272–1278.

2.15 Березняк А.Ф., Коротков А.С., Балашов Е.В. Трансформация синтеза фильтров частот в синтез твердотельных СВЧ переключателей // Наноиндустрия. Том 74 (Спецвыпуск). 2017. С. 427-432.

3.1. **Гоноровский И.С.**, Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1986.

3.2. **EGAN, W.F.**, Practical RF System Design, New Jersey: John Wiley & Sons, 2003.

3.3. **Maas, S.A.**, Nonlinear Microwave and RF Circuits, Boston and London : Artech House, 2003.

3.4. **Vuolevi, J., Rahkonen, T.**, Distortion in RF Power Amplifiers, Boston and London : Artech House, 2003.

3.5. **Маас С.** Что надо знать о методе анализа на основе рядов Вольтерра, ИНЖЕНЕРНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА. 2000, Март, С. 45-51.

3.6. **Pedro, J.C., Carvalho, N.B.**, Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits, Boston and London : Artech House, 2003.

3.7. **Конторович М.И.**, Операционное исчисление и процессы в электрических цепях. – М.: Наука, 1964.

3.8. **Pozar, D.M.**, Microwave Engineering, New Jersey: John Wiley & Sons, 2012.

3.9. **Chang, K.**, RF and Microwave Wireless Systems, NEW YORK: John Wiley & Sons, 2000.

3.10. **Pedro, J.C.**, State-of-Art Nonlinear Electronic Design Automation Tools for Microwave/RF Circuit Analysis, REVISTA DO DETUA, VOL. 4, N° 1, SETEMBRO 2003.

3.11. **Березняк А.Ф.** Мониторинг качества гетероперехода AlGaIn/GaN с помощью длинноканального полевого гетеротранзистора / Научно-технические ведомости СПбГПУ, 2009. – 1(73) : Физико-математические науки . – С. 43-48.

3.12. **Poole, C., Darwazeh I.**, Microwave Active Circuit Analysis and Design, LONDON: Academic Press, 2016

4.1. **Bereznyak A.F.**, Determination of parameters for technical requirements of technology monitoring, Proceedings of the VI international conference “Electronics and applied physics” October, 20-23, 2010, Kyiv, Ukraine, p.85-86.

4.2. **Березняк А.Ф.**, Использование тестовых структур при взаимодействии разработчика и изготовителя специализированных интегральных схем, 19-я Международная научно-техническая конференция «Современные телевидение и радиоэлектроника», 15-16 марта 2011, Москва, С. 304-307.

4.3 **Березняк А.Ф., Коротков А.С.** Синтез и реализация монолитных интегральных схем СВЧ-переключателей на основе GaAs pHEMT-технологии // Научно-технические

ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2019. Т. 12. № 4. С. 84-96. DOI: 10.18721/JCSTCS.12407

4.4. **Wang G. Q., Liu C. P.**, Wideband SPDT Switch With TTL Control // Applied Mechanics and Materials Online since: August 2014, (Volumes 599-601), pp. 1820-1823, DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.599-601.1820>

4.5. **Deng J., Gan X.** A X-band SPDT Switch // 3rd Workshop on Advanced Research and Technology in Industry Applications (WARTIA 2017), Advances in Engineering Research (AER). 2017. Vol.148, Pp. 453-456.

4.6 **Yi-Fan Tsao, Joachim Würfl, Heng-Tung Hsu.**, Bandwidth Improvement of MMIC Single-Pole-Double-Throw Passive HEMT Switches with Radial Stubs in Impedance-Transformation Networks, Electronics 2020, 9(2), 270; <https://doi.org/10.3390/electronics9020270>

4.7 **Kumari R.; Arora V.; Bhalke S.**, Double Resonator Topology for High Isolation and Low Insertion Loss in SPDT Switch, 2018 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC), 28-30 Nov. 2018, Kolkata, India, DOI: 10.1109/IMaRC.2018.8877261

4.8 **Ramian F.**, Intermodulation Distortion Measurements on Modern Spectrum Analyzers, Rohde & Schwarz, AN 1EF79\_1E, June 2012, [www.rohde-schwarz.com](http://www.rohde-schwarz.com).

4.9 **Балашов Е.В., Березняк А.Ф., Коротков А.С., Шубаров А.В.** Кристалл Модулятор. Государственная регистрация топологии интегральной микросхемы № 2018630116 Российская Федерация, Правообладатель: Акционерное общество «Ордена Трудового Красного Знамени Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры (АО «ВНИИРА»); Дата регистрации: 16.07.2018; заявл. 04.07.2018; опубли. 16.07.2018, Бюл. № 7.