

ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ
ПУБЛИЧНОЕ АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
«Новосибирский электровакуумный завод – Союз»

На правах рукописи



Максименко Юрий Николаевич

Мощные полупроводниковые приборы со статической индукцией

Специальность 2.2.2 – Электронная компонентная база микро-
и нанoeлектроники, квантовых устройств

Диссертация на соискание ученой степени
доктора технических наук

Научный консультант: Троян Павел Ефимович, доктор технических наук, профессор, федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники», кафедра физической электроники, заведующий кафедрой

Новосибирск – 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1 ФИЗИЧЕСКИЕ И КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ПРИБОРОВ СО СТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИЕЙ.....	16
1.1 Принцип действия и основные характеристики транзистора со статической индукцией при полевом режиме работы	16
1.2 Принцип действия и основные характеристики транзистора со статической индукцией при биполярном режиме работы.....	26
1.3 Требования к конструкции приборов со статической индукцией	30
1.3.1 Приборы со скрытым затвором	31
1.3.2 Приборы с планарной конструкцией затвора	32
1.3.3 Приборы с комбинированным затвором.....	34
1.4 Конструкция серийных приборов.....	35
1.5 Технология приборов со статической индукцией	36
1.6 Физико-математические модели транзисторов со статической индукцией для полевого режима работы	41
1.7 Сравнение параметров транзистора со статической индукцией с биполярными и МОП-транзисторами на Si, SiC, GaN и IGBT	61
Выводы по главе 1	64
ГЛАВА 2 РАЗРАБОТКА КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ МЕТОДОВ СОЗДАНИЯ МОЩНЫХ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ПРИБОРОВ СО СТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИЕЙ С ПЛАНАРНОЙ СТРУКТУРОЙ ЗАТВОРА	66
2.1 Основные технологические проблемы при проектировании приборов со статической индукцией с планарным затвором	66

2.2 Разработка LOCOS-технологии с процессом травления SiO_2 и Si под маской Si_3N_4	74
2.3 LOCOS-технология с одновременным формированием окон к истоку и затвору методом «жесткой» маски	82
2.4 Технологический метод формирования затвора прямоугольной формы.....	85
2.5 Новая технологическая схема формирования структуры кристалла приборов со статической индукцией с планарным затвором	90
Выводы по главе 2.....	94
ГЛАВА 3 МОЩНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ СО СТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИЕЙ	95
3.1 Составной транзистор со статической индукцией	95
3.2 Транзистор со статической индукцией с быстродействующим диодом.....	99
3.3 Транзистор со статической индукцией с защитными стабилитронами на входе и на выходе.....	110
3.4 Мощный прибор с N-образной характеристикой (дефензор)	112
Выводы по главе 3.....	116
ГЛАВА 4 ТИРИСТОР С ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИМ УПРАВЛЕНИЕМ.....	118
4.1 История развития тиристоров.....	118
4.2 Конструкция тиристора с электростатическим управлением на Si	120
4.3 Конструкция тиристора с электростатическим управлением на GaAs	124
Выводы по главе 4.....	133
ГЛАВА 5 ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ПРИБОРОВ СО СТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИЕЙ ДЛЯ БИПОЛЯРНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ...	135
5.1 Модель транзистора КП926 в двухмерном представлении с применением Sentaurus TCAD для расчета статических ВАХ в биполярном режиме работы...	135
5.1.1 Исследование модели транзистора со статической индукцией	141

5.2 Модель транзистора КП926 при работе на высоких частотах для биполярного режима	150
5.2.1 Моделирование динамических характеристик: определение динамических параметров	159
5.2.2 Моделирование динамических характеристик: включение транзистора.....	160
5.2.3 Моделирование динамических характеристик: выключение транзистора..	163
Выводы по главе 5.....	167
ГЛАВА 6 ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ СО СТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИЕЙ	169
6.1 Транзисторы со статической индукцией с нормально открытым и нормально закрытым каналами.....	169
6.2 Усилитель мощности на транзисторах со статической индукцией с нормально открытым каналом	169
6.3 Вторичные источники электропитания на транзисторах со статической индукцией с нормально открытым каналом.....	172
Выводы по главе 6.....	175
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	176
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	179
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	181
Приложение «А» АКТ внедрения в серийное производство ХК ПАО «НЭВЗ-Союз» (г. Новосибирск) результатов диссертации.....	194
Приложение «Б» АКТ внедрения в серийное производство ООО «Эльдаг» (г. Махачкала) результатов диссертации	196
Приложение «В» Авторские свидетельства и патенты СССР и РФ по теме диссертации.....	197

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность диссертационной работы и степень разработанности темы исследования. Мощные полупроводниковые ключи (МПК) являются важными элементами радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), существенно влияющими на показатели надежности и массогабаритные параметры. Наиболее широкое применение они нашли во вторичных источниках электропитания (ВИЭП) с бестрансформаторным входом, в выходных каскадах усилителей мощности (УМ), модуляторах, схемах управления электродвигателями, системах генерирования летательных аппаратов, космической аппаратуре и солнечной энергетике. Наиболее массовое применение МПК нашли в области электронной автомобильной промышленности. Долгое время основным прибором, применяемым в этих областях, являлся биполярный транзистор (БТ). Однако из-за низкой перегрузочной способности, связанной с явлением вторичного пробоя, низкого коэффициента усиления по току, невысокого быстродействия приборов с повышенным (более 100 В) рабочим напряжением они перестали удовлетворять современным требованиям, предъявляемым к разработчикам РЭА.

Появление в конце 1970-х годов нового класса приборов – мощных полевых МДП-транзисторов резко ослабило конкурентоспособность БТ. Высокая их перегрузочная способность и быстродействие открыли новые возможности при построении РЭА.

Однако, наряду с достоинствами, МДП-транзисторы имеют существенный недостаток – высокое сопротивление канала в открытом состоянии. Долгое время этот недостаток сдерживал быстрое развитие МДП-приборов, и лишь появление в 1980-х годах ряда новых конструктивно-технологических решений позволило начать их серийное производство и послужило началом бурного вытеснения биполярных транзисторов полевыми. Был организован промышленный выпуск мощных транзисторов с диапазоном максимально допустимых напряжений от 50 до 1500 В.

Несмотря на достигнутые успехи, мощные МДП-транзисторы, особенно высоковольтные, уступали по сопротивлению канала в открытом состоянии биполярным из-за монополярного механизма токопереноса. В связи с этим шел постоянный поиск новых конструктивно-технологических решений, которые бы позволили сочетать одновременно достоинства полевых и биполярных транзисторов. Так, в начале 1990-х годов появились приборы COMFET, IGT, GEMFET, VIFET [1–3], имеющие высокие допустимые напряжения (до 1–2 кВ), большой выходной ток, высокое быстродействие, малые потери во включенном состоянии и высокую перегрузочную способность. Основная идея в этих конструкциях заключается в том, что снижение сопротивления канала в полевом транзисторе достигается за счет модуляции проводимости в канале неосновными носителями. К сожалению, свыше 1,5–2 кВ применение этих приборов не эффективно, так как для повышения максимального напряжения необходимо увеличивать толщину низкоомной базы приборов, а это приводит к резкому увеличению сопротивления канала и снижению быстродействия.

Появление в начале 2000-х годов БТ с полевым управлением и подложкой кристалла, имеющей другой тип проводимости, чем база прибора, позволило решить эту проблему. Эти приборы, названные IGBT [4–6], получили широкое развитие и массово выпускаются в настоящее время.

В конце 1970-х – начале 1980-х годов появился новый класс мощных высоковольтных полевых транзисторов – транзисторов со статической индукцией (СИТ) [7–12].

К основным достоинствам СИТ можно отнести следующее:

1. Возможность получения высоких пробивных напряжений порядка нескольких киловольт.
2. Большую крутизну и высокие значения коэффициента блокирования, т.е. хорошие усилительные свойства.
3. Малые искажения выходного сигнала, что очень важно при формировании импульсов тока с короткими фронтами.

4. Возможность перевода транзистора в биполярный режим работы и тем самым обеспечение очень низких остаточных напряжений, ниже чем у биполярных транзисторов, так как на пути протекания тока отсутствуют р-п-переходы.
5. Очень высокое быстродействие, так как удаление большей части неосновных носителей из канала происходит путем вытягивания полем в затвор, а оставшаяся – рекомбинирует с электронами, летящими из истока.
6. Более высокую устойчивость к спецвоздействию и статическому напряжению.

Разработкой мощных высоковольтных СИТ и тиристоров с электростатическим управлением (ТЭУ) активно занимались в 1980-е годы японские фирмы Tohin и Mitsubishi, которые разработали серию транзисторов (2SK76, 2SK77, 2SK180, 2SK181, 2SK182, 2SK183), способных переключать мощности в сотни киловатт с временем переключения 300 нс. Создателем этих приборов является японский профессор И. Нишизава. Все приборы данной серии имеют структуру кристалла со скрытым затвором. Это снижает их быстродействие и ограничивает возможность эффективного снижения сопротивления канала при прямом смещении управляющего перехода, что не позволяет реализовать все возможности этого класса приборов.

В 1980-е годы в ОКБ при Новосибирском электровакуумном заводе (ОКБ при НЭВЗ) автором данного исследования была разработана технология по созданию мощных высоковольтных СИТ с планарным затвором. Создана целая серия приборов с рабочим напряжением от 50 до 1200 В и токами до 30 А с нормально открытым и нормально закрытым каналами. В 1990 году завод НЭВЗ посетил изобретатель СИТ японский профессор И. Нишизава. Он ознакомился с разработками и серийным производством СИТ и заявил, что разработчики на НЭВЗ существенно его опередили по созданию данных приборов и он больше ими заниматься не будет. Действительно, после 1990 года в литературе нет работ И. Нишизавы по приборам со статической индукцией.

В 1992 году после объединения трех новосибирских электронных заводов в НПО «Адрон» направление силовой электроники на НЭВЗ было остановлено в связи с приоритетным расширением производства схем памяти. В 1993 году начались переговоры с Александровским заводом полупроводниковых приборов им. 50-летия СССР (АЗПП) о передаче им серийно выпускаемых на НЭВЗ СИТ.

С 1994 года по 2010 год разработка приборов со статической индукцией осуществлялась только в России на АЗПП, затем на полупроводниковых заводах Брянска, Махачкалы, Ташкента, Ульяновска, Винницы. Ввиду того, что разработчиками во вновь создаваемых приборах были использованы иные конструктивные решения путем изменения переданных базовых конструкций, новые приборы имели пониженное быстродействие и, как следствие, не смогли конкурировать с IGBT – приборами и даже с БТ.

В последние годы за рубежом появился новый класс высоковольтных ключевых приборов – приборов на широкозонных материалах SiC и GaN. Они существенно превосходят по основным параметрам и полевые МДП-транзисторы на Si, и IGBT, но по быстродействию и сопротивлению канала в открытом состоянии уступают СИТ, разработанным ранее в ОКБ при НЭВЗ.

Актуальность данной работы обусловлена развитием и техническим прогрессом электротехники и электроэнергетики, что потребовало создания элементной базы с более высокими электрическими характеристиками, в частности мощных высоковольтных транзисторов и тиристоров. В настоящее время наиболее совершенными мощными высоковольтными транзистором и тиристором являются СИТ и ТЭУ с планарной структурой затвора, поэтому разработка этих приборов с более низкой себестоимостью и улучшенными ключевыми характеристиками выступает важной народно-хозяйственной задачей.

На базе разработанных в 1980-х годах технологии, конструкции СИТ-приборов и освоения их в серийном производстве автором в 1988 году была защищена кандидатская диссертация. Однако применение транзисторов КП802 и КП926 в качестве ключа показало, что наряду с их огромными достоинствами есть и недостатки: при работе прибора в биполярно-полевом режиме, при

выключении приборов появлялась задержка выключения, которая могла составлять до 1,5 мкс (в зависимости от уровня импульса управления). Разобраться в ее причинах с помощью математического аппарата, разработанного в кандидатской диссертации, не представлялось возможным, так как он показывал только качественную зависимость ВАХ от конструктивных и электрофизических параметров прибора.

Цель данной работы – проведение анализа влияния на работу приборов со статической индукцией в статическом и динамическом режимах конструктивных и электрофизических параметров с помощью разработанных физико-математических моделей. Разработка на базе данного анализа новых конструкций приборов со статической индукцией с более высокими характеристиками, а также принципиально новых приборов, позволяющих создавать на их основе более эффективную и надежную РЭА.

Для достижения поставленной цели решались **следующие основные задачи:**

- разработка физико-математических моделей, позволяющих осуществлять инженерный расчет основных электрических параметров СИТ и ТЭУ с планарной структурой затвора в статическом и динамическом режимах работы в полевом и биполярном режимах;

- с помощью разработанных моделей проведение анализа влияния конструктивных и электрофизических параметров на ВАХ и создание приборов с оптимальными конструктивными параметрами, имеющих значительно лучшие основные электрические характеристики;

- поиск новых конструктивно-технологических решений, позволяющих создавать мощные высоковольтные приборы со статической индукцией, такие как СИТ и ТЭУ с быстродействующим диодом на одном кристалле, составные приборы, прибор с N-образной характеристикой для защиты РЭА от перегрузок по току, СИТ и ТЭУ с гетероистокком и гетерокатодом.

Объектом исследования служат транзисторы и тиристоры со статической индукцией, а также принципиально новые приборы, работающие на принципе

статической индукции: прибор с N-образной характеристикой (дефензор), СИТ с быстродействующим диодом, составные СИТ, СИТ с защитными стабилитронами на входе и на выходе; СИТ и ТЭУ с гетероистокком и гетерокатодом.

Предметом исследования служат технология и конструкция СИТ и ТЭУ, а также конструкции новых приборов, работающих на принципе статической индукции.

Научная новизна. В диссертационной работе впервые получены следующие результаты:

1. Разработаны физико-математические модели для приборов со статической индукцией, работающих в биполярном и полевом режимах, позволяющие проводить быстрый инженерный расчет основных электрических параметров приборов с планарным затвором для статического и динамического режимов работы, а также оптимизировать конструкцию кристалла.

2. Исследованы конструкции СИТ и ТЭУ и разработаны новые с более высокими электрическими характеристиками: повышено быстродействие более чем на порядок, увеличен коэффициент усиления по току в 2-3 раза.

3. Разработаны конструкции новых приборов: прибор с N-образной характеристикой, СИТ с антипараллельным быстродействующим диодом на одном кристалле, конструкция составного СИТ, конструкция СИТ и ТЭУ с гетероистокком и гетерокатодом, конструкция и технология ТЭУ с полевым управлением.

4. Разработаны оригинальные схемы управления приборов со статической индукцией с нормально открытым каналом для усилителей мощности звуковых частот и вторичных источников электропитания.

Научные положения, выносимые на защиту:

1. Физико-математические модели, позволяющие проводить:
 - быстрый инженерный расчет и прогнозирование основных электрических параметров приборов СИТ, БСИТ и ТЭУ для статического и динамического режимов работы;
 - оптимизацию конструкции кристалла приборов.

2. Технологический базовый маршрут формирования структуры кристалла приборов со статической индукцией с планарным затвором, обеспечивающий выход годных по кристаллу не менее 80-90%.

3. Конструкции СИТ и БСИТ приборов с увеличенной частотой генерации (более, чем на порядок).

4. Семейство новые конструкций приборов со статической индукцией:

- СИТ и БСИТ с антипараллельным быстродействующим диодом, выполненных на одном кристалле:

- с диодом, расположенным под площадкой истока,

- с диодом, распределенным по активной структуре кристалла;

- составной СИТ-СИТ;

- прибор с N-образной вольт-амперной характеристикой;

- конструкция СИТ и БСИТ, защищенных на входе и на выходе с быстродействующими стабилитронами.

5. Конструкции СИТ и ТЭУ с геттероистокком и гетерокатодом.

6. Схемы управления СИТ с нормально открытым каналом без дополнительного источника смещения.

Теоретическая и практическая значимость работы:

- разработан технологический метод формирования структуры кристалла, который позволяет создать транзисторы со статической индукцией с нормально открытым и нормально закрытым каналами (БСИТ) с выходом годных по кристаллу приборов 80-90%.

- разработан мощный высоковольтный транзистор со статической индукцией – КП942А-5 с антипараллельным скоростным диодом;

- разработаны и исследованы экспериментальные образцы прибора с N-образной ВАХ, составные транзисторы и транзисторы, защищенные на входе и на выходе быстродействующими стабилитронами;

- разработаны конструкции СИТ и ТЭУ с более высокими скоростями переключения;

- разработаны конструкции СИТ и ТЭУ с геттероистокком и гетерокатодом;

- предложены принципы управления приборами с нормально открытым каналом.

Применение приборов со статической индукцией в РЭА позволяет значительно снизить массогабаритные параметры, повысить КПД устройств, упростить схемы управления, повысить надежность работы и снизить себестоимость. Представленные физико-математические модели позволяют использовать ЭВМ для оптимизации конструкций, сократить затраты и сроки разработок данного класса приборов.

Результаты работы внедрены на предприятиях г. Новосибирска («НЭВЗ-Союз», ГП «Октава»), Бердска (БРЗ), Москвы (Г-4147, Г-4148), Александрова (АО «Александровский завод „Элекс”»), Махачкалы (ООО «Эльдаг»), Ташкента (ЗПП), Томска (НПО «Полюс»). Получены акты о внедрении результатов полученных в диссертационной работе (Приложение А, Б).

Соответствие диссертации паспорту научной специальности. Результаты исследований, представленные в диссертации, соответствуют следующим пунктам паспорта научной специальности 2.2.2 – «Электронная компонентная база микро- и наноэлектроники, квантовых устройств»:

Пункт 1 – «Разработка и исследование физических основ создания новых и совершенствования существующих приборов, интегральных схем, изделий микро- и наноэлектроники, твердотельной электроники, дискретных радиоэлектронных компонентов, микроэлектромеханических систем, наноэлектромеханических систем, квантовых устройств, включая оптоэлектронные приборы и преобразователи физических величин»:

- разработаны и исследованы физико-технические принципы совершенствования мощных высоковольтных приборов со статической индукцией с планарной структурой затвора; разработаны и изготовлены принципиально новые приборы со статической индукцией: составные транзисторы; транзистор с антипараллельным быстродействующим диодом на одном кристалле; прибор с N-образной характеристикой; прибор, защищенный по

выходу и по выходу быстродействующими стабилитронами; транзистор и тиристор с гетероистокком и гетерокатодом;

- разработан, исследован и реализован технологический способ формирования структуры кристаллов приборов со статической индукцией, обеспечивающий увеличение процента выхода годных по кристаллу в 3–4 раза выше технологической схемы, которая применялась ранее при выпуске серийных приборов.

Пункт 2 – «Исследование и разработка физических и математических моделей изделий по п. 1, в том числе для систем автоматизированного проектирования»:

- разработаны физико-математические модели для расчета и анализа основных ВАХ приборов со статической индукцией для статического и динамического режимов;

- разработана эквивалентная схема замещения приборов со статической индукцией для быстрой оценки высокочастотных свойств.

Достоверность полученных результатов подтверждается методологией исследования, основанной на классических подходах к анализу данных по физике работы полупроводниковых приборов. Исследование электрических параметров образцов СИТ проводилось с помощью высокочастотных измерительных средств. В частности, измерение ВАХ СИТ проводилась на панорамном приборе Л2-56.

Апробация результатов работы. Основные положения диссертационной работы в последние годы были доложены на VIII Российском форуме «Микроэлектроника-2022» (г. Сочи); IX Российском форуме «Микроэлектроника-2023» (г. Сочи); международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (г. Севастополь, 2022 г.); международном промышленном форуме «Интеллект машин и механизмов» (г. Москва, 2022 г.); саммите дизайн-центров электроники (г. Москва, май 2023 г.); конференции «Фундаментальные и прикладные аспекты развития современной науки» (г. Уфа, январь 2023 г.), а также на других всероссийских и международных научных мероприятиях.

Личный вклад автора. Автору принадлежат инициативы в выборе целей и направлений работ, постановке задач и подходов к их решению, в личной разработке технологических методов формирования структуры СИТ, БСИТ, ТЭУ, а также теоретическом обосновании и расчете конструкций всех разработанных под его руководством полупроводниковых приборов, в анализе и систематизации данных литературы и экспериментальных результатов исследований по теме диссертации.

Все приведенные в диссертации результаты получены автором или при его непосредственном участии и руководстве. В статьях, посвященных моделям, автор принимал участие в постановке задачи при построении моделей СИТ, обсуждении результатов и написании статей, остальные статьи написаны автором. Представляемые в работе изобретения придуманы и описаны автором (Приложение В).

Автор был научным руководителем и главным конструктором 18 НИОКР по исследованиям, разработкам технологий, конструкций и внедрению в серийное производство СИТ и БСИТ.

Автором предложены конструкции новых приборов со статической индукцией и под его руководством изготовлены опытные образцы:

- составные транзисторы СИТ-СИТ и СИТ-БСИТ;
- СИТ и БСИТ с быстродействующим диодом, выполненные на одном кристалле;
- прибор с N-образной характеристикой – дефензор, защищающий радиоэлектронные устройства от перегрузок по току;
- СИТ и БСИТ с защитой на входе и на выходе быстродействующими стабилитронами.

Автором предложена новая конструкция транзистора КП926, у которой эффективная емкость и сопротивление канала снижены более чем на порядок.

При участии автора предложена конструкция СИТ с гетероистоком, которая обеспечивает снижение сопротивление канала на два порядка и повышение быстродействия более чем на порядок.

Публикации. По теме диссертации опубликованы 25 печатных работ в научных журналах, из них работ, опубликованных согласно перечню российских рецензируемых научных изданий по специальности 2.2.2, в которых опубликованы основные научные результаты диссертации на соискание ученой степени доктора наук – 10. По теме диссертации получено 14 авторских свидетельств и патентов на изобретения в СССР и РФ. Издана монография. Результаты исследований автора и их внедрения в разработки СИТ и БСИТ изложены в 40 научно-технических отчетах по НИОКР.

Структура и объем диссертации: Диссертация состоит из введения, 6 глав, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы из 124 наименований и 3 приложений (в т.ч. 14 авторских свидетельств и патентов). Общий объем работы составляет 210 страниц, включая 105 рисунков и 8 таблиц.

ГЛАВА 1 ФИЗИЧЕСКИЕ И КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ПРИБОРОВ СО СТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИЕЙ

1.1 Принцип действия и основные характеристики транзистора со статической индукцией при полевом режиме работы

В процессе разработки и исследований полевых транзисторов с управляющим р-n-переходом (ПТУП) было обнаружено, что в ряде случаев выходные вольт-амперные характеристики (ВАХ) транзисторов имели не пентодный, а триодный вид [13–16]. Однако объяснить это явление и воспроизвести структуры, обладающие ненасыщающимися выходными ВАХ, авторам этих работ не удалось.

Подробное изучение ПТУП с триодными ВАХ было впервые проведено профессором И. Нишизавой с соавторами [7]. В их работе ненасыщенные характеристики базировались на использовании эффекта отрицательной обратной связи в ПТУП, обусловленной наличием сопротивления канала. При этом считалось, что величина последовательного сопротивления канала в случае пентодных характеристик после достижения напряжения смыкания определяется протяженностью обедненной области канала, которая, в свою очередь, зависит как от напряжения затвор-исток ($U_{зи}$), так и от величины омического падения напряжения, обусловленного протеканием тока по каналу. С увеличением тока стока, вызванного приращением напряжения на стоке ($U_{си}$), падение напряжения в канале возрастает, вызывая увеличение напряжения на управляющем р-n-переходе и расширение его области пространственного заряда (ОПЗ). В итоге протяженность обедненной области канала увеличивается, растет его сопротивление, что приводит к уменьшению приращения протекающего через канал тока. Отметим, что аналогичный механизм насыщения ВАХ ПТУП описан и С.М. Зи [17].

Согласно работам [7, 17], крутизна транзистора в насыщенном режиме определяется соотношением:

$$S = \frac{S^*}{1 + R_u \cdot S^*}, \quad (1.1)$$

где S^* – крутизна транзистора, не охваченного отрицательной обратной связью.

В понимании величины R_u в работах [7] и [17] обнаруживается расхождение. Так, если в [17] под величиной R_u понимается внешнее по отношению к каналу последовательное сопротивление истока, не модулирующееся напряжением на затворе, то в работе [7] R_u трактуется как последовательное сопротивление канала, зависящее от напряжения затвора и падения напряжения вдоль канала от истока до точки смыкания. Вводя определения выходного сопротивления прибора:

$$r_{\text{ВЫХ}} = \frac{dU_{\text{СИ}}}{dI_c} = \text{const} = \frac{dU_{\text{СИ}}}{dU_{\text{ЗИ}}} \cdot \frac{dU_{\text{ЗИ}}}{dI_c} \quad (1.2)$$

и коэффициента усиления по напряжению:

$$\mu = \frac{dU_{\text{СИ}}}{dU_{\text{ЗИ}}} \cdot I_c = \text{const}, \quad (1.3)$$

авторы [7] получили:

$$r_{\text{ВЫХ}} = \mu \frac{1}{S} + R_c, \quad (1.4)$$

где R_c – сопротивление в цепи стока, включенное последовательно с сопротивлением канала;

I_c – ток стока;

$U_{\text{СИ}}$ – напряжение между стоком и истоком;

$U_{\text{ЗИ}}$ – напряжение между затвором и истоком;

S – крутизна.

С возрастанием напряжения на стоке величина R_u , согласно [7], увеличивается, величина $R_u \cdot S^*$ становится намного больше единицы и, как следует из (1.1) и (1.4), выходное сопротивление прибора стремится к величине:

$$r_{\text{вых}} = \mu \cdot R_u + R_c. \quad (1.5)$$

Из этого соотношения следует, что при определении μ как константы, зависящей от электрофизических параметров прибора, выходное сопротивление определяется сопротивлением канала. В [7] было предположено, что при значительном снижении R_u по сравнению с существующими аналогами может не только повышаться крутизна транзистора S , но и существенно уменьшаться его выходное сопротивление, что, в свою очередь, должно привести к изменению вида выходных ВАХ.

На основе этих качественных положений авторами [7] была предложена конструкция транзистора с управляющим р-п-переходом, отличающаяся от ранее известных конструкций очень малым расстоянием между затвором и истоком, малыми размерами областей затвора, близких по форме к цилиндрическим, и очень низкой концентрацией примеси в канале.

Схематически конструкция прибора представлена на рисунке 1.1, а его выходные характеристики – на рисунке 1.2.

Как следует из рисунка 1.2, транзистор с этой конструкцией имеет ненасыщающиеся исходные характеристики триодного типа. Появление таких характеристик связывается с выполнением соотношения $R_u \cdot S^* < 1$ во всей рабочей области значений токов и напряжений стока [8].

По принятой к настоящему времени в литературе терминологии данный прибор является транзистором со статической индукцией (СИТ) со скрытым (захороненным) затвором. Принцип его действия сводится к следующему. При отсутствии напряжения на затворе ($U_{зи} = 0$) каналы открыты, и ВАХ транзистора близка к ВАХ полупроводникового $n^+ - n^- - n^+$ -резистора. С увеличением обратного напряжения на управляющем р⁺-п⁻-переходе ОПЗ его расширяется и перекрывает канал, вызывая отсечку тока стока.

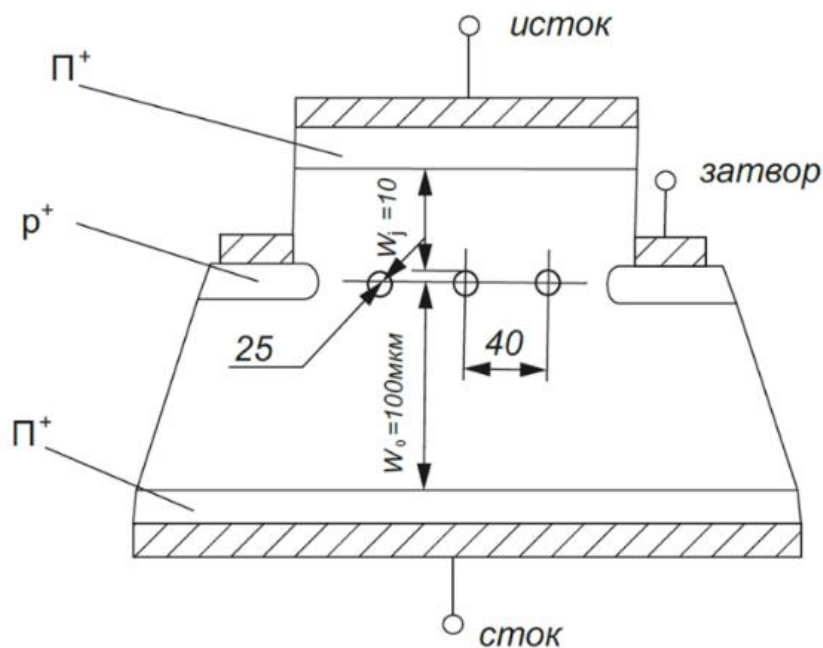


Рисунок 1.1 – Структура транзистора со статической индукцией [7]

Ввиду малой глубины отрицательной обратной связи, обусловленной малым значением $R_{и}$, прибор является плохим генератором тока и может быть заблокирован относительно невысоким потенциалом затвора при заданном $U_{си}$.

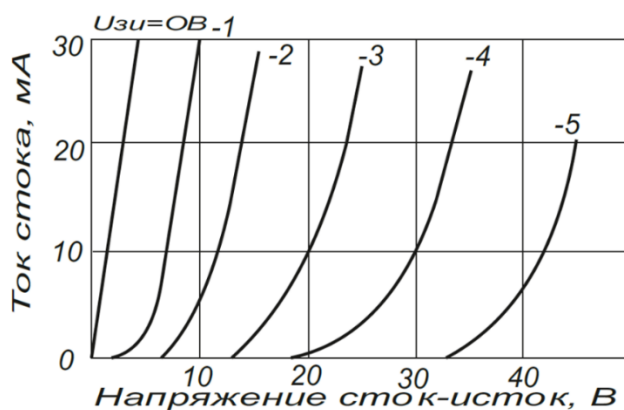


Рисунок 1.2 – Выходные ВАХ транзистора со статической индукцией [7]

Напряженность электрического поля вблизи истока p^+ -затворов на стадии блокирования оказывается направленной таким образом, что выходящие из истока электроны тормозятся и не могут преодолеть возникший потенциальный барьер. Напряженность поля в любой точке вдоль канала является векторной суммой напряженностей тормозящего поля затвора \vec{E}_1 и ускоряющего поля стока

\vec{E}_2 (исток обычно соединяется с землей). При возрастании напряжения на стоке напряженность увеличивается:

$$\Delta E_2 \approx \frac{\Delta U_{\text{си}}}{W_0}, \quad (1.6)$$

где $\Delta U_{\text{си}}$ – приращение напряжения сток-исток;

W_0 – расстояние между электронейтральной областью стока и внутренним затвором.

В нулевом приближении приращение напряженности поля затвора можно определить из соотношения [7]:

$$\Delta E_1 \approx \frac{\Delta U_{\text{зи}}}{\Delta W_3}, \quad (1.7)$$

где W_3 – расстояние между электронейтральной областью истока и внутренним затвором.

При неизменном $U_{\text{зи}}$ и возрастании $U_{\text{си}}$ \vec{E}_1 неизменен, а \vec{E}_2 увеличивается, и при выполнении условия:

$$\vec{E}_2 > \vec{E}_1 \quad (1.8)$$

ток в канале возобновляется, т.е. прибор открывается напряжением на стоке. Из соотношений (1.6)–(1.8) можно оценить коэффициент усиления по напряжению таких структур:

$$\mu = \frac{\Delta U_{\text{си}}}{\Delta U_{\text{зи}}} \approx \frac{W_0}{W_3}. \quad (1.9)$$

На основании рассмотренных механизмов включения и запираия в работе [7] предложено назвать приборы этого типа приборами со статической индукцией (от англ. Static Induction Transistor – SIT), поскольку их работа основана на эффекте статической индукции через объемно-заряженный диэлектрик.

Дальнейшие исследования выходных ВАХ, проведенные в работе [7], показали, что в области малых значений ток стока растет экспоненциально при увеличении $U_{\text{си}}$. В области больших значений токов выходные ВАХ

приближаются к линейным, что связывают с увеличением сопротивления канала и приближением произведения $R_{и} \cdot S^*$ к единице. Наконец, в области весьма больших значений токов стока, которые зачастую не достигаются в реальных приборах в допустимых рабочих режимах, эффект сужения канала вследствие омического падения напряжения на его сопротивлении становится доминирующим, и ВАХ транзистора переходят в квазипентодные подобно ВАХ полевых транзисторов с длинным каналом (рисунок 1.3а) [9]. На рисунке 1.3б приведена передаточная характеристика транзистора со статической индукцией.

Как следует из приведенного численного расчета, с ростом напряжения стока потенциальный барьер, обусловленный действием обратно смещенного р-п-перехода затвора, понижается и сдвигается в сторону истока [18]. Эффект уменьшения высоты барьера, препятствующего протеканию основных носителей заряда в канале, эквивалентен повышению прямого смещения на обычном р-п-переходе с той лишь разницей, что в СИТ проводимость обусловлена только одним типом носителей заряда. Это позволяет объяснить экспоненциальный участок на выходной и передаточной ВАХ в области малых токов, где значение высоты потенциального барьера велико. При уменьшении высоты барьера с ростом $U_{си}$ ток стока определяется главным образом сопротивлением канала. Поскольку $R_{и} \cdot I_c \leq U_{зи}$ и эффект модуляции ширины канала за счет омического падения напряжения на его сопротивлении практически отсутствует, ВАХ приближается к линейной.

Распределение потенциала по оси канала транзистора со статической индукцией показано на рисунке 1.4.

Входные статические характеристики транзисторов со статической индукцией в литературе не приводятся. Можно предположить, что это связано с отсутствием теоретических предпосылок, позволяющих ожидать появления каких-либо особенностей этих характеристик по сравнению с ВАХ обычного р-п-перехода, смещенного в обратном направлении.

О температурной зависимости тока стока СИТ можно судить по передаточной характеристике прибора, приведенной на рисунке 1.5 [19].

Температурный коэффициент тока стока в области малых токов является положительным, что хорошо коррелирует с представлениями о переносе заряда в данном режиме работы транзистора горячими носителями заряда, преодолевающего потенциальный барьер в канале. В области больших значений тока стока температурный коэффициент меняет знак, что указывает на определяющее влияние на ток стока температурной зависимости проводимости канала [9]. Последнее обстоятельство обеспечивает, в частности, эффективную работу транзисторов при параллельном включении, что позволяет создавать мощные приборы со сложной ячеистой структурой.

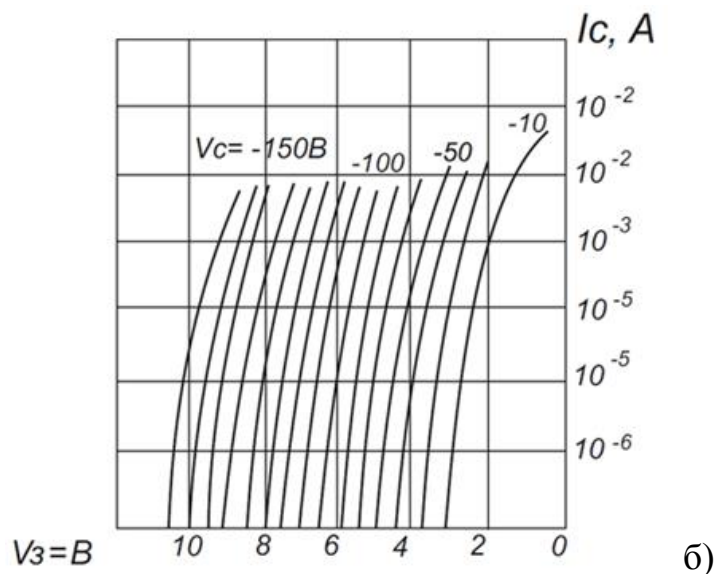
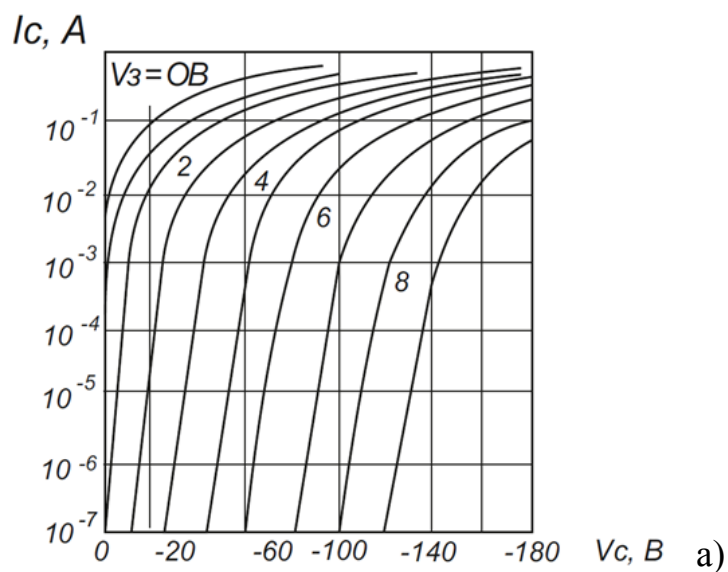


Рисунок 1.3 – Выходная (а) и передаточная (б) характеристики транзистора со статической индукцией [9]

Для качественного описания зависимости тока стока от напряжения на затворе в работе [9] предложено соотношение:

$$I_c = 1 \left(\frac{kT}{2\pi\mu^*} \right)^{1/2} \cdot n_s \cdot \exp \left[\frac{-\{\Phi' - 1(u_3 - I_c \cdot R_u)\}}{kT} \right]. \quad (1.10)$$

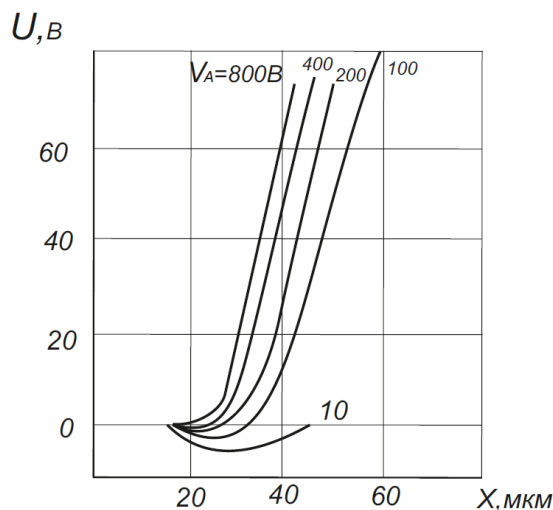


Рисунок 1.4 – Распределение потенциала по оси канала транзистора и тиристора со статической индукцией [18]

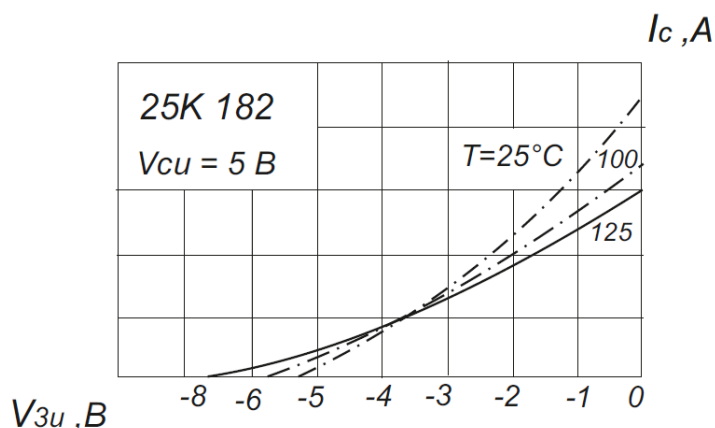


Рисунок 1.5 – Температурная зависимость тока стока СИТ [19]

К сожалению, данное выражение нельзя использовать для количественной оценки, так как в него входит ряд конструктивных параметров, определение которых крайне затруднено. Качественное описание принципов работы приборов со статической индукцией было использовано в книге [20].

Специфика ВАХ транзисторов со статической индукцией обуславливает появление ряда характерных электрических параметров, таких как коэффициент усиления по напряжению μ и коэффициент блокирования μ^* , которые можно записать как:

$$\mu = R \cdot \mu^*, \quad (1.11)$$

где R – конструктивный параметр.

Коэффициент блокирования характеризует напряжение отсечки, которое, в отличие от других типов полевых транзисторов, зависит от напряжения на стоке. Надо заметить, что до настоящего времени в литературе нет четкого разделения понятий коэффициента усиления по напряжению μ (1.3), являющегося важным параметром транзистора как усилительного прибора, и коэффициента блокирования μ^* , определяемого выражением:

$$\mu^* = \left| \frac{U_{си}}{U_{зи}} \right| I_c = \text{const} \quad (1.12)$$

и характеризующего ключевые свойства прибора.

Экспериментальные зависимости коэффициента усиления по напряжению мощного транзистора со статической индукцией, имеющего структуру кристалла со скрытым затвором, от тока стока и напряжения на стоке приведены на рисунке 1.6 [19].

Монополярный механизм переноса тока, отсутствие накопления заряда при работе во всем диапазоне токов [21] и высокая крутизна обеспечивают весьма высокие скорости переключения и рабочие частоты СИТ. Для анализа частотных свойств в литературе часто пользуются эквивалентной схемой замещения [22], которая приведена на рисунке 1.7. Участок, окруженный прерывистой линией, представляет собой внутренний транзистор без учета паразитных параметров корпуса.

Согласно эквивалентной схеме замещения (см. рисунок 1.7) максимальная частота генерации определяется выражением [22]:

$$F_{\max} = \frac{g_m}{2\pi \cdot (C_{зи} + C_{зс})}, \quad (1.13)$$

где $C_{зи}$ – емкость затвор-исток;

$C_{зс}$ – емкость затвор-сток;

g_m – крутизна характеристики внутреннего транзистора.

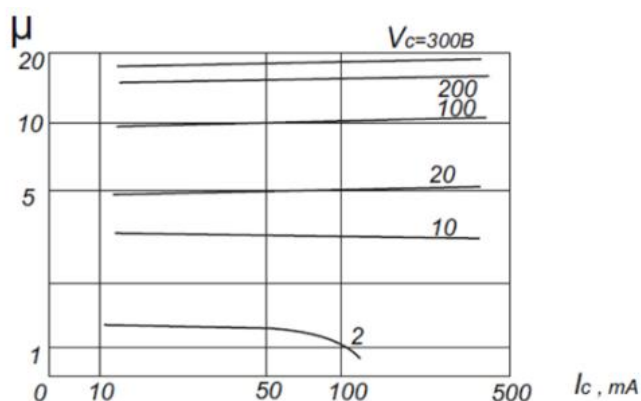
Авторы работы [22], рассматривая конструкцию транзистора с планарным затвором, считают, что внутреннее ($R_{зв}$) сопротивление затвора намного меньше

внешнего, и не принимают его во внимание. В конструкциях же со скрытым затвором оно имеет достаточно большую величину. С повышением частоты падение напряжения на нем растет, напряжение, приложенное к управляющему р-п-переходу, уменьшается, коэффициент усиления с ростом частоты падает.

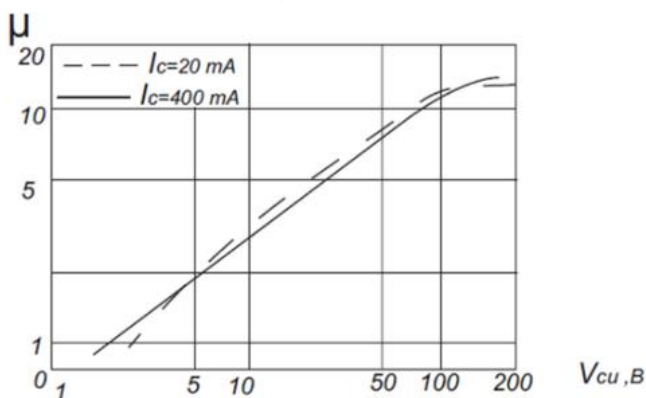
Согласно формуле (1.13) для повышения высокочастотных свойств необходимо увеличить крутизну характеристики и уменьшить емкости $C_{зи}$ и $C_{зс}$.

Процесс включения транзистора состоит из тех же основных стадий, что и процесс выключения: перезарядки емкости управляющего р-п-перехода и пролета носителей заряда от истока к стоку.

В литературе до сих пор отсутствуют данные, которые позволяли бы проводить количественную оценку влияния электрофизических и конструктивных параметров приборов со статической индукцией на времена включения и выключения. Представленная в [22] эквивалентная схема замещения дает только качественное представление об этих связях (см. рисунок 1.7).



а)



б)

Рисунок 1.6 – Зависимость коэффициента усиления по напряжению транзистора со статической индукцией от тока стока (а) и напряжения на стоке (б) [19]

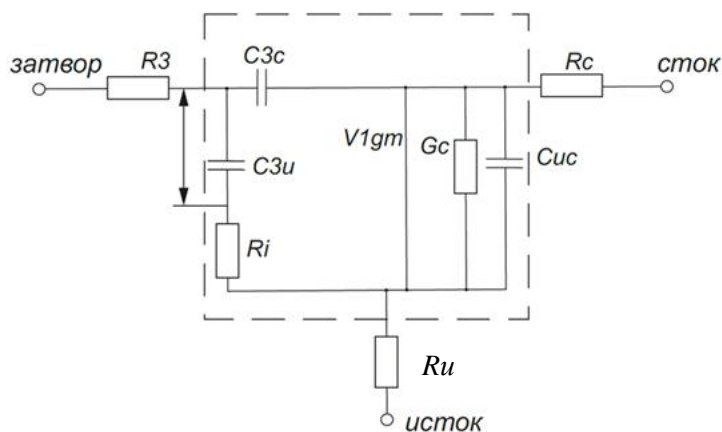


Рисунок 1.7 – Эквивалентная схема замещения транзистора со статической индукцией [22]: R_3 , R_c , R_i – сопротивление выводов корпуса

1.2 Принцип действия и основные характеристики транзистора со статической индукцией при биполярном режиме работы

Для рассмотрения физики работы транзистора со статической индукцией при переводе его в биполярный режим приведем на рисунке 1.8 поперечный разрез кристалла [23].

Работу прибора рассмотрим на примере транзистора КП926, который является первым высоковольтным прибором со статической индукцией, способным работать как в полевом, так и в биполярном режимах (разработан в ОКБ при НЭВЗ в 1990 году) [24].

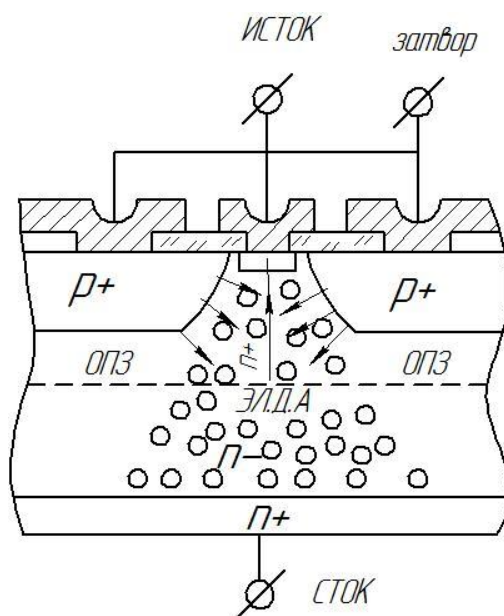


Рисунок 1.8 – Схематехнический разрез кристалла СИТ

При отсутствии напряжения на затворе транзистор может быть нормально открытым, когда расстояние между p^+ -областями велико, и нормально закрытым, когда это расстояние мало. Транзистор с нормально закрытым каналом был назван биполярным транзистором со статической индукцией (БСИТ). При подаче на затвор отрицательного напряжения у СИТ канал перекрывается ОПЗ, он переходит в закрытое состояние, а когда на затвор подается положительный потенциал, ОПЗ p - n -перехода исчезает, в канал впрыскиваются неосновные носители (дырки). В канале образуется электронно-дырочная плазма. Она снижает сопротивление канала более чем на четыре порядка из-за того, что концентрация основных носителей в эпитаксиальном слое увеличивается с $2 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ до $2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ (концентрации примеси в p^+ -источке). Увеличение в канале плотности основных носителей происходит из-за того, что из затвора в канал впрыскиваются дырки с концентрацией $5 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$, создается положительный заряд, который и вытягивает электроны из истока. Плотность электронно-дырочной плазмы под истоком составляет $2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ и снижается к стоку по экспоненциальному закону, поэтому сопротивление канала у кристалла СИТ меньше, чем у ключей на материалах SiC и GaN, на два порядка, а не на три. Для закрытия транзистора на затвор подается отрицательное напряжение. Дырки, которые находятся рядом с p^+ -областями, быстро уходят в затвор. Появляется ОПЗ. Остальные дырки рекомбинируют с электронами, летящими из истока. Так как на пути протекания тока нет ни одного p - n -перехода, то скорость выключения СИТ очень высока, а сопротивление очень мало. В БТ и IGBT из-за наличия базы, в которой процессы рассасывания неосновных носителей очень медленные, сетевые приборы имеют максимальную рабочую частоту 20 и 50 кГц соответственно [25].

На рисунке 1.9 приведены ВАХ транзистора КП926. Анализируя ВАХ, можно сделать следующие выводы:

- сопротивление кристалла транзистора действительно менее 1 мОм, так как сборочные узлы (корпус КТ-9, соединительные проволочки, подложка) имеют сопротивление порядка 21 мОм;

- коэффициент усиления по току выше, чем у биполярных транзисторов, особенно при снижении рабочего тока;

- ВАХ не имеют ярко выраженного насыщения, как у биполярных транзисторов, а имеют квазинасыщенный вид.

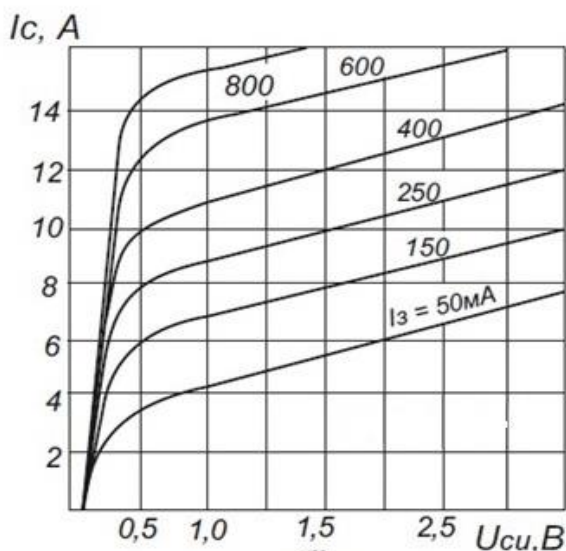


Рисунок 1.9 – Выходные характеристики СИТ КП926 [24]

Для биполярного транзистора с ростом температуры кристалла растет инжекция эмиттера, что приводит к локальному перегреву и выводу прибора из строя. СИТ-транзисторы при работе в биполярном режиме не обладают этим недостатком, поскольку работают на эффекте переноса основных носителей заряда. Подвижность основных носителей заряда в кремнии уменьшается с ростом температуры среды. Эта обратная зависимость заставляет носители двигаться медленнее по мере роста температуры кристалла. При этом сопротивление канала растет, что предотвращает концентрацию носителей вокруг горячих точек. Следовательно, в СИТ-структуре попытка образования горячих точек приводит к локальному увеличению сопротивления и заставляет носители стремиться к более холодным частям кристалла [26].

Благодаря такому распределению тока СИТ-транзистор имеет положительный температурный коэффициент сопротивления. Он означает, что работа СИТ-транзистора стабильна при колебании температуры и тем самым обеспечивается защита от перегрева и вторичного пробоя. Другим достоинством

такой характеристики является возможность параллельного сложения СИТ-транзисторов без опасения, что один прибор заберет на себя ток от других. Если один прибор начинает перегреваться, его сопротивление увеличивается, ток распределяется между другими, более холодными транзисторами [26], как показано на рисунке 1.10.



Рисунок 1.10 – Расчет теплового сопротивления в канале СИТ [26]

На рисунке 1.11 приведены экспериментальные характеристики зависимости сопротивления канала транзистора КП926 от температуры корпуса [27].

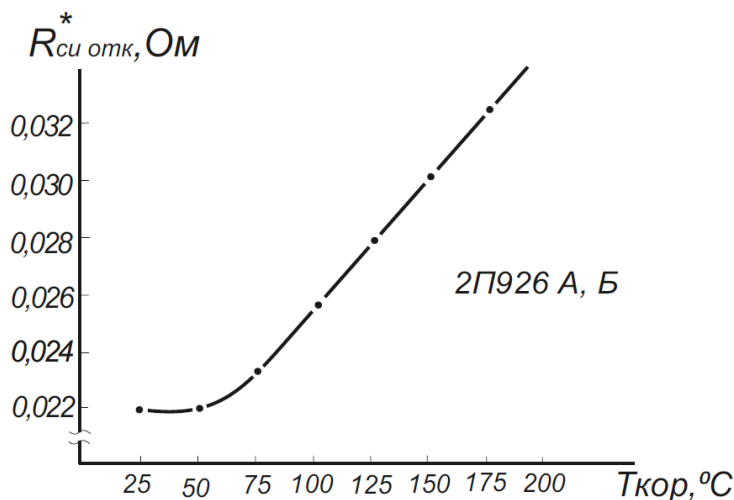


Рисунок 1.11 – Зависимость сопротивления канала в открытом состоянии в режиме $I_c = 10$ А и $I_{зи} = 1$ А от температуры в корпусе

1.3 Требования к конструкции приборов со статической индукцией

В 1970–1980 годы количество публикаций с описанием конструкций приборов со статической индукцией исчисляется несколькими сотнями. Ведущее место в этом потоке информации занимают патенты и заявки ведущих фирм Японии, США и Западной Европы. Первые варианты конструкций, ставших базовыми для приборов со статической индукцией, были представлены в работах [7, 9], анализ которых был проведен в [20]. В более поздних работах рассмотрены их модификации, связанные либо со способом формирования структуры, либо с расширением функциональных свойств, либо с улучшением отдельных электрических параметров [28–53].

Поскольку конструкции быстродействующих высоковольтных СИТ и тиристоров с электростатическим управлением различаются лишь типом проводимости подложки кристалла (тип проводимости подложки у ТЭУ противоположен типу проводимости в канале), то в литературе во многих случаях не производится деление на конструкции СИТ и конструкции ТЭУ.

По способу создания управляющей сетки СИТ можно условно разделить на три типа: с планарной, скрытой и комбинированной конструкцией затворов. Данная классификация условна, так как многообразие форм и методов изготовления областей затворов часто не позволяет отнести прибор к той или иной группе.

Конструктивные решения, известные в литературе, направлены на поиск оптимальной структуры, которая сочетала бы в себе:

- высокую эффективность воздействия управляющего напряжения на потенциальный барьер у истока;
- малые значения постоянной времени перезаряда входной емкости;
- низкое значение проходной емкости;
- высокий процент использования площади кристалла;
- простоту технологии и низкую стоимость.

1.3.1 Приборы со скрытым затвором

На рисунке 1.12 показана конструкция СИТ со скрытым затвором по данным [28,29]. Для уменьшения неравномерности смещения секции управляющего р-п-перехода на пластине формируют диффузионные области того же типа проводимости, что и затвор до смыкания с его зубцами (см. рисунок 1.12а) [30], либо вытравливают мезоструктуру (см. рисунок 1.12б) [31, 32].

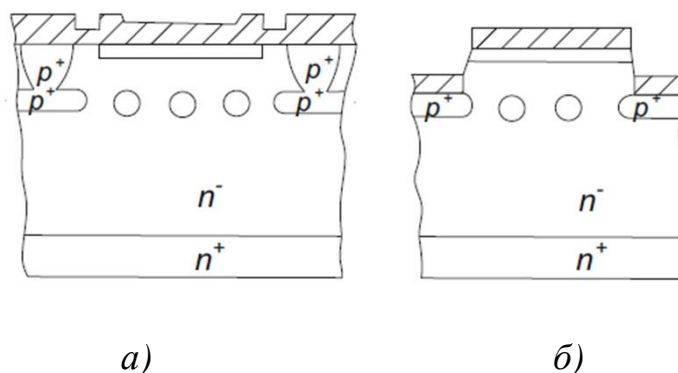


Рисунок 1.12 – Структура транзистора со статической индукцией со скрытым затвором [30–32]: а – контакт к затвору методом глубокой диффузии; б – контакт к затвору фотолитографическим методом

Данная конструкция обеспечивает относительно более высокую площадь истока и достаточно высокое пробивное напряжение затвор-исток при высоких значениях коэффициента усиления по напряжению; элементы конструкции не имеют критично малых размеров; технологический маршрут формирования конструкции содержит всего три-четыре фотолитографии, которые не требуют высокой точности совмещения, и не критичен к дефектности фотошаблонов. Наряду с достоинствами данная конструкция имеет и существенные недостатки: высокое сопротивление растеканию областей затвора из-за малой площади их поперечного сечения и небольшой концентрации примеси ($<10^{19}$ см $^{-3}$); высокое сопротивление затвора ограничивает быстродействие и частотные свойства прибора, поэтому транзисторы на базе данной конструкции способны работать только в диапазоне невысоких частот ($f < 1$ кГц); высокое распределенное

сопротивление элементов сетки затвора приводит к неравномерному по площади распределению тока в структуре на этапах переключения, к локализации выделяемой в приборе мощности и локальному перегреву кристалла.

Все это снижает величину импульсного тока стока транзистора. Стремление уменьшить длину зубцов затвора влечет за собой введение в структуру дополнительных поперечных р-областей затвора, что неизбежно снижает коэффициент использования площади кристалла.

Повышение концентрации примеси в затворе вызывает автолегирование ее в область канала при выращивании второго эпитаксиального слоя и тем самым не позволяет точно выдерживать конструктивные параметры. Это приводит к резкому снижению процента выхода годных приборов по кристаллу.

Оригинальный способ изготовления ТЭУ со скрытым затвором описан в [33]. Перед операцией эпитаксиального наращивания базового слоя на сформированные области затворов напыляют металл, который при последующих высокотемпературных операциях превращается, по сути, в металлическую проволоку внутри зубца затвора. Однако этот метод снижения сопротивления затвора значительно усложняет технологию и является непроизводительным для серийного производства приборов.

1.3.2 Приборы с планарной конструкцией затвора

Конструкция СИТ с планарным затвором, приведенная на рисунке 1.13 [34–37], при современной технологической базе позволяет более точно формировать параметры элементов конструкции и обеспечивает высокий выход годных приборов по кристаллу; позволяет существенно уменьшить сопротивление затвора путем его металлизации и улучшить частотные свойства прибора, повысить однородность распределения тока в структуре при переключении, улучшить нагрузочную способность и надежность.

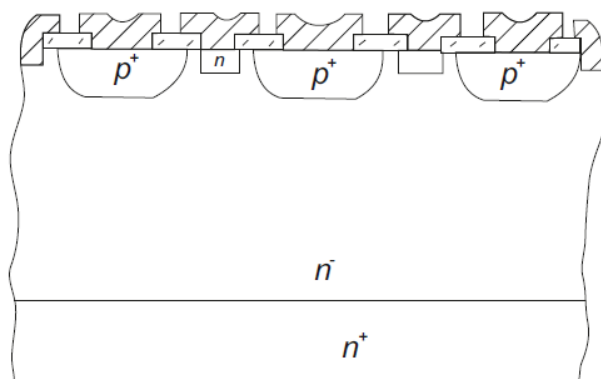


Рисунок 1.13 – Структура транзистора со статической индукцией с планарным затвором [9, 34]

Первым недостатком данной конструкции является относительно малая площадь кристалла, занимаемая истоком, и сложность формирования между областями затвора, находящимися друг от друга на небольшом расстоянии, низкоомных n^+ -областей истока. Это значительно усложняет получение необходимого значения пробивного напряжения затвор-исток при высоком значении коэффициента усиления по напряжению. Еще два негативных момента – большее количество фотолитографий (более пяти) при формировании структуры кристалла, чем в приборах со скрытым затвором, и высокие требования к их совмещению. Второй недостаток – невозможность создавать приборы на высокие рабочие напряжения с большими значениями коэффициента усиления по напряжению, а третий – увеличение трудоемкости изготовления кристалла.

С целью увеличения общей площади, занимаемой истоком, и уменьшения сопротивления областей затвора последние формируют при помощи селективного или плазмохимического травления, заполнения канавки материалом полупроводника с противоположным по отношению к каналу типом проводимости либо путем проведения диффузии примеси в дно и стенки канавки, как показано на рисунке 1.14 [38–43]. Форма канавок может быть прямоугольной [42, 43], трапециевидной [44] или треугольной [45] (рисунок 1.15).

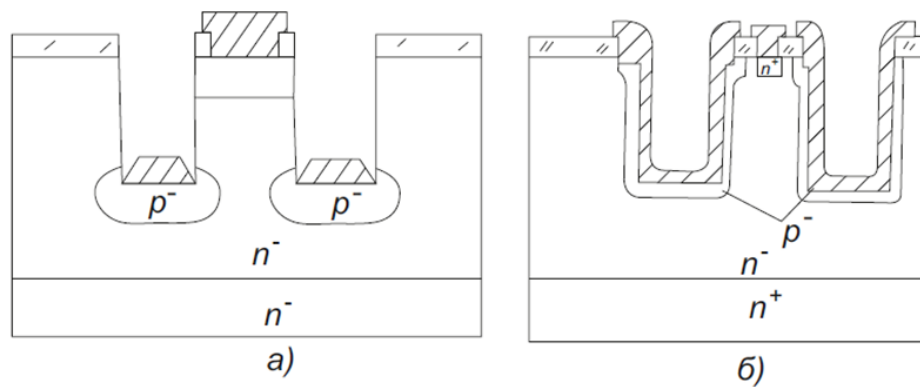


Рисунок 1.14 – Структура транзистора со статической индукцией при диффузии примеси: а – в дно; б – в стенки канала [38–41]

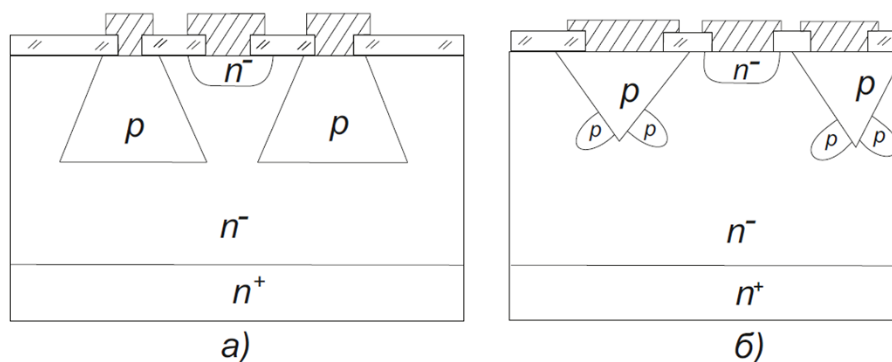


Рисунок 1.15 – Структура транзистора со статической индукцией с трапециевидной (а) [44] и треугольной (б) [45] формой канавки

1.3.3 Приборы с комбинированным затвором

Приборы с комбинированным затвором, показанные на рисунке 1.16, занимают промежуточное положение между рассмотренными выше двумя конструкциями, вследствие этого им присущи их достоинства и недостатки: эффективное блокирование и металлизация затвора, с одной стороны, и уменьшение площади истока – с другой [46, 47]. Некоторое увеличение площади истока может быть достигнуто при проведении радиационно-стимулированной диффузии примеси до смыкания со скрытым слоем (рисунок 1.17) [50].

Эффективного смыкания ОПЗ управляющего р-п-перехода и повышения рабочих напряжений добиваются путем снижения концентрации примеси в канале. Однако это неизбежно приводит к росту сопротивления канала и остаточного напряжения [51].

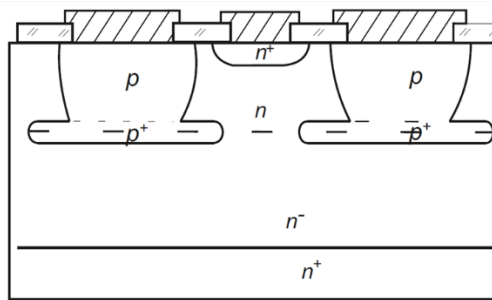


Рисунок 1.16 – Структура транзистора со статической индукцией с комбинированным затвором [46]

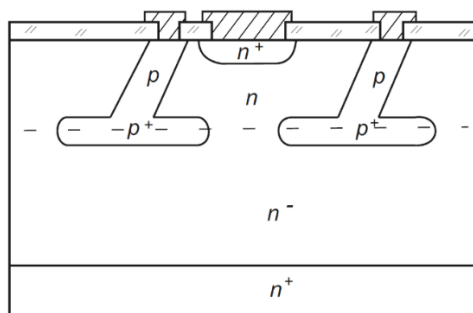


Рисунок 1.17 – Структура транзистора со статической индукцией с комбинированным затвором [50]

Увеличение сопротивления прибора в открытом состоянии связано и с уменьшением ширины канала, т.е. расстояния между затворами. Для решения этой проблемы некоторые авторы предлагают создание многослойных областей канала с различным удельным сопротивлением [52, 53]. Формирование таких областей осуществляется либо радиационной обработкой, либо многоэтапным эпитаксиальным наращиванием. При этом пленка, выходящая на поверхность, легируется, как правило, более слабо.

1.4 Конструкция серийных приборов

Из большого количества вариантов конструкций СИТ применение в серийном производстве нашли всего несколько. Транзисторы, предназначенные для работы в усилителях мощности низкой частоты, такие как 2SKI80, 2SKI81, 2SKI83 [54, 55], разработаны на базе конструкции со скрытым затвором (см. рисунок 1.12). Транзисторы, предназначенные для работы на высоких частотах, в основном выполнены с использованием планарной конструкции,

приведенной на рисунке 1.13. На ее базе разработаны транзисторы MF-174, MF-175 с выходной мощностью 100 Вт на частотах 100 МГц и 1 ГГц [56–59]. Надо отметить, что известные серийные транзисторы с планарным затвором, обладающие высоким быстродействием, имеют невысокие рабочие напряжения (около 100 В) и большое сопротивление канала (5–10 Ом) [59], поэтому их использование в качестве мощных быстродействующих ключей неэффективно. Однако высокое быстродействие СИТ с планарным затвором, судя по [59], заставляет конструкторов и технологов вести поиск таких оптимальных форм областей затвора планарного типа и технологических приемов их формирования, которые позволили бы исключить присущие данному варианту недостатки. Интерес к данному конструктивному варианту усиливается тем обстоятельством, что СИТ в силу малого сопротивления в цепи затвора способен работать при прямом смещении управляющего р-n-перехода [60, 61]. При этом его выходное сопротивление уменьшается почти на три порядка.

1.5 Технология приборов со статической индукцией

На первых этапах развития приборов со статической индукцией, как уже отмечалось, исследовались конструкции транзисторов со скрытым затвором. Успехи по их созданию неразрывно связаны со становлением технологии выращивания высокочистых эпитаксиальных пленок (с концентрацией примеси порядка $1 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$); технологии диффузии в кремний примеси с высокой концентрацией ($1 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$) и последующим низкотемпературным эпитаксиальным наращиванием пленки кремния с низкой концентрацией примеси (порядка $1 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$); технологии выращивания кристаллов с малой плотностью дефектов на большой площади; технологии формирования области скрытого р⁺-затвора с малым шагом структуры; микрообработки периферии кристалла и сверхчистой пассивации поверхности [19]. На рисунке 1.18 приведена технологическая схема формирования такой конструкции, которая нашла наиболее широкое применение [19].

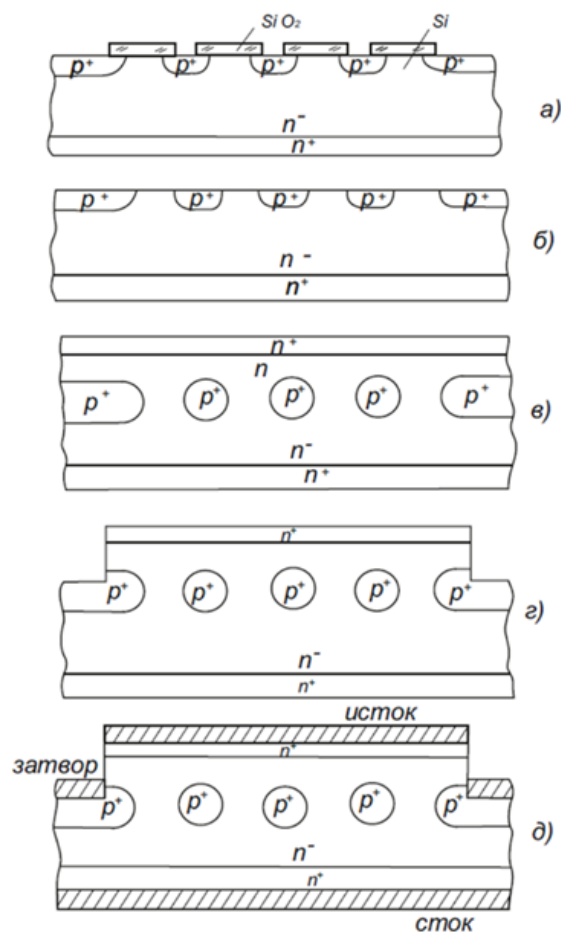


Рисунок 1.18 – Технологическая схема формирования структуры кристалла СИТ со скрытым затвором [9]: а – легирование области затвора примесью р-типа проводимости; б – удаление маскирующего слоя SiO_2 ; в – второе эпитаксиальное наращивание и формирование области истока; г – вскрытие окон к затвору; д – металлизация электродов

К недостаткам данной технологии следует отнести противоречивость двух требований: с одной стороны, для формирования конструктивных параметров с малыми разбросами и второе эпитаксиальное наращивание пленки n^- -слоя должно проводиться при как можно более низкой температуре, с другой – снижение температуры приводит к увеличению роста дефектов в эпитаксиальном слое и ухудшению качества р-п-перехода. Это противоречие не позволяет в серийном производстве получать стабильно высокий выход годных приборов по кристаллу. Технология не обеспечивает формирование области затвора с низким сопротивлением и, соответственно, структуры с высоким быстродействием. Поиски путей повышения быстродействия СИТ привели к разработке структур с

планарным затвором, поверхность которого можно металлизировать. Это потребовало создания технологических схем формирования области истока между областями затвора, которые расположены на малых расстояниях друг от друга (2–4 мкм). Было предложено несколько вариантов технологических схем формирования таких структур, основанных на принципах самосовмещения областей истока и затвора [9, 35, 62–63]. На рисунках 1.19–1.21 приведены технологические схемы, наиболее часто применяемые при разработке СВЧ-приборов. Главным достоинством этих методов является возможность получения узкого истока (шириной менее 2 мкм) без фотолитографических приемов и расположение его точно по середине канала. Приборы такой конструкции имеют напряжение пробоя участка затвор-исток порядка 20–30 В и коэффициент усиления по напряжению до 5.

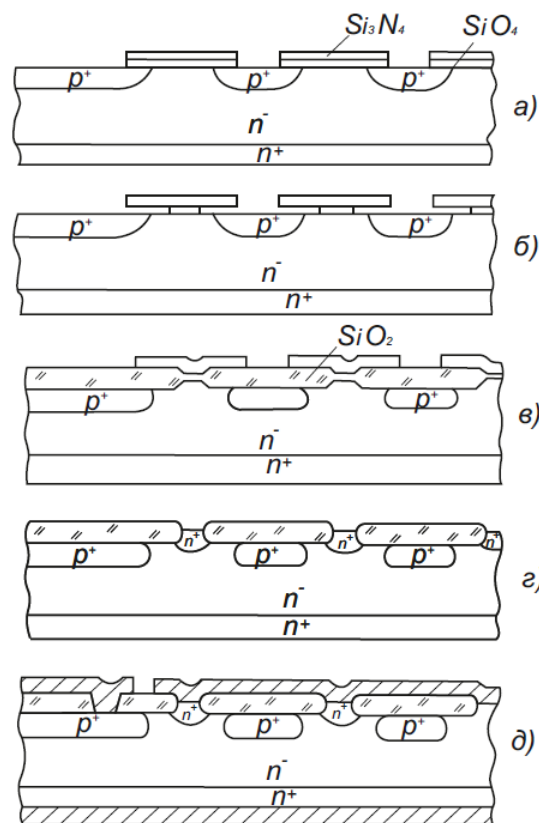


Рисунок 1.19 – Технологическая схема формирования структуры кристалла СИТ с подзатвором SiO_2 под маской Si_3N_4 и локальным окислением [7]: а – области затвора, легированные примесью р-типа; б – подзатворное окисление SiO_2 под маской Si_3N_4 ; в – окисление открытых участков; г – снятие слоя Si_3N_4 и формирование области истока; д – металлизация электродов

Особенность этих методов состоит в том, что повышение напряжения пробоя затвор-исток возможно только за счет увеличения шага структуры, но при этом растет ширина канала и резко уменьшается коэффициент усиления по напряжению. Поэтому известные технологические приемы формирования структур с планарным затвором, судя по литературе, позволяют создавать приборы с невысоким рабочим напряжением сток-исток (порядка 100 В). Причем для этих приборов характерны малые площади кристалла, мелкие диффузионные слои (1–2 мкм) и невысокие коэффициенты усиления по напряжению.

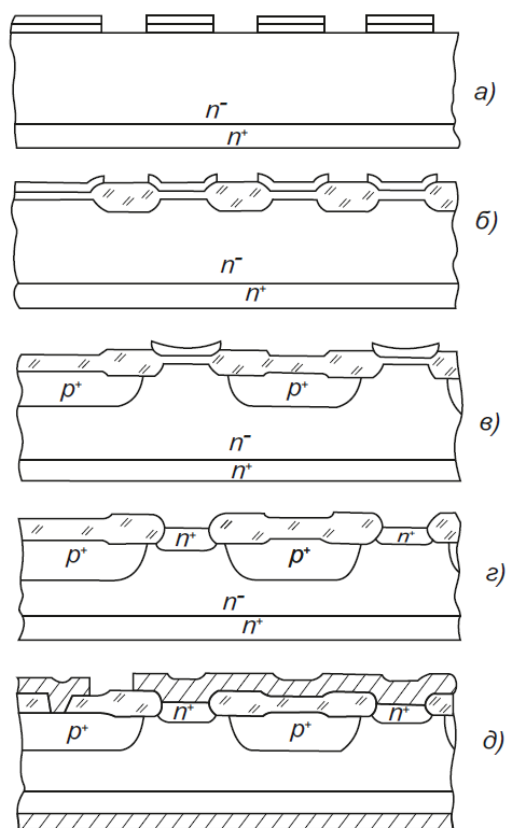


Рисунок 1.20 – Технологическая схема формирования структуры кристалла СИТ методом «жесткой» маски [62]: а – вскрытие окон под локальное окисление; б – локальное окисление; в – формирование области затвора; г – формирование области истока; д – металлизация электродов

В 1980-е годы автором данной работы была разработана технология, позволяющая производить высоковольтные транзисторы со статической индукцией с планарным затвором [64–67], что привело к созданию целой серии таких приборов с нормально открытым каналом (СИТ – КП801, КП802, КП926 и

др.) и нормально закрытым каналом (БСИТ – КТ942, КТ9154 и др.), способных работать как в полевом, так и в биполярном режимах [24, 68].

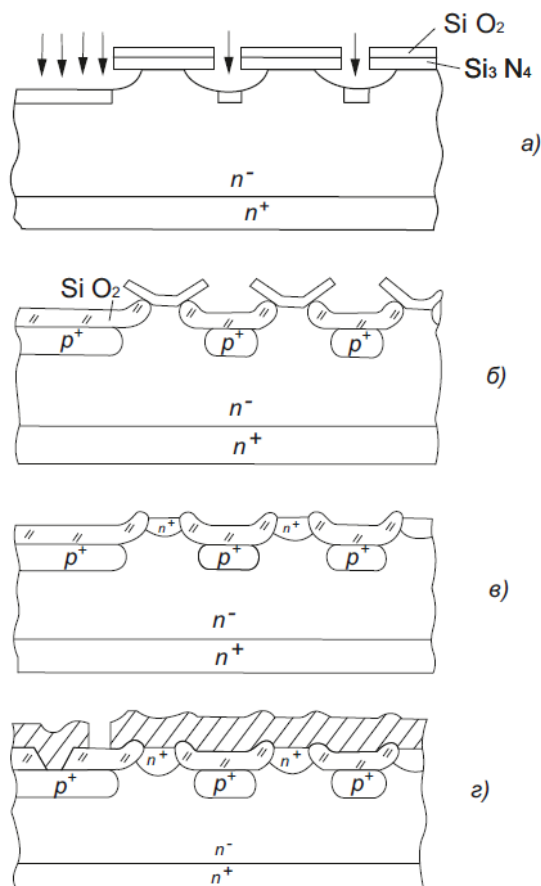


Рисунок 1.21 – Технологическая схема формирования структуры кристалла СИТ методом ионной имплантации [35]: а – формирование мезоканавки и ионная имплантация примеси; б – локальное окисление; в – удаление тонкого слоя SiO_2 и формирование области истока; г – металлизация электродов

По сравнению с биполярными транзисторами, СИТ имеют всегда меньшее сопротивление в открытом состоянии, так как у СИТ плотность тока в канале выше из-за отсутствия базы. В СИТ модуляция канала неосновными носителями происходит из затвора, и при выключении они вытягиваются в затвор полем (у БТ они долго рекомбинируют в базе), поэтому его быстродействие гораздо выше, чем у БТ. У транзистора КТ854, который близок по рабочему току и напряжению к КП926, максимальная рабочая частота 20 кГц, а КП926 способен работать на частоте до 1 МГц. Коэффициент усиления по току у КП926 выше, чем у КТ854, особенно при уменьшении рабочего тока. Полевой МОП-транзистор, близкий к

КП926 по рабочему напряжению и максимальному току, это транзистор КП707. Из-за тонкого подзатворного диэлектрика входная емкость КП707 высокая, поэтому по быстродействию КП926 не уступает КП707, несмотря на то, что у КП707 перенос тока монополярный. Сопротивление канала в открытом состоянии у транзистора КП707 более 1 Ом, а у КП926 – 0,022 Ом в корпусе КТ-9, а кристалл имеет менее 1 мОм. Можно сказать, что в конце 1980-х – начале 1990-х годов появился новый класс ключевых приборов – транзисторы со статической индукцией, которые значительно превосходили по основным параметрам БТ и МОП-транзисторы.

1.6 Физико-математические модели транзисторов со статической индукцией для полевого режима работы

Теоретическому анализу физических процессов в приборах со статической индукцией и разработке моделей, устанавливающих связь конструктивных и электрофизических параметров структуры с ее электрическими характеристиками, посвящено относительно небольшое количество работ. При этом в большинстве из них основное внимание уделено только стационарным процессам.

Для разработки физико-математической модели, адекватно описывающей процессы токопереноса в структуре прибора, требуется математически сложный количественный анализ в простейшем случае двухмерной картины распределения электрического поля, потенциала и плотности тока в областях прибора, имеющих довольно сложную форму. Усугубляет трудность создания физико-математической модели СИТ и нелинейная зависимость электрофизических параметров материала областей структуры от электрических режимов на электродах прибора. Это относится, в частности, к зависимости подвижности основных носителей заряда в канале структуры от напряженности электрического поля в нем и температуры.

Таким образом, количественный анализ работы СИТ должен базироваться на решении системы уравнений, описывающих процессы переноса тока в

полупроводнике как минимум в двумерном приближении. Такой расчет для освещения механизма работы СИТ со скрытым затвором был проведен в [69, 70], в которых главным образом рассмотрена связь протяженности и формы канала со статическими характеристиками, а также распределение носителей заряда в канале. Основные же параметры СИТ в этих работах изучены, как отмечается в [71], недостаточно полно.

Менее точные, но более удобные для применения аналитические методы расчета параметров СИТ представлены в работах [71, 72]. В первой из них предложена линейная структурная модель СИТ для рассмотрения явлений протекания тока в канале. На ее основе в аналитической форме определены ВАХ СИТ. Установлено, что дифференциальное сопротивление стока пропорционально квадрату толщины эпитаксиального слоя, что несколько отличается от экспериментальных данных, показывающих пропорциональность $3/2$. Установлено, что при условии перекрытия канала встроенным потенциалом, возникающим при формировании управляющего р-n-перехода, крутизна характеристики пропорциональна корню квадратному из концентрации примеси в подложке.

Рассмотрим основные положения работы [71]. Модель структуры прибора, принятая в расчетах, представлена на рисунке 1.22. Распределение потенциала, данное авторами на основе качественных соображений, показано на рисунке 1.23. Считается, что ток концентрируется в центре канала и его плотность в каждой точке канала одинакова.

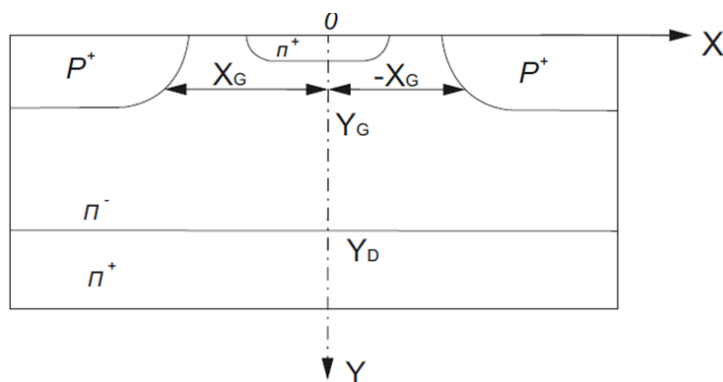


Рисунок 1.22 – Структура прибора для расчета ВАХ с помощью перекрестной модели [71]

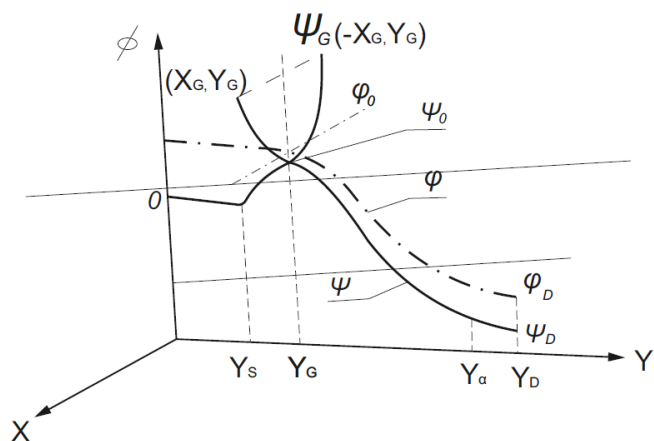


Рисунок 1.23 – Распределение потенциала вдоль оси канала прибора, принимаемое при расчетах при перекрестной модели [71]

В основу анализа положены уравнения:

$$n = n_i \exp \left[\frac{(\Psi - \varphi)}{\varphi_T} \right]; \quad (1.14)$$

$$J = -e \mathcal{M}_0 \cdot n \cdot \frac{d\varphi}{d\Psi}; \quad (1.15)$$

$$\Delta\Psi = -\varepsilon/\varepsilon(N_0 - n), \quad (1.16)$$

где n – концентрация электронов;

Ψ – электрический потенциал;

φ – квазипотенциал Ферми для электронов;

φ_T – температурный потенциал;

e – заряд электрона;

\mathcal{M}_0 – подвижность электронов;

n_i – собственная концентрация электронов;

ε – диэлектрическая проницаемость;

N_0 – концентрация ионизированных атомов легирующей примеси в области базы.

Основные допущения, принятые при расчетах, сводятся к следующему:

- скорость движения носителей заряда в канале на участке ускоряющего поля равна скорости насыщения V_s ;
- обедненный слой имеет резкие границы и простирается от Y_s до Y_d ;

- в электронейтральных областях базы концентрация электронов постоянна и равна N_0 ;
- силовые линии электрического поля, образовавшегося под действием зарядов, представляются в виде пересекающихся прямых линий;
- положение максимума потенциального барьера Y_G в канале зависит только от конструктивных параметров и не меняется при изменении потенциалов на внешних электродах и величины тока;
- слой ОПЗ не достигает области истока.

Используя далее в качестве граничных условий для решения уравнения Пуассона равенство:

$$\frac{d\Psi}{dY} \cdot Y = Y_{s1} \cdot Y_d = -\frac{I}{eM_0N_0} \text{ при } Y = Y_s \text{ и } Y = Y_d \quad (1.17)$$

для случая, когда $Y_d < Y_D$ и равенство:

$$\frac{d\Psi}{dY} = 0 \text{ при } Y_d = Y_D$$

(здесь Y_s и Y_d – координаты истока и стока), путем несложных вычислений можно получить значение потенциала в точке $Y = Y_G$ относительно истока ($\Psi = 0$), стока ($\Psi = \Psi_D$) и затвора ($\Psi = \Psi_G$). Потенциал находится из уравнений (1.14) и (1.15) без решения уравнения Пуассона. Исключая затем Ψ_0 , авторы приходят к выражениям для расчета напряжения сток-исток при заданной плотности тока I и напряжения на затворе.

Если ОПЗ не достигает n^+ слоя стока, то

$$U_D = \Phi_1 + E_1 \cdot Y_D + E_2 Y_2 + Q_1 \cdot Y_1^2. \quad (1.18)$$

В противном случае

$$U_D = \Phi_1 + E_1 \cdot Y_D + E_D(Y_D - Y_G) + Q_1 \cdot (Y_D - Y_G)^2, \quad (1.19)$$

$$\text{где } \Phi_1 = \varphi_T \ln \frac{N_G}{N_0} = \varphi_T \ln \frac{I}{eN_0V_s}, \quad (1.20)$$

$$E_1 = \frac{I}{e\mu_0 N_0}, E_2 = \frac{I}{e\mu_0} \cdot \left(\frac{1}{N_G} - \frac{1}{N_0} \right), \quad (1.21)$$

$$Q_1 = 1/2 \cdot 1/3(N_0 - N_G) = \frac{1}{2E} (N_0 - \frac{1}{eV_s}), \quad (1.22)$$

$$Y_1 = Y_d - Y_G = \frac{E_1 Y_G + E_2 Y_2 + \Phi_1 - Y_G + \Psi_B \Phi_2}{2Q_1 X_G}, \quad (1.23)$$

$$Y_2 = Y_G - Y_S = \frac{-E_2 + \sqrt{E_2^2 - 4Q_1 \cdot \Phi_1}}{4Q_1}, \quad (1.24)$$

$$\Phi_2 = 1/2 \cdot e/\varepsilon \cdot N_0 \cdot X_G^2, \quad (1.25)$$

$$E_D = 2Q_1(Y_1 - Y_d + Y_G), \quad (1.26)$$

V_s – скорость насыщения электронов.

На основе уравнений (1.18) и (1.19) можно описать семейство выходных ВАХ транзистора, если известно положение точки максимума потенциального барьера в канале ($X_G - Y_G$).

Определение этих координат является наиболее узким местом перекрестной модели, определяющим ее качественный характер. Физически ясно, что величины X_G и Y_G зависят от конкретной формы структуры СИТ и ее конструктивных параметров. В то же время количественную характеристику этой связи модель не устанавливает, поэтому применять ее для количественных оценок нельзя. По заключению автора работы [71], она может служить лишь для качественного анализа влияния конструктивных характеристик структуры на форму ее ВАХ и электрические параметры. При сравнении теоретических и экспериментальных данных, полученных в [71] для структур с планарным затвором, величина X_G выбиралась исходя из известных величин глубины залегания управляющего р-п-перехода и п⁺-п-перехода истока. Значение Y_G вычислялось из условия согласования коэффициента усиления по напряжению, теоретически определяемого по формуле:

$$\mu = \frac{Y_D - Y_G}{X_G}, \quad (1.27)$$

с экспериментальной величиной μ .

При этом было получено хорошее соответствие между расчетными и экспериментальными характеристиками, что иллюстрируется на рисунке 1.24. Точка согласования μ отмечена на рисунке треугольником.

Используя уравнения ВАХ (1.18) и (1.19), авторы получили связь дифференциальных параметров транзистора: крутизны g_m , выходной проводимости R_D и коэффициента усиления μ , связанных между собой соотношением:

$$g_m = \mu / R_D, \quad (1.28)$$

с параметрами моделей и провели качественное сравнение с экспериментальными данными.

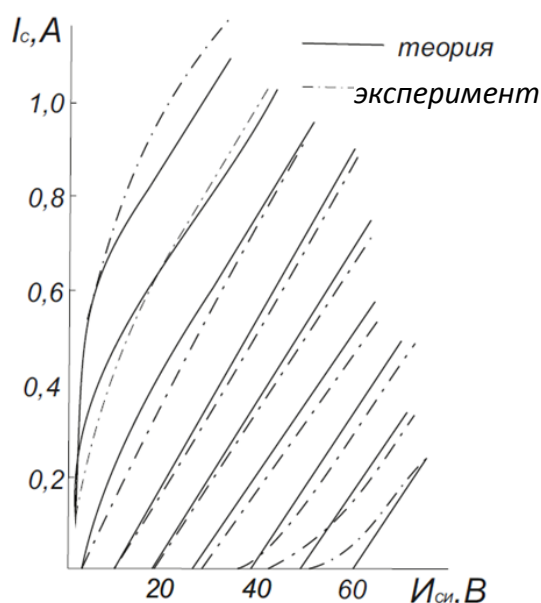


Рисунок 1.24 – Выходные вольт-амперные характеристики СИТ по [71] (сравнение теоретических характеристик с экспериментальными)

Более строгий расчет распределения потенциала в канале структуры со статической индукцией и теоретический анализ влияния на него параметров структуры проведен в работе [72]. Рассматривалась структура тиристора (рисунок 1.25) с планарной конструкцией затвора, сформированного мелким управляющим р-п-переходом, названного в работе поверхностным затвором. Идеализированная модель, принятая для расчета, показана на рисунке 1.26. Считалось, что ширина изолирующего промежутка между затвором и катодом много меньше размеров остальных элементов.

Анализ электрических полей проводился для заблокированного состояния, поэтому зарядом подвижных носителей авторы пренебрегали, как и глубиной проникновения поля в р⁺-слой затвора и контактной разностью потенциала р-п-переходов. Внешние границы ОПЗ полагались параллельными. В указанных допущениях задача описывается двумерным уравнением Пуассона

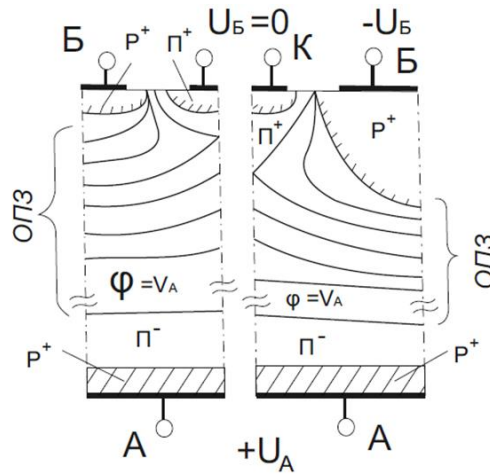


Рисунок 1.25 – Структура тиристора с планарной конструкцией затвора [72]

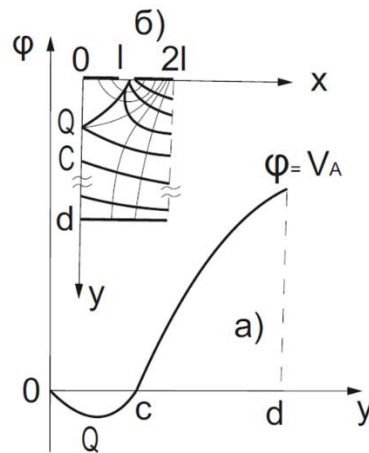


Рисунок 1.26 – Идеализированная модель, принятая для расчета в [72]

$$\nabla^2 \varphi = \frac{eN_g}{\varepsilon\varepsilon_0} \quad (1.29)$$

с граничными условиями:

$$\frac{\varphi}{y} = 0 = \left. \begin{array}{l} 0 \text{ при } 0 < x < l \\ -U_B \text{ при } l < x < 2l \end{array} \right\} \quad (1.30)$$

$$\left. \begin{array}{l} \varphi/y = d = U_A \\ \varphi'_{x/x} = 0 = \varphi/x = 2l = 0 \end{array} \right\} \quad (1.31)$$

Используя методы теории конформных отображений, авторы получают выражение для $\varphi(x, y, I_a, I_B)$, описывающие картину распределения потенциала в прямоугольнике $0 < x < 2l, 0 < y < d$:

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2, \quad (1.32)$$

$$\text{где } \varphi_1 = \frac{U_B}{2} \left(\pi^{-1} \cdot \operatorname{arctg} \frac{2f_1}{f_1^2 + f_2^2 - 1} + \frac{y}{d} - 1 \right); \quad (1.33)$$

$$\varphi_2 = \frac{U_A \cdot y}{d} - \frac{BNd}{2} (y^2 - y_d); \quad (1.34)$$

$$f_1(x, y) = \frac{C_n(X_1'k) d_n(X_1'k) \operatorname{tn}(y_1'k)}{1 + k^2 S_n^2(X_1'k) \operatorname{tn}^2(y_2'k)}, \quad (1.35)$$

$$f_2(x, y) = \frac{S_n(X_1'k) d_n(y_1'k)}{C_n^2(y_1'k) [1 + k^2 S_n^2(X_1'k) \operatorname{tn}^2(y_1'k)]}; \quad (1.36)$$

Здесь $S_n(\xi, k), C_n(\xi, k), d_n(\xi, k), \operatorname{tn}(\xi, k)$ – эллиптические функции Якоби; $k, k' = \sqrt{1 - k^2}$ – основной и дополнительный модули эллиптических функций; $x' = K \frac{(k)x}{l_1 y'} = K(K)y/d$ – нормированные координаты; K – полный нормальный эллиптический интеграл Лежандра первого рода; $B = \frac{|l|}{\varepsilon_0 \varepsilon}$.

Модуль K находится из трансцендентного уравнения:

$$\frac{K(\sqrt{1-K^2})}{K(k)} = \frac{d}{l}. \quad (1.37)$$

На основании найденного закона $\varphi(x, y)$ авторы [72] определяют один из основных параметров приборов со статической индукцией – коэффициент запираения. В качестве критерия запираения принимаются условия равенства нулю нормальной компоненты поля у истока в центре канала:

$$E_N \Big|_{y=0} = - \frac{d\varphi}{dy} \Big|_{y=0} > 0. \quad (1.38)$$

Вычисляя $\frac{d\varphi}{dy}$ в точке $x = 0, y = 0$, авторы приходят к следующей формулировке условия запираения:

$$|E_1| \geq |E_2|, \quad (1.39)$$

$$\text{где } E_1 = \left[\frac{K(k')}{\pi} - 1/2 \right] \cdot \frac{U_B}{2} = g \frac{U_B}{d} \quad (1.40)$$

– нормальная компонента противопололя, препятствующая инжекции из n^+ -катода (истока) в центре канала;

$$E_2 = \left[\frac{U_A}{d} + \frac{B N_d d}{2} \right] \quad (1.41)$$

– нормальная компонента поля, создаваемого анодным смещением, индуцирующим инжекцию электронов;

$$g = \frac{K(k')}{\pi} - 1/2. \quad (1.42)$$

При $\frac{d}{l} > 2/3$

$$g \cong \frac{1}{2} \left(\frac{d}{l} - 1 \right). \quad (1.43)$$

Из (1.39)–(1.43) следует:

$$\mu^* = \frac{U_A}{U_B} = g \cdot \frac{1}{1 + \frac{B N_d d^2}{2 U_A}}, \quad (1.44)$$

$$\text{где } d = d_0 \sqrt{1 + \frac{U_B}{2 U_A} (1 - 2\pi^{-1} K'(K) \cdot K)}; \quad (1.45)$$

$d_0 = \left(\frac{2 U_A}{B N_d} \right)^{1/2}$ – ширина ОПЗ плоского резкого p-n-перехода.

Для практически интересных случаев $\mu^* \gg 1$, когда $U_A \gg U_B$ и $U_A \gg B N_d l^2$, величина d с высокой степенью точности равна d_0 , коэффициент g определяется (1.43), а значение μ^* описывается простым соотношением:

$$\mu^* \simeq \frac{1}{4} \cdot \frac{d_0}{\varepsilon}. \quad (1.46)$$

Следует отметить, что структурно формулы для μ^* , полученные в работах [71] и [72], полностью совпадают, отличаясь только коэффициентами. Для структуры СИТ, работающей в режиме ограничения ОПЗ n^+ -слоем стока, когда дифференциальный коэффициент усиления μ становится равным коэффициенту блокирования μ^* , величины $\mu = \mu^*$, по данным этих источников, прямо пропорциональны отношению толщины высокоомной базы к ширине канала (если под шириной канала структуры с поверхностным затвором (см. рисунок 1.25) понимать ширину истоковой области).

В режиме свободно расширяющейся границы ОПЗ результаты работ [71] и [72] дают одинаковую функциональную зависимость μ^* как от напряжения на стоке ($-\mu^* \simeq U_c^{1/2}$), так и от концентрации примеси в базе ($-\mu^* \simeq N^{1/2}$). Дать оценку количественного соответствия теоретических выводов работы [72] по коэффициенту μ^* экспериментальными результатами в настоящее время не представляется возможным ввиду отсутствия как в работе [72], так и в известной нам литературе данных по исследованию структур подобного типа.

Оригинальный подход к анализу коэффициента блокирования СИТ представлен в работе [73], где классическая теория вакуумных ламп была приложена к полупроводниковому материалу и на этой основе сделан анализ μ^* для СИТ-структур со скрытым, планарным затвором и затвором с вертикальными стенками.

Суть подхода состоит в следующем. С помощью функции

$$Z = \frac{\rho}{2\pi} L_n \cdot W, \quad (1.47)$$

где $Z = x + jy$; $w = r \cdot l^{j\theta}$; $r = l^{\frac{2\pi x}{\rho}}$; $\theta = \frac{2\pi y}{\rho}$,

СИТ-структура с открытым затвором (рисунок 1.27а) после конформного преобразования в W -пространстве преобразуется в цилиндрическую (рисунок 1.27б). При этом в W -пространстве положения истока и стока задаются окружностью с радиусом $r_s = l^{-2\pi} \cdot \frac{dg_s}{\rho}$ и $r_l = l^{2\pi} \cdot \frac{dyd}{\rho}$ соответственно, центры цилиндров затвора расположены на прямой $Vg = 1$, а их края находятся на оси И в точках $l^{-2\pi} \cdot \frac{rg}{\rho}$ и $l^{2\pi} \cdot \frac{rg}{\rho}$.

Для структур, параметры которых удовлетворяют условиям $d_{gs} \cong \rho$; $2\pi r_g \ll \rho$ и $d_g d \geq \rho$, затвор и исток сжимаются в точки с координатами ($V = 0$, $U = 1$) и ($V = 0$, $U = 0$) соответственно, а радиус окружности стока значительно превышает I ($rd \geq 535$).

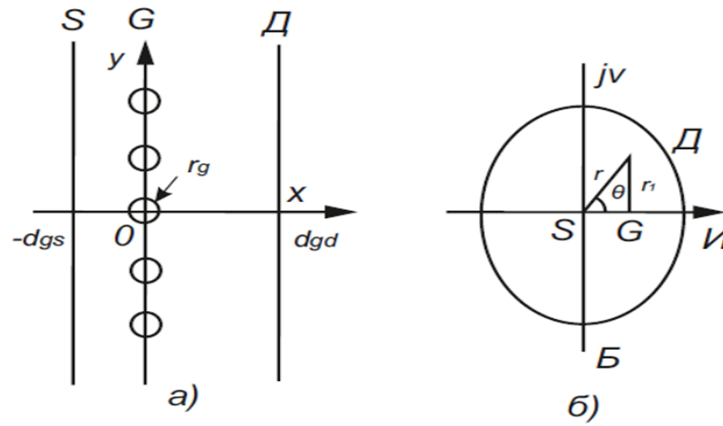


Рисунок 1.27 – Модель транзистора со скрытым затвором (а) и ее отображение в W -пространстве (б)

Учитывая, что при конформном преобразовании плотность заряда примеси в равномерно легированной базовой области в W -пространстве изменяется вдоль радиуса r :

$$\rho_W = \left(\frac{\rho}{2\pi}\right)^2 \cdot \frac{\rho_0}{r^2}, \quad (1.48)$$

где ρ_0 – плотность заряда в Z -пространстве,

из решения уравнения Пуассона в цилиндрических координатах

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{d}{dr} [r E(r)] = \frac{\rho_W(r)}{\varepsilon} \quad (1.49)$$

находится профиль потенциала в W -пространстве:

$$V_W(r) = - \left(\frac{\rho}{2\pi}\right)^2 \frac{\rho_0}{8\varepsilon} (\lambda nr^2)^2 - A\lambda nr^2 + C, \quad (1.50)$$

где A и C – константы интегрирования.

В [73] приводятся следующие рассуждения. Поскольку потенциал в любой точке W -пространства может быть определен суммированием потенциалов, создаваемых каждым из полюсов внутренней области прибора, а стоковый полюс является очень большим цилиндром, то индуцируемый им потенциал равен нулю. Следовательно, потенциал в каждой точке ограниченного стоковым полюсом объема определяется суммой потенциалов, создаваемых только затвором и истоком. С другой стороны, поскольку слой ОПЗ в базе формируется р-п-переходом затвора, заряд базы связан с зарядом слоя ОПЗ в области затвора.

Поэтому когда ОПЗ полностью заполняет объем канала, встроенный заряд примесей не участвует в формировании составляющей потенциала, индуцируемого истоком. В силу чего при ее расчете можно полагать в соотношении (1.50) $\rho_0 = 0$. Таким образом, при определении суммы составляющих потенциала от истока и затвора объемный заряд учитывается только один раз.

По существу, в [73] этими рассуждениями утверждается, что общее решение уравнения Пуассона можно искать в виде суммы частных решений уравнения Лапласа и Пуассона.

Полагая в (1.50) при $r = r_1$ потенциал V_W равным потенциалу затвора V_g и учитывая, что потенциал, создаваемый потоком, есть

$$V_S = -B\lambda n \cdot r^2 + D, \quad (1.51)$$

V_W представляется в виде:

$$V_W(r) = -\left(\frac{\rho}{2\pi}\right)^2 \cdot \frac{\rho_0}{8\epsilon} (\lambda n r_1^2)^2 - A\lambda n r_1^2 - B\lambda n r^2 + C, \quad (1.52)$$

где $r_1^2 = r^2 + 1 - 2r \cos \theta$.

После преобразования (1.52) обратно в Z -пространство находится профиль распределения потенциала:

$$V_Z(x, y) = -\left(\frac{\rho}{2\pi}\right)^2 \cdot \frac{\rho_0}{8\epsilon} [\ln \Phi]^2 - A \cdot \lambda n \Phi - B \frac{4\pi X}{\rho} + C, \quad (1.53)$$

где $\Phi = 1 + l \frac{4\pi x}{\rho} - 2 l \frac{2\pi x}{\rho} \cdot \cos \frac{2\pi y}{\rho}$.

Произвольные постоянные A , B и C находятся из условий:

$$\begin{aligned} x = dgs, V_Z(dgs, y) = V_S \quad x = 0, y = \\ = r_g, V_Z(0, r_g) = \\ = V_g \quad x = dgd, V_Z(dgd, y) = V_d + V_g \}, \end{aligned} \quad (1.54)$$

где V_S , V_g и V_Z – потенциалы истока, затвора и стока.

Уравнение (1.52) дает связь произвольных постоянных с конструктивными параметрами структуры, тем самым полностью определяется $V_Z(x, y) = f$ как функция смещения.

Критерий определения коэффициента блокирования в работе [73] отличается от общепринятого, исходящего в большинстве случаев из величины уровня потенциального барьера.

По аналогии с теорией электронных ламп поведение потенциала вблизи истока записывается в виде:

$$V_S(x) = V_S + \frac{V_l - V_S}{dgS} (dgS - x), \quad (1.55)$$

где V_l – эквивалентный потенциал в плоскости сетки.

Затем ту же зависимость вблизи истока находят из соотношения (1.53)

$$V_S(x) = B \frac{4\pi X}{\rho} + C. \quad (1.56)$$

Приравнявая (1.55) и (1.56), получают $C = V_l$. Затем, определяя величину C из системы (1.54), находят связь

$$V_l = V_g' + (V_d + V_g) \left[\left(1 + \frac{d^2gd}{V_g + V_d} \right) \frac{r}{dgd} \right]. \quad (1.57)$$

Коэффициент пропорциональности между V_l и $V_g + V_d$, характеризующий влияние потенциала стока на эффективный потенциал затвора, называют (по аналогии с параметром вакуумного триода) коэффициентом проницаемости D , а величину, обратную D , – коэффициентом блокирования:

$$\mu = \frac{2\pi dgd}{\rho} \cdot \frac{1}{\lambda n \frac{\rho}{2\pi r g}} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{V_\rho}{V_d + V_g} \right)}, \quad (1.58)$$

где $V_\rho = \frac{1}{2} \frac{\rho_0}{\varepsilon} d_g^2 d$ – напряжение прокола участка затвор-сток.

Это соотношение справедливо для структур с «редкой» сеткой затворов, у которой $\frac{2\pi r g}{\rho} \ll 1$ и $\rho \approx dgS$.

Для структур с «частой» сеткой скрытого затвора, характеризуемой большим отношением $\frac{2rg}{\rho}$, автор [73] дает иное соотношение:

$$\mu = \frac{\frac{2\pi dgd}{\rho} - \lambda n \cos \cos h\pi\sigma}{\lambda n \cot \cot h\pi\sigma} \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_\rho}{V_d + V_g}} \quad (1.59)$$

где $\sigma = \frac{2rg}{\rho}$.

Аналогично, без вывода и должных обоснований модели, в работе [73] приводится формула для расчета коэффициента блокирования структур с вертикальными стенками затвора (рисунок 1.28а) и поверхностным затвором (рисунок 1.28б):

$$\mu^* = \frac{\frac{2\pi d_{gd}}{\rho} - \lambda n \left(2 + \frac{1}{2} l \frac{2\pi X_0}{\rho} \right)}{\lambda n \left(1 + 4 l \frac{-2\pi X_j}{\rho} \right)} + \frac{1}{1 + \frac{V_\rho}{V_g + V_d}}. \quad (1.60)$$

Входящие в эту формулу геометрические параметры показаны на рисунке 1.28, причем:

$$\rho = \lambda_g + \lambda_s + 2l_{sg}. \quad (1.61)$$

Для учета влияния тока стока на величину μ^* в работе предлагается в формулах для μ^* плотность объемного заряда ρ_0 заменять на величину $\left(\rho_0 - \frac{I_l}{V_S \cdot S} \right)$, в которой V_S – предельная скорость носителей заряда в канале, S – площадь.

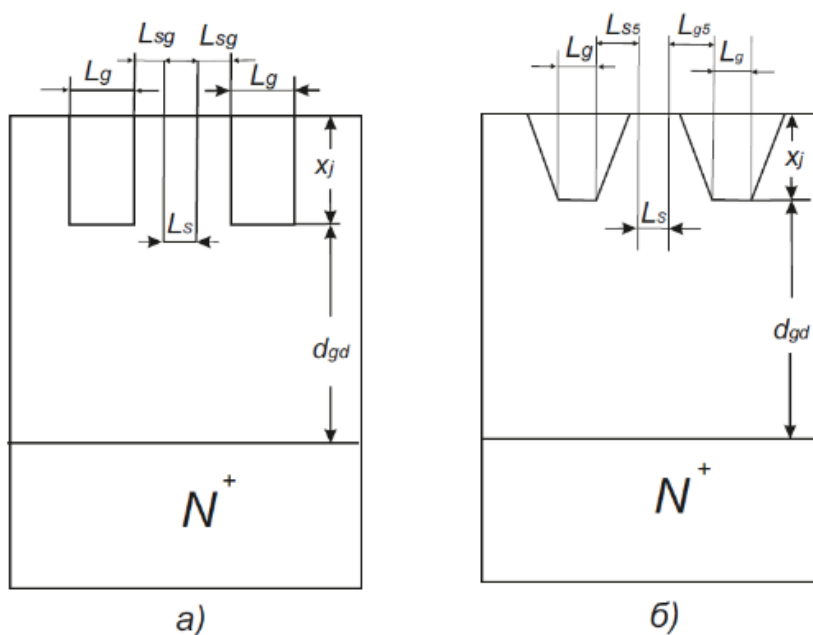


Рисунок 1.28 – Расчетные модели транзисторов с вертикальным (а) и поверхностным (б) затворами по [73]

Результаты теоретических выводов сравнивались с экспериментальными данными, полученными как самим автором, так и из литературных источников. Экспериментальное значение μ^* находилось из условия:

$$\mu^* = \frac{U_d}{U_g} | I_c = 0. \quad (1.62)$$

Соответствие его принятому в теоретическом анализе критерию запираания в работе не обсуждается. Результаты расчетов хорошо согласуются с экспериментальными данными.

Оценивая данную физико-математическую модель, следует отметить в качестве ее достоинства достаточную простоту развитого метода оценок профиля потенциала в высокоомной области СИТ-структуры.

С трактовкой же теоретических результатов для расчета μ^* , способом доказательства справедливости их по сопоставлению с экспериментальными данными и вытекающим отсюда заключением о том, что формулы для μ^* полностью отражают физическую природу μ^* в СИТ и пригодны для вычисления μ^* , согласиться нельзя по следующим причинам. Во-первых, в работе нет однозначной ясности в понимании границы ОПЗ со стороны стока dgd . Если dgd есть расстояние от плоскости затвора (см. рисунок 1.27) до высоколегированной n^+ -области стока, являющейся конструктивным параметром структуры, то тогда формулы для μ^* справедливы только для больших напряжений V_d и V_g , когда $V_d + V_g > V_p$. Если же под dgd понимать границу слоя ОПЗ со стороны стока, которая в работе аппроксимируется плоскостью, то тогда, как и в работе [72], нужно найти зависимость ее от потенциалов на электродах прибора. Это в работе [73] не сделано. При таком понимании dgd задача расчета μ^* в данной работе решена не до конца. Более того, поскольку в этом случае нельзя полагать величину V_p в формуле (1.58) не зависящей от напряжений V_d и V_g , то пользоваться соотношениями при объяснении экспериментальной кривой $\mu^*(V_d)$ без предварительной оценки напряжения прокола участка затвор-сток нельзя. Поскольку такой оценки в работе [73] не было, признать доказательство справедливости формул для μ^* , приведенное автором с использованием метода аппроксимирующей кривой, где величины V_p и μ_0 полагались константами, принципиально нельзя, так как методически оно было проведено некорректно. Во-вторых, не верна, на наш взгляд, и физическая трактовка автором [73] причин,

вызывающих увеличение μ^* с ростом напряжения на стоке, наблюдаемое в СИТ-структурах. В [72] это явление связывают с движением границы слоя ОПЗ в сторону стоковой области с ростом U_d . За счет этого величина ускоряющей электроны составляющей поля у истока растет пропорционально U_d^d , где $d < 1$. Величина же тормозящей инжекцию электронов составляющей поля остается пропорциональной U_d . В силу этого условие открывания прибора, когда величина поля у истока достигает нуля [72] или высота потенциального барьера снижается до уровня 0,7–0,8 [7, 71], достигается с ростом U_d при большом соотношении $= \frac{U_d}{U_g}$ [72]. Рост $\mu^*(V_d)$ прекращается, когда граница ОПЗ достигает высоколегированной области n^+ -стока [72], поскольку ускоряющая компонента поля начинает меняться пропорционально U_d . Результаты же сравнения расчетных величин μ^* автором [73], приведенные на рисунке 1.29, полностью противоречат представлениям, изложенным в [72].

В примере 1 работы [73] для определения параметров μ_0 и V_p в формуле для μ^* :

$$\mu = \mu_0 \frac{1}{1 + \frac{V_p}{U_g + U_d}}, \quad (1.63)$$

представляющей режим ограничения ОПЗ слоем стока, поскольку μ_0 и V_p , зависящие от dgd , считаются константами, на экспериментальном графике $\mu^*(V_d)$ были взяты две точки:

$$Vd_1 = 17 \text{ В}, \quad Vg_1 = 6 \text{ В}, \quad \mu_1^* = 2,8,$$

$$Vd_2 = 33 \text{ В}, \quad Vg_2 = 9 \text{ В}, \quad \mu_2^* = 3,7.$$

Значения этих величин были подставлены в соотношение (1.63), и получены два уравнения с неизвестными μ_0 и V_p . Решая их, автор [73] получил $\mu_0 = 6,66$ и $V_p = 28 \text{ В}$. Затем найденные таким образом μ_0 и V_p подставлялись в (1.63) и строилась кривая 2 (рисунок 1.29), которая названа в работе теоретической зависимостью $\mu^*(Vd)$.

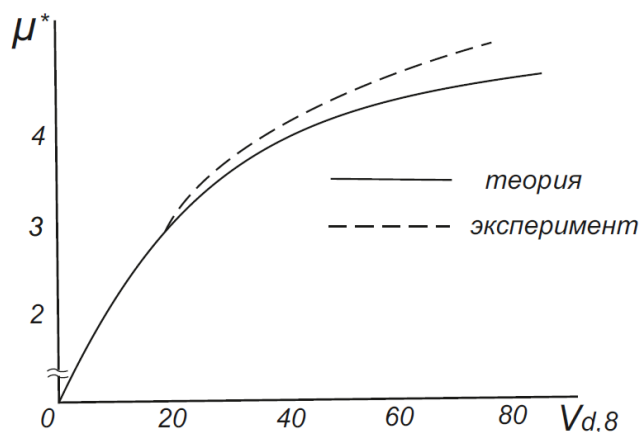


Рисунок 1.29 – Сравнение экспериментальных и теоретических зависимостей:
сплошная линия – кривая 1, пунктиром – кривая 2

Однако значениям суммы $(V_d + V_g) > 28$ В соответствует участок кривой 2, лежащий справа от точки их расхождения (там реализуется режим прокола), а слева от точки расхождения должен быть режим свободной изменяющейся границы ОПЗ. В области кривой $\mu^*(U)$, обозначенной I, теоретическая формула (1.63) не должна работать, так как не меняется dgd , что не было учтено в формуле (1.58). В области II, согласно представлениям [72], величина μ^* не должна меняться.

Таким образом, совпадение кривых теоретических и экспериментальных зависимостей показывает, что экспериментальные зависимости хорошо аппроксимируются функцией вида (1.63), но никак не свидетельствуют об адекватности описания развитой физико-математической моделью реальных процессов. Естественно, что и пользоваться полученными формулами для μ^* без дополнительных их проработок нельзя.

Математические трудности расчета полей в СИТ-структурах определили использование в литературе соотношений для описания ВАХ и параметров с феноменологическими коэффициентами, определяемыми из эксперимента. Так, в работах [51] и [71] уравнение ВАХ в области, где последовательным сопротивлением канала можно пренебречь, представляют в виде:

$$I_l = I_0 \cdot \exp \exp \left[- \frac{R}{\phi_T} \left(U_3 - \frac{U_c}{\mu^*} \right) \right], \quad (1.64)$$

где $I_0, \mu^* = \frac{dU_c}{dU_3} | I_c = \text{const}$;

R – величины, зависящие от геометрических и электрофизических параметров областей структуры.

При больших плотностях тока, согласно [71], решающую роль в зависимости $I_c(U_c, U_3)$ вносит не индуцированный в канале потенциальный барьер, а сопротивление канала. При этом

$$I_c = \frac{U_c + \mu^* U_3}{(1 + \mu^*) R_U + R_c}. \quad (1.65)$$

В работе [74] приводится аналитическое соотношение для коэффициента усиления по напряжению:

$$\mu = A \exp \exp \left(\frac{\pi \lambda}{2a} \right) - 1, \quad (1.66)$$

где A – высота и полуширина барьера (коэффициент $A = 2,5$ определен авторами из эксперимента);

λ – глубина залегания управляющего p-n-перехода;

$2a$ – ширина канала.

В большинстве работ, связанных с теорией СИТ, рассматривается область, где напряжение на затворе достаточно большое и в канале индуцирован потенциальный барьер. Однако не менее важной характеристикой прибора, особенно при работе в режиме ключа, является его сопротивление в открытом состоянии $R_{\text{си отк}}$, когда цепь затвора либо разомкнута, либо замкнута. Улучшение этого параметра, а именно уменьшение $R_{\text{си отк}}$, противоречит требованиям высоких μ , μ^* , следовательно, и повышению рабочих напряжений $U_{\text{си}}$. Поэтому при проектировании прибора необходим поиск оптимальной конструкции [69].

В литературе практически нет теоретического анализа влияния параметров структуры на величину $R_{\text{си отк}}$. Известной работой, связанной с этим вопросом, является [75], где рассмотрено поведение выходных ВАХ СИТ-структуры с планарной конструкцией затвора при протекании в его цепи прямого тока управляющего p-n перехода. Показано, что введение прямого смещения затвора

приводит к модуляции канала неосновными носителями заряда и существенно снижает выходное сопротивление прибора $U_{си} > 0,1$ В. При этом в теоретических расчетах [76] базировались на модели короткого p^+n-n^+ -диода, предполагая одномерную картину токораспределения в канале. Влияние формы канала и его геометрических параметров на сопротивление открытого транзистора в работе не рассматривалось.

Статические параметры СИТ неразрывно связаны с его частотными характеристиками [9, 76, 77] и быстродействием. Однако к настоящему времени физико-математических моделей для расчета характеристик быстродействия практически нет. В большинстве работ эти параметры анализируются на основе физической эквивалентной схемы замещения (см. рисунок 1.7). Практическое ее применение для решения задач проектирования прибора подразумевает наличие количественной связи величин частичных емкостей с конструктивными параметрами структуры, которая в литературе не установлена. Поэтому в настоящее время анализ быстродействия СИТ-структуры носит лишь качественный характер.

Наиболее подробный качественный анализ влияния формы потенциального барьера на частотные характеристики СИТ-транзистора впервые дан в работе [78], где указывается, что поскольку в кремнии длина свободного пробега электронов значительно меньше характерной ширины индуцированного барьера (порядка межсеточного расстояния), то перенос носителей заряда через барьер носит диффузионный характер. Быстродействие транзистора принципиально ограничено, с одной стороны, временем пролета через дрейфовую область, а с другой – временем установления диффузионно-дрейфового равновесия в области самого барьера (без учета влияния различных емкостей).

Частотно зависящий коэффициент передачи тока прибора $\beta(\omega)$ представляется по аналогии с [79] в виде

$$\beta(\omega) = \beta^\lambda(\omega)\beta^B(\omega), \quad (1.67)$$

где $\beta^\lambda(\omega)$ – коэффициент передачи тока дрейфовым участком, угловая частота отсечки $\omega_m^\lambda = \frac{2,8}{\tau_d}$;

τ_d – время пролета через дрейфовый участок;

$\beta_{(\omega)}^B$ – коэффициент передачи тока барьером.

Для случая симметричной треугольной формы барьера угловая частота отсечки коэффициента β^B , по данным [78], равна

$$\omega_m^B \approx \frac{C}{\tau_B}, \quad (1.68)$$

где численный коэффициент C лежит в пределах 0,9–1,5;

τ_B – время пролета.

Из анализа зависимости $\omega_m^B = f(l, A)$ вытекают рекомендации к конструкции затвора: ее надо выбирать такой, чтобы не образовывался барьер с плоскими протяженными вершинами. Скрытый затвор с этих позиций, видимо, лучше, чем затвор с глубокими вертикальными стенками, поскольку первая конструкция обеспечивает формирование барьеров с более «острыми» вершинами, чем вторая. Согласиться с этим выводом трудно, поскольку количественно не ясно, какая из перечисленных конструкций обладает наименьшими межэлектродными частичными емкостями и сопротивлением области затвора.

В более поздних работах по моделированию СИТ и БСИТ [80–82] авторы используют программы SPICE и SUPREM3 для одномерного расчета конструкций, поэтому не представляют интереса.

Приведенный обзор показывает, что к настоящему времени физико-математическая модель СИТ-структуры находится на начальной стадии своего развития, она достаточно хорошо описывает качественную взаимосвязь параметров структуры с ее электрическими характеристиками. Для оптимизации же параметров приборов с управляющим р-п-переходом – наиболее важного этапа их проектирования и разработки – точность известных аналитических моделей явно недостаточна.

1.7 Сравнение параметров транзистора со статической индукцией с биполярными и МОП-транзисторами на Si, SiC, GaN и IGBT

В работе [83] указывается, что при повышении мощности и частоты биполярные транзисторы имеют положительный температурный коэффициент тока коллектора, что ведет к локализации тока в горячих точках и тепловому пробую; перенос заряда (по крайней мере при больших плотностях тока) обусловлен главным образом диффузией, что дает невысокие значения скоростей носителей заряда. Для повышения частоты необходимо уменьшать толщину базы, что приводит к снижению рабочего напряжения из-за прокола базы и значительному усложнению технологии изготовления кристалла; при работе на высоких частотах и больших мощностях входной импеданс оказывается низким, это требует введения цепей согласования СВЧ-тракта с входом транзистора, на которых происходят дополнительные потери; быстродействие ограничено эффектом накопления заряда в базе прибора.

Мощные высоковольтные биполярные транзисторы имеют низкий коэффициент усиления по току, низкую перегрузочную способность и низкие скорости переключения [51].

В работе [20] указано, что мощные МОП-транзисторы имеют отрицательный температурный коэффициент тока стока и более высокое, нежели у биполярных приборов, быстродействие, обусловленное отсутствием накопленного заряда неосновных носителей заряда. Однако для этих приборов трудно получить высокое быстродействие и высокие плотности тока при больших пробивных напряжениях. Из-за наличия в МОП-транзисторах эффекта прокола области между истоком и стоком значительно усложняются конструкция и технология изготовления кристалла с рабочими напряжениями более 500 В. В некоторых работах высказываются сомнения относительно принципиальной возможности создания мощных МОП-транзисторов с предельным напряжением более 1000 В [84]. Также надо заметить, что МОП-транзисторы очень слабо устойчивы к спецвоздействию, а подзатворный диэлектрик подвержен

статическому пробую. Однако реализация новых конструктивно-технологических решений позволила МОП-транзисторам успешно развиваться и потеснить БТ во многих областях силовой РЭА.

В 1990-е годы получил развитие прибор, который представляет собой гибрид полевого и биполярного транзисторов. Данное сочетание привело к тому, что он унаследовал положительные качества как полевого транзистора, так и биполярного. Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT-Insulated Gate Bipolar Transistor) обладает преимуществом легкого управления, как у полевого МОП-транзистора, и низкими потерями проводимости, характерными для биполярных транзисторов [85, 86]. Прогресс в технологии IGBT шел по линии увеличения рабочих напряжений и токов, а также повышения эффективности преобразования за счет снижения потерь мощности на кристалле как в статическом, так и в динамическом режимах. В настоящее время выпускаются приборы шестого поколения, способные работать на частотах до 50 кГц и иметь максимальные рабочие напряжения в несколько кВ. Высокая их технологичность и, соответственно, низкая себестоимость позволили им найти широкое применение в качестве высоковольтного силового ключа. Однако IGBT-транзисторы имеют ряд недостатков: высокое напряжение насыщения из-за того, что на пути протекания тока имеются три p-n-перехода; низкое быстродействие; низкую перегрузочную способность. Эти недостатки тормозят дальнейший прогресс в создании более эффективной РЭА, что очень важно для авиационной и автомобильной промышленности.

В последние годы за рубежом фирмы, разрабатывающие ключи для силовой электроники, начали активно применять широкозонные материалы, такие как карбид кремния (SiC) и нитрид галлия (GaN) [87].

На SiC разработаны и серийно выпускаются МОП-транзисторы, которые превосходят IGBT по быстродействию и по напряжению насыщения. Приборы с рабочим напряжением 500 В способны работать на частоте 100 кГц. Высокая электрическая прочность карбида кремния позволяет создавать на данном материале МОП-транзисторы с рабочим напряжением более 10 кВ. К недостаткам

карбида кремния следует отнести низкую подвижность основных носителей (в два раза ниже, чем у кремния, и снижается при увеличении плотности тока), поэтому транзисторы на данном материале проигрывают по быстродействию МОП-транзисторам на Si, но почти на порядок выигрывают по сопротивлению в открытом состоянии. Кроме того, карбид кремния – очень прочный материал (соизмерим с прочностью алмаза), поэтому приборы на его основе значительно дороже IGBT и МОП на Si.

За последние два года ряд зарубежных фирм (Infineon Technologies, GaN Systems, Navitas и др.) начали выпускать МОП-транзисторы на GaN [87]. Все разработанные приборы имеют горизонтальную структуру кристалла, что затрудняет создавать приборы с рабочим напряжением выше 650 В. Поскольку у GaN подвижность основных носителей чуть ниже, чем у Si, высоковольтные приборы на данном материале способны работать на частотах несколько МГц.

В России еще только ведутся работы по созданию широкозонных материалов, поэтому приборы на SiC и GaN выпускаются на покупных кристаллах.

Основными достоинствами транзисторов со статической индукцией по сравнению с данными приборами являются [20]:

1. Способность работать одновременно в полевом и биполярном режимах. При работе в биполярном режиме транзистор сохраняет высокую скорость переключения и имеет при этом сопротивление канала на два порядка меньше, чем транзисторы на SiC и GaN.

2. Отрицательный температурный коэффициент тока стока, что позволяет использовать эти приборы в качестве мощных, практически не подверженных явлению вторичного пробоя.

3. Отсутствие явления прокола между областями истока и стока и, соответственно, получение высоких пробивных напряжений (порядка нескольких кВ).

4. Высокий входной и малый выходной импедансы.

5. Высокие переключающие характеристики (описаны приборы с рабочей частотой 1 ГГц и выходной мощностью 100 Вт [59], высоковольтные приборы способны работать на частотах до 10 МГц [88]).

6. Большая крутизна и весьма высокие значения коэффициента блокирования, т.е. хорошие усилительные свойства.

7. Весьма низкие шумы и малые искажения входного сигнала.

Надо полагать, что это еще далеко не полный перечень достоинств СИТ, так как в литературе практически не освещены такие вопросы, как устойчивость СИТ к спецвоздействию; недостаточно освещены вопросы работы СИТ в ключевом режиме и т.д.

Выводы по главе 1

1. В середине 1970-х годов получил развитие новый класс полупроводниковых приборов – приборов со статической индукцией, имеющих ряд достоинств по сравнению с обычными полевыми и биполярными приборами: высокое быстродействие, высокую перегрузочную способность, высокую линейность.
2. Первые высоковольтные приборы со статической индукцией, разработанные под руководством японского профессора И. Нишизавы, имели структуру кристалла со скрытым затвором. Однако из-за сложности технологических процессов снижения R_3 эти приборы имеют относительно низкое быстродействие и высокое сопротивление канала в открытом состоянии.
3. Быстродействующие транзисторы со статической индукцией, в том числе и СВЧ-транзисторы, изготавливались на базе структур кристалла с планарным затвором. Однако конструктивно-технологические приемы, которые применялись для их создания, не позволяли конструировать приборы с рабочим напряжением более 100 В.
4. В 1980-е годы в ОКБ при НЭВЗ были найдены решения, которые позволили создавать приборы со статической индукцией с рабочим напряжением до

1500 кВ с планарной структурой затвора. Была разработана серия приборов с диапазоном рабочих напряжений 100–1200 В. Данные приборы способны работать как в полевом, так и в биполярном режимах. Приборы имели очень высокое быстродействие ($F_p > 1$ МГц) и при этом имели сопротивление канала в открытом состоянии менее 1 мОм.

5. Конструктивно-технологическая доработка позволила увеличить рабочую частоту до 10 МГц, что дало возможность по основным ключевым параметрам обойти современные полевые транзисторы, выполненные на широкозонных материалах из SiC и GaN.
6. К недостатку этих приборов, разработанных в ОКБ при НЭВЗ, следует отнести низкий процент выхода годных по кристаллу и, соответственно, высокую их себестоимость.
7. В настоящее время практически отсутствуют адекватные физико-математические модели, позволяющие быстро рассчитывать и создавать оптимальные конструкции приборов со статической индукцией как для полевого режима работы, так и для биполярного.

ГЛАВА 2 РАЗРАБОТКА КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ МЕТОДОВ СОЗДАНИЯ МОЩНЫХ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ПРИБОРОВ СО СТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИЕЙ С ПЛАНАРНОЙ СТРУКТУРОЙ ЗАТВОРА

2.1 Основные технологические проблемы при проектировании приборов со статической индукцией с планарным затвором

Известные методы создания планарных транзисторов со статической индукцией по технологии самосовмещения областей затвора и истока, применяемые в серийном производстве, позволяют разрабатывать приборы с глубиной залегания управляющего р-п-перехода, не превышающей 1–2 мкм [7, 62, 63]. Транзисторы при этом имеют малые коэффициенты усиления по напряжению и, соответственно, низкие рабочие напряжения, а технология создания приборов очень чувствительна к качеству процессов фотолитографии, несовершенству фотомасок и дефектности фотошаблонов, которая увеличивается с ростом числа контактов «фотошаблон – кремниевая пластина».

Непосредственное применение этих методов для создания мощных высоковольтных СИТ с планарной структурой затвора практически исключено. Это связано с тем, что для обеспечения оптимального сочетания электрических параметров высоковольтного прибора требуется большая величина глубины залегания управляющего перехода при одновременном сохранении малой ширины канала и большого расстояния затвор-исток, определяющего предельное значение управляющего напряжения. С увеличением глубины залегания диффузионного р-п-перехода растет абсолютная величина ее разброса, поэтому классическими для СИТ-приборов технологическими методами, приемлемыми для серийного производства, нельзя обеспечить высокий процент выхода годных приборов.

В связи с этим актуальной проблемой являются разработка и исследование технологических методов, пригодных для создания в условиях серийного производства мощных высоковольтных СИТ с планарной структурой затвора.

Основная технологическая проблема создания мощных высоковольтных СИТ с планарным затвором состоит в том, что, с одной стороны, необходимо обеспечить узкий канал, а с другой – достаточно большое расстояние между истоком и управляющим р-п-переходом при глубоком его залегании. Максимально допустимое рабочее напряжение связано с коэффициентом блокирования и максимально допустимым напряжением затвор-исток соотношением вида:

$$U_{\text{си макс}} = \mu^* \cdot U_{\text{зи макс}} \quad (2.1)$$

При современном уровне технологии проведения диффузионных процессов и процессов фотолитографии реализовать известными методами необходимые конструктивные параметры такого класса приборов в условиях серийного производства практически невозможно. Это связано с тем, что для повышения рабочего напряжения СИТ до величины в несколько сотен вольт при сохранении оптимального сочетания других его электрических параметров глубина залегания управляющего р-п-перехода должна быть не менее 3–4 мкм при ширине канала 3–6 мкм.

Для обеспечения необходимой величины напряжения пробоя между затвором и истоком расстояние между границами р⁺-области затвора и п⁺-области истока $\lambda_{\text{зи}}$ должно иметь величину не менее 1 мкм. Известными технологическими методами сформировать п⁺-область истока в области канала такого транзистора с данными электрическими параметрами не представляется возможным даже при использовании приемов самосовмещения.

В 1980-х годах технология изготовления мощных транзисторов позволяла обеспечить минимальную ширину истока в серийном производстве не менее 3 мкм с точностью $\pm 0,9$ мкм и глубину залегания управляющего перехода с точностью $\pm 10\%$. Очевидно, что при данных технологических разбросах исключить смыкание областей истока и затвора возможно только при большой ширине канала, примерно равной 8 мкм. Это резко снижает усилительные свойства прибора, напряжение $U_{\text{си}}$ и, соответственно, процент выхода годных по кристаллу приборов. Поскольку коэффициент блокирования падает с

увеличением ширины канала по закону, близкому к квадратичному, а напряжение пробоя затвор-исток растет по линейному закону, то путь увеличения ширины канала принципиально не позволяет решить проблему создания высоковольтных приборов.

Другой существенный недостаток известных методов создания СИТ состоит в следующем. Стремление повысить $U_{\text{си макс}}$ за счет увеличения μ^* путем роста R приводит к росту отклонения от номинального значения рабочего напряжения $U_{\text{си макс}}$. Несложно показать, что отношение

$$\frac{U_{\text{си макс}}}{U} \approx \left[1 \pm \sigma \frac{R}{\frac{L_{\text{и}}}{2} + \lambda_{\text{зи}}} \right]^2, \quad (2.2)$$

где $U_{\text{си макс}}$ – оптимальное значение рабочего напряжения при заданном R ;

$L_{\text{и}}$ – ширина истока;

σ – относительная величина разброса R , уменьшается с увеличением R .

При $R = 4$ мкм, $\lambda = 3$ мкм, $\lambda_{\text{зи}} = 1$ мкм и $\sigma = 0,1$ рабочее напряжение может отклониться в сторону уменьшения на 60%, что приведет к снижению процента выхода годных приборов. Из этого следует, что известными технологическими методами создания СИТ изготовить высоковольтный прибор с электростатическим управлением в условиях серийного производства практически невозможно.

К вышеперечисленным необходимо добавить и проблему, связанную с дефектностью фотошаблонов и фотолитографических масок, которая проявляется особенно остро при изготовлении кристаллов с большой площадью. Как известно, при изготовлении фотошаблонов с топологией кристалла большой площади возможен контроль дырок на темном поле только с размером более 2 мкм. Однако опыт работы по изготовлению СИТ показал, что пропечатываются и дефекты с размерами 0,5 мкм. Это приводит к тому, что при вскрытии окна к затвору происходит нарушение маскирующего слоя в местах, где в дальнейшем формируется металлизация истока (рисунок 2.1). В этом месте происходит закорачивание истока с затвором, появляется локальный шунт, величина

сопротивления которого зависит от размера дефекта. Наличие шунта приводит к локальному выгоранию структуры кристалла и выходу прибора из строя.

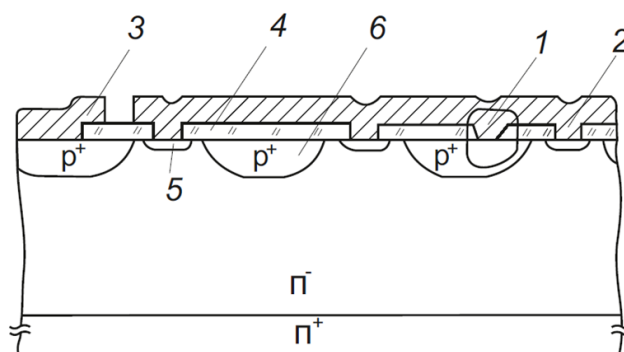


Рисунок 2.1 – Поперечный разрез кристалла транзистора со статической индукцией с планарной структурой затвора: 1 – область дефекта; 2 – металлизация истока; 3 – металлизация затвора; 4 – изолирующий диэлектрик; 5 – низкоомная n^+ -область истока; 6 – область затвора

Обеспечение контроля дефектов на фотошаблоне размерами порядка 0,5 мкм требует повышения точности контрольно-измерительной аппаратуры, что резко увеличивает трудоемкость изготовления фотошаблона и его стоимость. Более того, создание даже идеального фотошаблона не решает проблему, поскольку из-за наличия шипов на пластине с увеличением числа контактов фотошаблона с пластиной количество дефектов на нем быстро растет. Как было установлено, после двух-трех контактов практически на каждом кристалле с размерами 4×4 мм появляется дефект.

Эти ограничения позволяют формировать кристаллы со структурой затвора планарного типа известными технологическими схемами на основе самосовмещения истока и затвора только с небольшими глубинами залегания управляющего р-n-перехода, малыми площадями и невысокими значениями коэффициентов усиления по напряжению, которые характерны для СВЧ-транзисторов. Это объясняет, почему в начале 1980-х годов отсутствовали сообщения о разработке промышленных образцов высоковольтных транзисторов со статической индукцией с планарной структурой затвора.

Для установления области применения известных технологических методов, основанных на принципе самосовмещения истока и затвора, при формировании структуры СИТ с планарным затвором были проведены исследования трех наиболее распространенных технологических методов, описанных в работах [7, 35, 62]. Структурные схемы их изображены на рисунках 1.19–1.21. Экспериментальные исследования проводились на эпитаксиальных структурах с толщиной 20 мкм и удельным сопротивлением 20 Ом·см. Кристалл имел размеры 4×4 мм, а управляющий p-n-переход формировался на глубину 4 мкм. Было установлено, что во всех структурах, изготавливаемых методами [35] и [62], области истока и затвора закорочены. В то же время метод [7] (LOCOS с подтравом) позволил получить структуры с пробивным напряжением затвор-исток 5–15 В при коэффициенте усиления по напряжению 2–3, что дало возможность изготовить прибор с рабочим напряжением порядка 45 В.

Анализ результатов исследования показал, что LOCOS с подтравом дает лучшие результаты. Это обусловлено тем, что, во-первых, топология кристалла при использовании данного метода не содержит критически малых размеров (1–2 мкм) и позволяет реализовывать значительно меньшую ширину истока по сравнению с двумя другими методами. Во-вторых, данный метод не содержит жестких требований к точности совмещения фотолитографий. В-третьих, данный метод позволяет получить большие расстояния между затвором и истоком, так как маскирующий слой двуокиси кремния (SiO_2) выращивается после формирования области затвора. При выращивании пленки SiO_2 действует механизм сегрегации примеси. Это приводит к искривлению металлургической границы p-n-перехода под окислом, как показано на рисунке 2.2.

Эксперимент показал, что при выращивании пленки SiO_2 толщиной 0,8–0,9 мкм при температуре окисления 950–1100 °С расстояние между истоком и затвором увеличивается на 1–2 мкм. С учетом этого расстояние между затвором и истоком должно было бы составлять 2–3 мкм и при самых неблагоприятных технологических разбросах пробивное напряжение затвор-исток должно быть не

менее 46 В при коэффициенте усиления по напряжению 10. Экспериментально же полученные значения пробивного напряжения затвор-исток значительно меньше 45 В. Это указывает на то, что реальные расстояния между затвором и истоком существенно меньше ожидаемых. Чтобы установить причины этого несоответствия, укажем основные требования, которые необходимо выполнить для эффективного использования метода LOCOS с подтравом.

Для реализации принципа самосовмещения истока с затвором толщина локально выращенного окисла должна быть в 5–10 раз больше толщины исходного слоя SiO_2 , находящегося под маской Si_3N_4 . Температура окисления должна быть не выше $1100\text{ }^\circ\text{C}$, для того чтобы в процессе окисления уменьшить разгонку примеси, образующей область затвора.

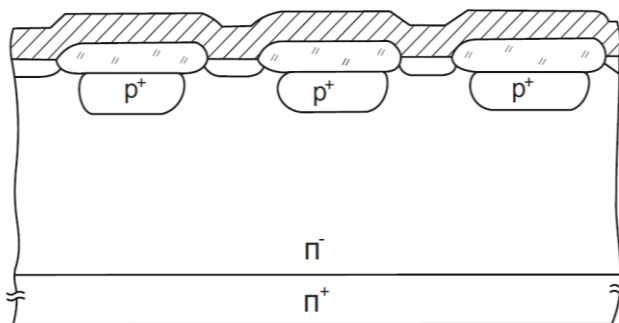


Рисунок 2.2 – Поперечный разрез кристалла транзистора со статической индукцией, изготовленного по LOCOS-технологии с подтравом SiO_2 под маской Si_3N_4

Технологичной и приемлемой для серийного производства толщиной локального окисла при температуре $1100\text{ }^\circ\text{C}$ является величина d_0 , равная 0,8–1,0 мкм [7]. При выращивании более толстого слоя при этой температуре резко возрастает время окисления, что увеличивает технологический цикл и трудоемкость изготовления кристалла. Практически достижимая для Si величина d_0 может составить 2 мкм, если повысить температуру окисления до $1200\text{ }^\circ\text{C}$. Однако при такой температуре примесь в затворе разгоняется на величину более 10 мкм, что неприемлемо для реализации метода LOCOS с подтравом при производстве СИТ.

Окисление в бок под маску Si_3N_4 происходит на величину, равную толщине локального окисла. По методу LOCOS с подтравом для исключения смыкания p^+ -области затвора с n^+ -областью истока глубина залегания p - n -перехода не должна превышать величину d_0 без введения специальных мер. Увеличить глубину бокового прокисления Si под маской Si_3N_4 можно путем введения операции подтравливания слоя SiO_2 в исходной двухслойной маске. Однако этот метод, как показали наши исследования, позволяет получить удовлетворительное прокисление Si в боковом направлении на расстоянии, не превышающем $2d_0$. Таким образом, можно создавать СИТ-приборы без закорачивания истока с затвором с глубиной залегания p - n -перехода не превышающей величину $2d_0 + d_1$, где d_1 – приращение расстояния затвор-исток за счет процесса сегрегации примеси в окисел, т.е. практически с глубиной не более 2 мкм. Это объясняет, почему в эксперименте получены более низкие пробивные напряжения между затвором и истоком, чем ожидалось.

Как было сказано, для высоковольтных приборов глубина залегания управляющего p - n -перехода должна быть не менее 3–4 мкм. Отсюда вытекает важный вывод: создать эти приборы на базе известных технологических процессов метода LOCOS с подтравом невозможно.

Рассмотрим более подробно причины, которые препятствуют эффективному прокислению Si под маской Si_3N_4 на величину, превышающую $2d_0$ в методе LOCOS с подтравом.

Для исключения смыкания области истока с областью затвора и обеспечения необходимого промежутка $l_{зи}$ между ними при изготовлении структуры прибора проводится боковое подтравливание SiO_2 под маской Si_3N_4 на величину

$$L = 0,8 R + l_{зи}, \quad (2.3)$$

где R – глубина залегания управляющего p - n -перехода; 0,8 – коэффициент, учитывающий различие процессов диффузии примеси в вертикальном и боковом направлениях [74].

Для высоковольтных приборов величина R более 3–4 мкм, поэтому для них L должна иметь величину более 5–6 мкм. Как известно, при выращивании слоя SiO_2 толщиной d_0 расходуется слой Si толщиной $0,45d_0$ [83]. Это значит, что поверхность окисла поднимается на величину $0,55d_0$ от поверхности неокисленного кристалла. Так как обычно величина d_0 равна 0,8–1,0 мкм, а расстояние между Si и нависающей крышкой Si_3N_4 – 0,05–0,1 мкм, то при окислении этот промежуток быстро заполняется окислом, и процесс окисления останавливается из-за прекращения доступа кислорода. Хорошее прокисление Si в бок происходит на величину $2d_0$. Далее идет резкое сужение слоя окисла, образуется профиль в виде «клювика» (рисунок 2.3а). При вскрытии окна к истоку «клювик» растравливается, вследствие чего границы области истока расширяются (рисунок 2.3б). Это приводит к уменьшению расстояния между истоком и затвором, за счет чего понижается пробивное напряжение затвор-исток либо даже происходит их закорачивание.

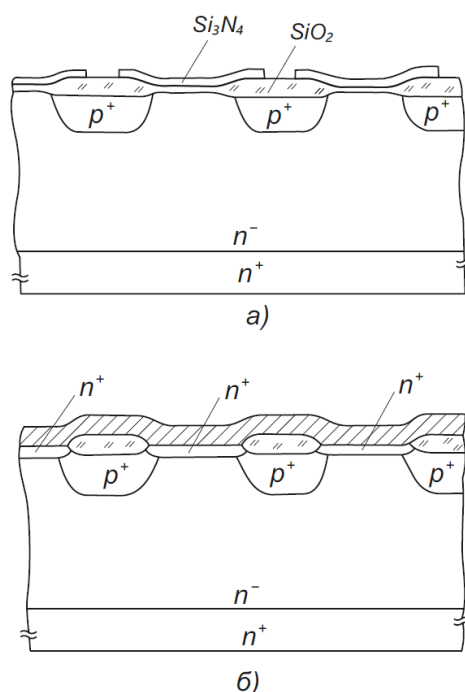


Рисунок 2.3 – Поперечный разрез кристалла транзистора со статической индукцией с плавной структурой затвора на разных стадиях изготовления: а – после подтравки SiO_2 под маской Si_3N_4 на большую глубину с последующим термическим окислением; б – после вскрытия окна к истоку, формирования области истока и металлизации

2.2 Разработка LOCOS-технологии с процессом травления SiO₂ и Si под маской Si₃N₄

Выяснив причины, приводящие к закорачиванию областей затвора и истока, автор данной работы предложил новый вариант технологического метода [64], основные этапы которого отражены на рисунке 2.4.

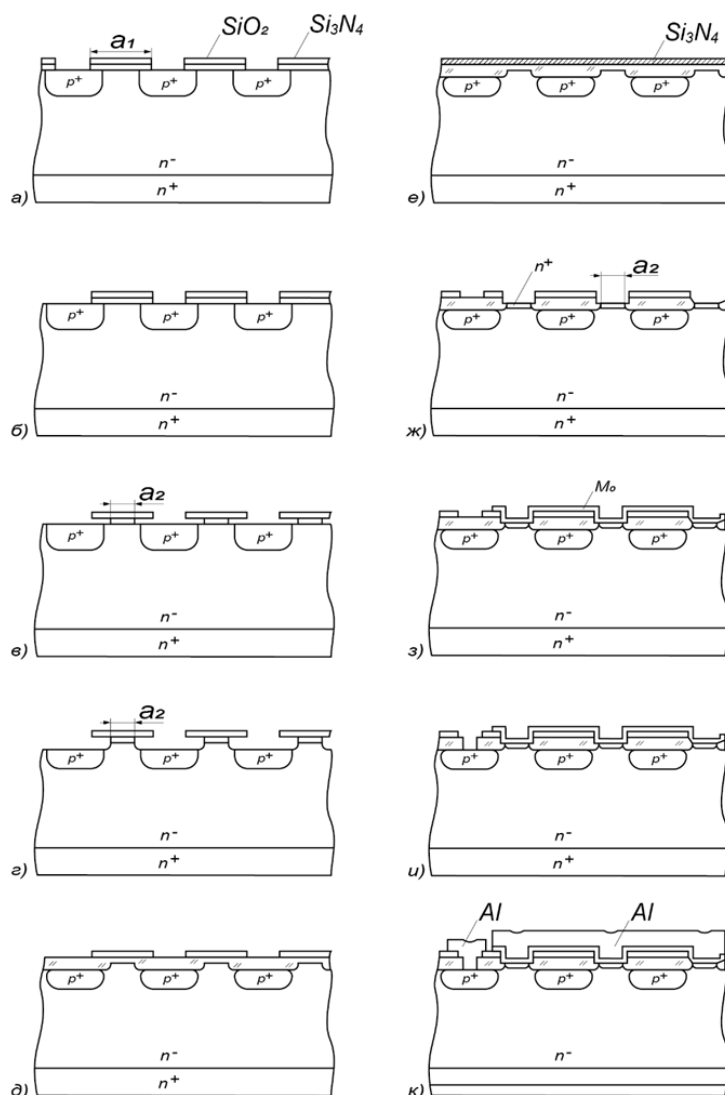


Рисунок 2.4 – Технологическая схема формирования структуры кристалла транзистора со статической индукцией, основанная на подтраве SiO₂ и Si под маской Si₃N₄: а – создание двухслойной маски; б – легирование области затвора примесью р-типа проводимости; в – вторая фотолитография и глубокое подтравливание нижнего слоя маски SiO₂; г – травление Si; д – термическое окисление; е – нанесение слоя Si₃N₄; ж – третья фотолитография; з – легирование Si фосфором, напыление Mo; и – вскрытие окна к затвору в два этапа (четвертая и пятая фотолитографии); к – напыление Al и шестая фотолитография

Данный метод практически полностью устраняет рассмотренные выше недостатки метода LOCOS с подтравом. В нашем случае на кремниевой подложке с эпитаксиальным слоем n^- -типа проводимости формировалась двухслойная маска для создания рисунка затвора с шириной a_1 . Она состоит из нижнего слоя SiO_2 толщиной 0,05–0,1 мкм и верхнего слоя Si_3N_4 толщиной 0,15–0,2 мкм (см. рисунок 2.4а). В открытые участки Si проводилось легирование области затвора примесью p -типа проводимости (см. рисунок 2.4б). С помощью второй фотолитографии удалялась двухслойная маска с периферии кристалла (см. рисунок 2.4в). Далее производилось боковое подтравливание нижнего слоя маски SiO_2 до ширины a_2 (см. рисунок 2.4г), а затем травление эпитаксиального слоя на глубину $h = 0,3\text{--}0,8$ мкм в специальном травителе, который в течение всего процесса травления интенсивно перемешивался с помощью ультразвуковой вибрации (см. рисунок 2.4д). Это обеспечивает равномерное травление Si под нависающей маской по всей длине. Открытая поверхность Si подвергалась термическому окислению для выращивания слоя SiO_2 толщиной 0,8–1,0 мкм. При этом на периферии кристалла и под нависающими краями Si_3N_4 образовывался хороший маскирующий слой диэлектрика одинаковой толщины по всей открытой поверхности. После термического окисления удалялся слой маски из Si_3N_4 и наносился новый сплошной слой Si_3N_4 (см. рисунок 2.4е), который в дальнейшем должен был служить дополнительной маской. Далее проводилась третья фотолитография, после чего плазмохимическим травлением удалялся Si_3N_4 в местах расположения истоков и там, где будет сформировано окно к затвору. Одновременное удаление Si_3N_4 в части области затвора является принципиальным, так как в противном случае при вскрытии окна к затвору пришлось бы травить одновременно Si_3N_4 и SiO_2 . При этом из-за дефектности фотошаблонов возникла бы большая вероятность сквозного протравливания изолирующей затвор маски и закорачивания затвора с истоком в местах расположения токоведущих дорожек к истоку. После плазмохимического травления Si_3N_4 химическим травлением удалялся тонкий слой SiO_2 над областями истока и проводилось легирование Si фосфором для формирования

высоколегированной области истока шириной a_4 (см. рисунок 2.4з). Затем наносился тонкий барьерный слой молибдена толщиной 0,2 мкм. Вскрытие окна к затвору проводилось в два этапа: с помощью четвертой фотолитографии вытравливалось окно в молибдене (см. рисунок 2.4и), а пятой – в SiO_2 . Таким образом, окно к затвору вскрывается с помощью трех фотолитографий: третьей, четвертой и пятой. Дополнительная маска из Si_3N_4 и вскрытие окна к затвору в три этапа позволили полностью исключить вероятность сквозного протравливания маски, защищающей область затвора, и тем самым устранить зависимость выхода годных по кристаллу приборов от дефектности фотошаблонов для всех допустимых контактов фотошаблонов с кремниевой пластиной. После вскрытия окна к затвору наносился слой металла на области истока и затвора (см. рисунок 2.4к).

В результате проведения этих процессов формируется структура без клювообразного слоя с углубленной диэлектрической областью, что дополнительно увеличивает расстояние между затвором и истоком. Это позволяет получить структуру кристалла с расстоянием между истоком и затвором не менее 2 мкм при обеспечении оптимальных значений остальных конструктивных параметров.

Детальное исследование процесса травления Si под нависающей маской Si_3N_4 показало, что характер профиля травления зависит как от режима травления, так и от диффузионных режимов формирования затвора.

При одностадийном диффузионном процессе формирования p^+ -области затвора подача диффузанта происходит в течение всего температурного режима, в начале этапа травления наиболее быстро травится поверхность Si по металлургической границе p-n-перехода, как показано на рисунке 2.5. На рисунке 2.6 приведен фрагмент кристалла перед операцией травления Si. С увеличением времени травления происходит более быстрое травление Si в сторону уменьшения концентрации акцепторной примеси. Это приводит к формированию углубления Si в наиболее удаленной от края нависающей маски

области. На рисунке 2.7 изображен профиль травления Si перед операцией термического окисления Si.

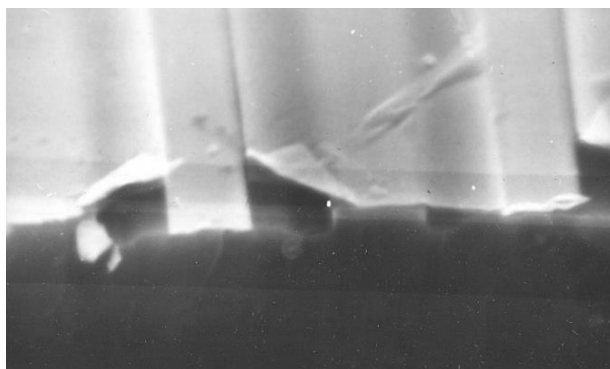


Рисунок 2.5 – Поперечный скол структуры транзистора со статической индукцией. Фрагмент начального этапа травления открытой поверхности Si при одностадийном режиме диффузии примеси

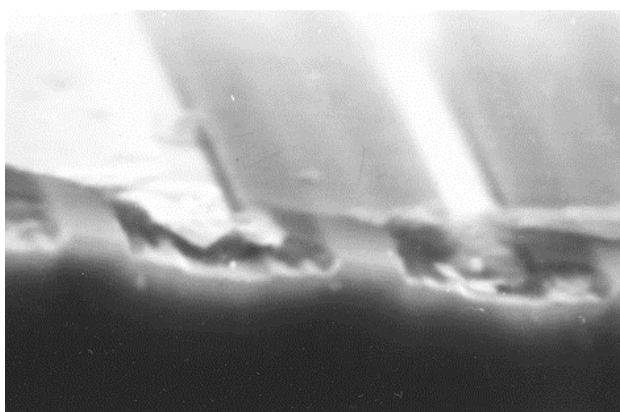


Рисунок 2.6 – Поперечный скол структуры транзистора со статической индукцией. Фрагмент после химического подтравливания SiO_2 под маской Si_3N_4

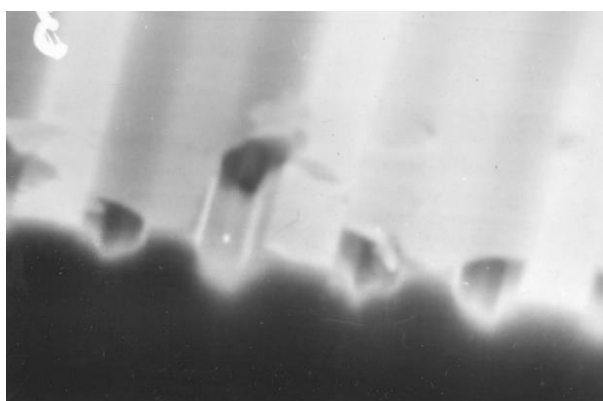


Рисунок 2.7 – Поперечный скол структуры транзистора со статической индукцией. Фрагмент профиля травления Si перед операцией термического окисления при одностадийном режиме диффузии примеси

При двухстадийном процессе диффузии бора загонка примеси с подачей диффузанта производится на небольшую глубину, а затем без подачи диффузанта примесь разгоняется на заданную величину, профиль травления не зависит от времени травления и имеет ровную границу практически по всей открытой поверхности Si. Различие в характере профиля может быть объяснено анизотропностью травления Si, обусловленной влиянием на скорость травления акцепторной примеси p-слоя.

Наличие ямки травления при одностадийном режиме диффузии примеси приводит к образованию высокой ступеньки на планарной поверхности после окисления Si, к разрыву слоя молибдена и маскирующих слоев (рисунок 2.8).

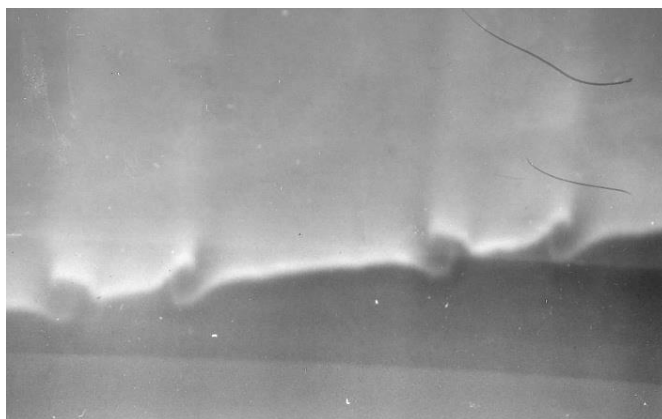


Рисунок 2.8 – Поперечный скол структуры транзистора со статической индукцией. Фрагмент после операции термического окисления и нанесения слоя молибдена

В результате в местах разрыва при проведении вскрытия окна к затвору на периферии кристалла вскрываются и окна между истоком и затвором. Это приводит к закорачиванию затвора с истоком на этапе нанесения слоя алюминия и его вжигания. На основании этих исследований в качестве базового процесса формирования p^+ -области затвора структуры СИТ был взят двухстадийный процесс.

При исследовании влияния режимов диффузии на профиль травления Si диффузионные процессы проводились на серийной установке СДО-125. Одностадийный режим диффузионного процесса был типовым: температура процессора $T = 1100$ °C, время подачи диффузанта – 45 минут, время выдержки

без подачи диффузанта – 60 минут. Режим двухстадийного диффузионного процесса определен экспериментально: температура загонки $T = 1080\text{ }^{\circ}\text{C}$, время загонки – 25 минут, температура разгонки $T = 1140\text{ }^{\circ}\text{C}$, время разгонки – 45 минут. Скол профиля травления фотографировался на электронном микроскопе РЭМ-100У при увеличении 7000.

Оптимальная величина глубины травления Si, находящаяся в пределах 0,3–0,8 мкм, была определена экспериментально. При глубине менее 0,3 мкм условия роста окисла под нависающими краями маски Si_3N_4 существенно не улучшаются, избавиться полностью от образования клювообразного профиля не удастся. Травление на величину более 0,8 мкм приводит к значительному увеличению сопротивления затвора, что ухудшает частотные характеристики транзистора, в то время как пробивное напряжение затвор-исток при этом увеличивается несущественно.

На рисунке 2.9 представлена гистограмма распределения максимально допустимого напряжения затвор-исток ($U_{\text{зи макс}}$) при токе затвора 80 мкА, а на рисунке 2.10 – гистограмма распределения $U_{\text{зи отс}}$ при токе стока 1 мА и напряжении сток-исток 75 В для приборов КП801 (А, Б, В, Г), которые изготавливались в опытном производстве.

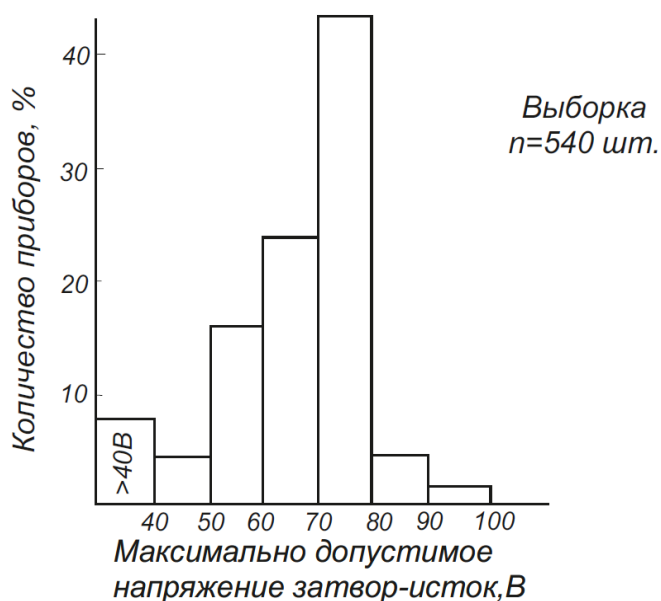


Рисунок 2.9 – Гистограмма распределения $U_{\text{зи макс}}$ транзистора КП801 при токе затвора 80 мкА

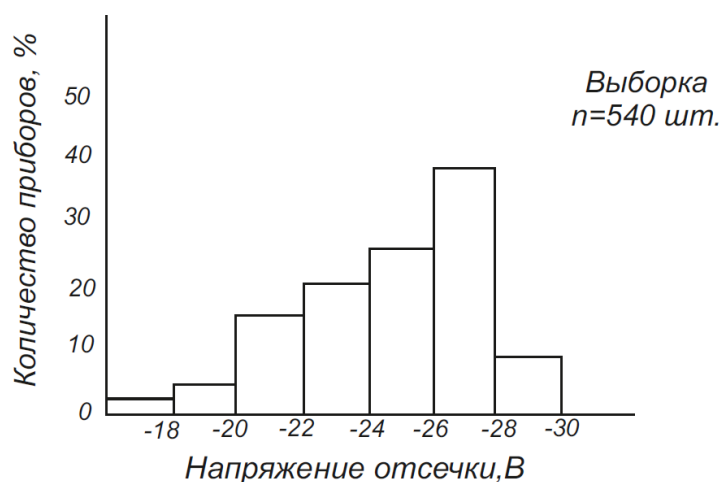


Рисунок 2.10 – Гистограмма распределения $U_{зи\ отс}$ транзистора КП801 при напряжении сток-исток 75 В и токе стока 1 мА

На рисунках 2.11 и 2.12 представлены гистограммы распределения $U_{зи\ макс}$ при токе затвора 80 мкА и $U_{зи\ отс}$ при токе стока 1 мкА и напряжении сток-исток 500 В для транзисторов КП802А.

Замеры проводились на каждой пластине партии в десяти точках. Конструктивно транзистор КП802А отличается от транзистора КП801 лишь параметрами эпитаксиальной пленки, толщина равна 60 мкм, а концентрация примеси – $1 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$. Снижение концентрации примеси в канале и увеличение толщины эпитаксиальной пленки было проведено с целью увеличения коэффициента блокирования μ^* и пробивного напряжения затвор-сток.

Как следует из гистограмм, конструкция обеспечивает выпуск приборов КП802А с высоким процентом выхода годных по $U_{зи\ макс}$ до 25 В и по $\mu^* \geq 20$. Для обеспечения максимально допустимого рабочего напряжения 500 В при коэффициенте блокирования 20, которое для транзистора КП802А необходимо, $U_{зи\ макс}$ должно быть не менее 35 В (с учетом коэффициента запаса). Поэтому, как показывают гистограммы, 9% транзисторов имеют брак по этим двум параметрам.

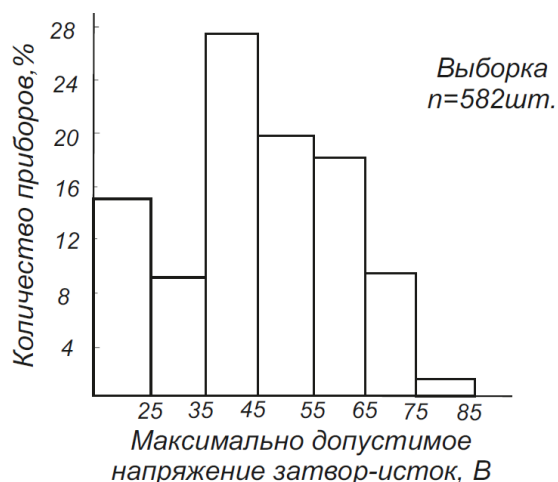


Рисунок 2.11 – Гистограмма распределения $U_{зи макс}$ транзистора КП802А при токе затвора 80 мкА

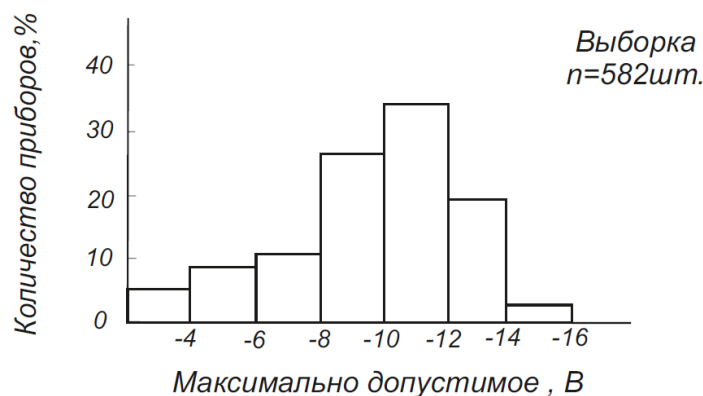


Рисунок 2.12 – Гистограмма распределения $U_{зи отс}$ транзистора КП802А при напряжении сток-исток 500 В и токе стока 1 мкА

В дальнейшем за счет оптимизации структуры и введения специальных технологических мероприятий по уменьшению конструктивно-технологических разбросов удалось исключить эти виды брака.

Предложенный технологический метод позволил решить следующие задачи при разработке мощных высоковольтных полевых транзисторов со статической индукцией:

- создать приборы с планарной структурой затвора и рабочим напряжением до 1500 В;
- разработать технологию, которая не содержит сложных технологических процессов и не требует сложного специального оборудования.

2.3 LOCOS-технология с одновременным формированием окон к истоку и затвору методом «жесткой» маски

Ограниченность рассмотренного выше технологического метода при разработке СИТ с рабочим напряжением более 1500 В побудила к поиску новых технологических вариантов, которые позволили бы решить более кардинально основную конструктивную проблему – устранить зависимость расстояния между затвором и истоком от ширины канала. Это бы способствовало разработке приборов с рабочими напряжениями в несколько киловольтов. Необходимость решения данной проблемы обуславливается еще и тем, что структуры, изготовленные методом LOCOS с подтравом, из-за малого расстояния между затвором и истоком выдерживают только третью группу по устойчивости к статическому напряжению (100 В). Это снижает надежность прибора.

Работы в данном направлении завершились созданием нового технологического маршрута формирования структуры кристалла [65], в котором исключена зависимость расстояния между затвором и истоком от ширины канала. Это позволило создавать приборы с высокими рабочими напряжениями и высокими значениями коэффициента усиления по напряжению.

Технологическая схема данного метода изображена на рисунке 2.13. На кремниевую пластину с эпитаксиальным слоем n-типа проводимости наносится пленка SiO_2 толщиной 0,05–0,1 мкм, а на нее – Si_3N_4 толщиной 0,15–0,2 мкм. С помощью первой фотолитографии получали в SiO_2 и Si_3N_4 окна к кремнию шириной d_1 (рисунок 2.13а). Одновременно удалялась маска из Si_3N_4 и SiO_2 на периферии кристалла. Открытые участки Si травились на глубину 1–3 мкм. Использовалось анизотропное плазмохимическое травление (рисунок 2.13б) с целью предотвращения растравливания областей истока. Можно проводить травление Si и химически, но при этом из-за бокового растравливания Si нужно увеличить размеры d_2 и d_3 . Это приводит к увеличению паразитной емкости затвора и уменьшению плотности упаковки структуры. Травленные области подвергались термическому окислению. Выращивался слой SiO_2

(рисунок 2.13в) толщиной 0,8–1,0 мкм, разделяющий области истока и затвора. Затем с помощью второй фотолитографии удалялись Si_3N_4 и тонкий слой SiO_2 в областях затвора. В открытые окна проводилась диффузия акцепторной примеси (рисунок 2.13г). Открытые области затвора окислялись с целью защиты их маскирующим диэлектриком (рисунок 2.13д).

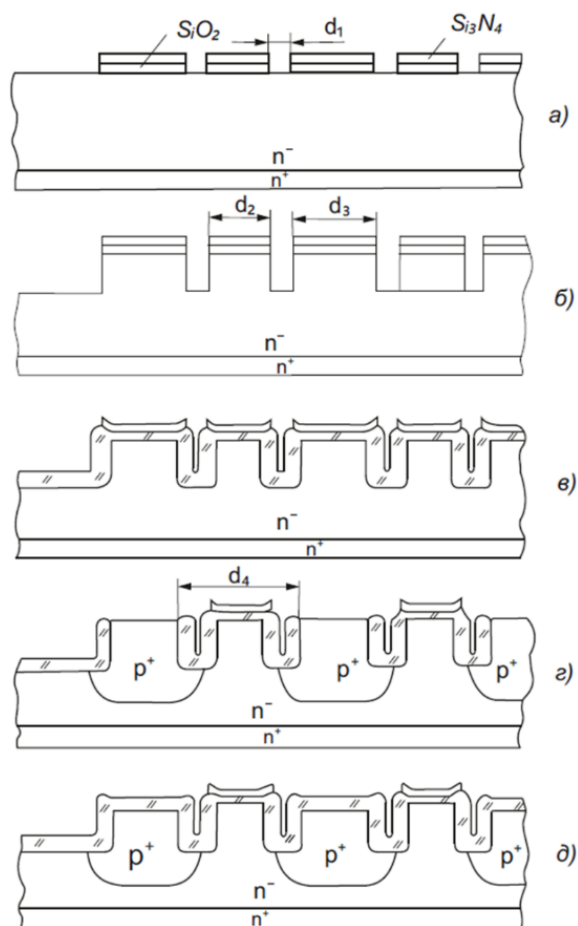


Рисунок 2.13 – Технологическая схема формирования структуры кристалла транзистора со статической индукцией, основанная на принципе «жесткой» маски: а – нанесение пленок SiO_2 и Si_3N_4 ; б – плазмохимическое травление; в – термическое окисление; г – диффузия акцепторной примеси; д – окисление области затвора маскирующим диэлектриком

Дальнейший маршрут формирования структуры кристалла совпадает с маршрутом технологического метода LOCOS с подтравом SiO_2 под маской Si_3N_4 . В результате получался прибор с углубленной мезоструктурой, в которой значительно увеличивается расстояние между ближайшими точками областей затвора и истока и, соответственно, пробивное напряжение затвор-исток.

Например (при ширине области истока 2 мкм, ширине канала 4 мкм, глубине травления Si 3 мкм), при первом локальном окислении на 0,8 мкм и глубине истока примерно 0,2 мкм расстояние между ближайшими точками областей истока из затвора составляет 4 мкм. При этом напряжение пробоя между затвором и истоком равно 120 В. Устойчивость к статическому напряжению при увеличении до 4 мкм повысилась на четыре группы (до 2000 В), что увеличило надежность прибора и позволило исключить специальные меры по защите от статического электричества.

Структура, изготовленная данным методом, имеет более высокое отношение длины канала к ширине и, соответственно, более высокое значение коэффициента усиления по напряжению. Следует отметить, что предложенный способ позволяет при высоких значениях пробивного напряжения затвор-исток увеличить ширину и глубину областей истока. При этом, как показала практика изготовления приборов со статической индукцией, уменьшается паразитное сопротивление истока и увеличивается рабочий ток транзистора. Исключение операции стравливания поверхностной, наиболее сильнолегированной части области затвора приводит к понижению сопротивления затвора в 2–3 раза и существенно улучшает быстродействие прибора.

В таблице 2.1 приведены экспериментальные значения параметров транзисторов, изготовленных с использованием предложенного технологического метода при глубине травления Si от 1 до 3 мкм, в сравнении со значениями, полученными с помощью технологического метода, рассмотренного в параграфе 2.2.

Эти экспериментальные данные показывают, что с помощью предложенного технологического метода можно разрабатывать транзисторы со статической индукцией с рабочим напряжением в несколько киловольтов.

Существенным недостатком данного метода является наличие резкой ступеньки между затвором и истоком, которую образуют стенки канавки. Это приводит к разрыву маскирующих слоев и, соответственно, снижению процента выхода годных приборов по кристаллу. Для исключения ступеньки канавку

можно заполнить диэлектриком. Один из вариантов заполнения – формирование узкой канавки размером менее 1 мкм, которая при формировании термического окисла толщиной 0,8–1,0 мкм полностью исчезает.

Уменьшение фотолитографического размера до 1 мкм значительно усложняет технологию изготовления приборов, поэтому в 1980-е годы данный метод не нашел применения в серийном производстве. В настоящее время технология формирования узких канавок в Si (Trench-технология) хорошо освоена, что позволяет применять данный метод в серийном производстве и создавать СИТ-приборы с более высокими ВАХ.

Таблица 2.1 – Зависимости $U_{зи}$ проб. и коэффициента блокирования от конструктивных параметров

Параметры транзисторов	Технология			
	«жесткая маска» с глубиной травления Si, мкм			LOCOS с подтравом SiO ₂ под маской Si ₃ N ₄
	1	2	3	
Пробивное напряжение затвор-исток, В	70–80	90–100	110–120	25–40
Коэффициент усиления по напряжению	20	35	50	5–20

2.4 Технологический метод формирования затвора прямоугольной формы

Рассмотренные технологические методы имеют следующие достоинства: позволяют разрабатывать приборы с планарной структурой затвора с рабочими напряжениями 1500 В и более; не содержат сложных трудоемких технологических процессов, требующих специального оборудования; не

критичны к дефектности фотошаблонов и фотомасок, вследствие чего обеспечивают высокий процент выхода годных приборов по кристаллу.

На основе метода, описанного в параграфе 2.2, были разработаны и освоены в серийном производстве транзисторы КП801, КП802, КП926, КП942 и т.д. Однако данные конструкции имеют ряд недостатков:

- при формировании области затвора за счет боковой диффузии примеси площадь ее увеличивается, что приводит к увеличению паразитной емкости затвора и снижению быстродействия прибора;
- затвор, сформированный диффузионным методом, имеет полусферическую форму р-n-перехода, поэтому обеспечивает меньший коэффициент усиления по напряжению по сравнению с затвором, имеющим прямоугольную форму р-n-перехода [66], при одинаковой ширине канала;
- боковой уход примеси под маску при формировании затвора не позволяет разрабатывать приборы с высокой плотностью упаковки.

Перечисленные недостатки особо остро проявляются при разработке усилительных и сильноточных низковольтных СВЧ-транзисторов.

В связи с этим актуальной проблемой является разработка технологического метода, который был бы свободен от этих недостатков. Предложенный в работе [66] технологический метод формирования затвора прямоугольной формы позволяет решить рассмотренные выше проблемы.

Суть метода состоит в следующем. После формирования рисунка под затвор производится плазмохимическое травление открытых участков Si на глубину 30 мкм. При этом формируются канавки шириной 12 мкм с отвесными стенками. Затем канавки локально заполняются поликремнием методом эпитаксиального наращивания, после чего производится полировка поверхности и формирование истоков.

Данный метод был применен при разработке тиристорных структур, для которых характерны низкие концентрации примеси в эпитаксиальном слое (порядка $1 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$) и, соответственно, широкие каналы. Но технологический

метод даже в представленном варианте непригоден для использования в серийном производстве. Применение же его для формирования транзисторных структур, которым присущи концентрации примеси в эпитаксиальном слое на порядок выше, практически невозможно.

Предложенный технологический метод формирования затвора прямоугольной формы [66] основан на принципе ускоренной диффузии примеси в Si после протонного облучения (рисунок 2.14), он позволяет формировать структуры кристалла СИТ-приборов с концентрацией примеси в эпитаксиальном слое порядка $2 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$.

На кремниевой пластине с эпитаксиальным слоем n-типа проводимости наращивается термический слой SiO₂ толщиной 0,05–0,1 мкм. Поверх осаждается слой Si₃N₄ толщиной 0,15–0,2 мкм, а затем термически наращивается маскирующий слой из фосфорно-силикатного стекла (ФСС) толщиной 1–2 мкм, после чего с помощью первой фотолитографии вскрываются окна под затвор и исток в слое ФСС (рисунок 2.14а). После второй фотолитографии вскрываются окна до Si только под затвор, производится ионная загонка примеси p⁺-типа проводимости на глубину 0,3 мкм (рисунок 2.14б). Маска из Si₃N₄ и SiO₂ над областями истока не позволяет примеси проникнуть в Si.

Далее производится облучение пластины протонами с энергией, обеспечивающей пробег на требуемые глубины залегания затвора при повышенной температуре (800 °С), когда происходит ускоренная диффузия примеси (см. рисунок 2.14в). Толстый слой ФСС обеспечивает полное торможение протонов, в результате чего отсутствует ускорение диффузии в Si в боковом направлении и под маску. Затем производится локальное окисление открытых участков с целью маскирования области затвора (см. рисунок 2.14г), после чего травятся слои Si₃N₄ и SiO₂ в областях истока и производится диффузия примеси n⁺-типа на глубину 0,2 мкм (см. рисунок 2.14д) примеси n⁺-типа.

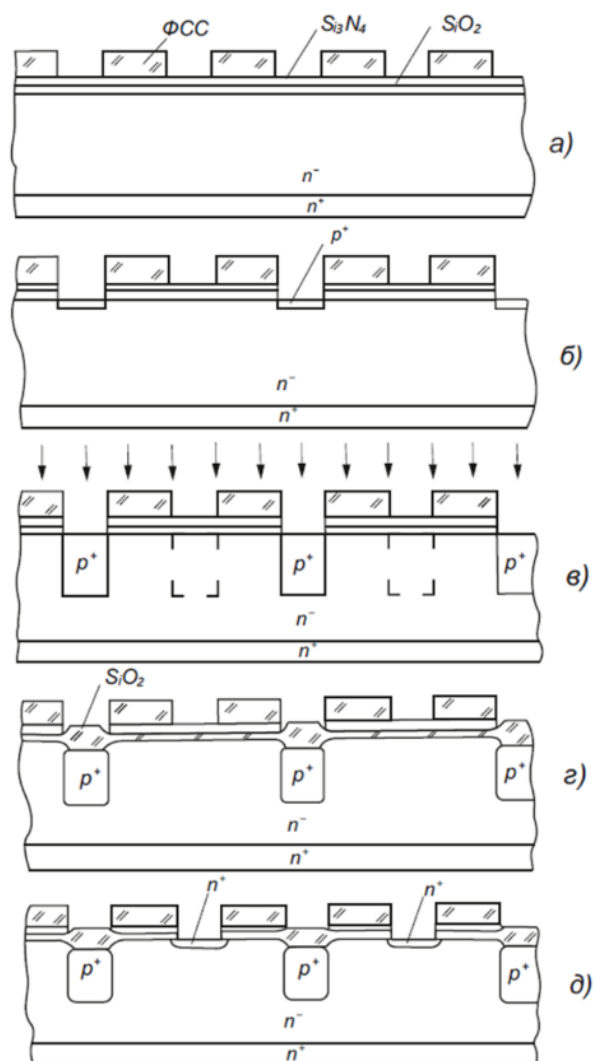


Рисунок 2.14 – Технологическая схема формирования структуры кристалла СИТ с прямоугольным затвором: а – нанесение термически слоя SiO_2 , поверх которого наращивается слой Si_3N_4 (первая фотолитография); б – загонка примеси p^+ -типа; в – облучение пластин протонами; г – локальное окисление; д – диффузия

После нанесения второго слоя Si_3N_4 технологический маршрут, за исключением операции диффузии примеси в область истока, полностью совпадает с технологическим маршрутом, рассмотренным в параграфе 2.2. Боковой уход легирующей примеси за край маски равен $\Delta R_{p\lambda} + \lambda d$, где $\Delta R_{p\lambda}$ – боковое стандартное отклонение протонов [66], равное 0,15 мкм; λd – диффузионная длина радиационных дефектов, ответственных за ускорение диффузии. Таким образом, максимальная глубина затвора определяется пробегом протонов (R_p) и диффузионной длиной радиационных дефектов, а боковой уход примеси затвора за край маски будет всегда составлять величину $0,15 + 0,07$ мкм

независимо от глубины залегания p-n-перехода затвора. Такой способ формирования областей затвора полностью устраняет разброс ширины канала, связанный с диффузией примеси на большую глубину, что позволяет существенно стабилизировать такие параметры прибора, как напряжение отсечки, пробивное напряжение затвор-исток, сопротивление канала и крутизна характеристики. Отсутствие диффузии примеси за край маски позволяет уменьшить паразитную площадь затвора и повысить эффективность использования площади кристалла. Это приводит к значительному повышению быстродействия прибора: повышению рабочего частотного диапазона и уменьшению времени включения и выключения. Данный принцип ускоренной диффузии можно применить и для LOCOS-технологии с подтравом SiO_2 под маской Si_3N_4 . Структурная схема технологического маршрута для этого варианта представлена на рисунке 2.15.

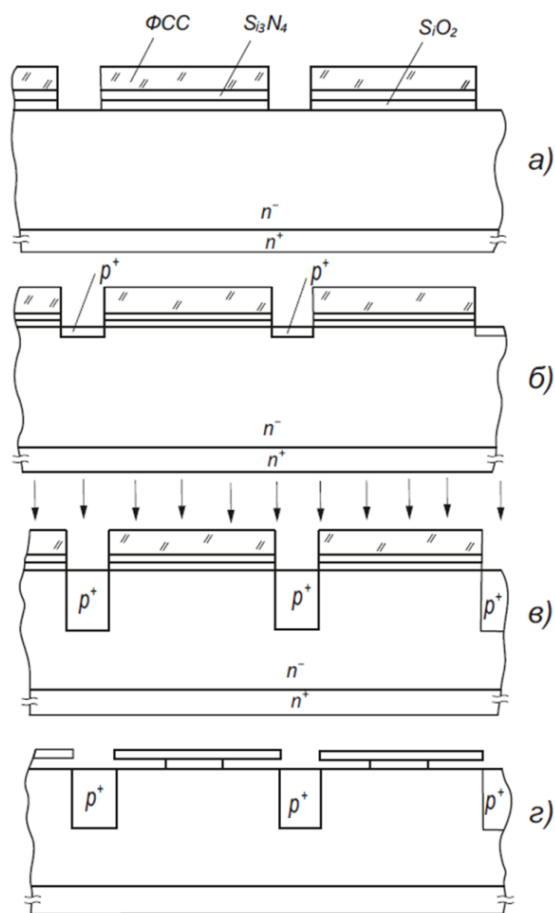


Рисунок 2.15 – Технологическая схема формирования структуры кристалла СИТ по принципу LOCOS и ускоренной диффузии: а – фотолитография; б – загонка примеси p⁺-типа; в – облучение пластин протонами; г – травление слоя ФСС

В данном случае с помощью первой фотолитографии вскрывается окно в слое ФСС только под область затвора (см. рисунок 2.15а), затем проводятся загонка примеси p^+ -типа проводимости (см. рисунок 2.15б) и протонное облучение пластин (см. рисунок 2.15в). Последовательность проведения дальнейших операций та же, что и в LOCOS-технологии с подтравом SiO_2 под маской Si_3N_4 .

Так как процесс боковой диффузии примеси отсутствует, то не требуется боковой подтрав SiO_2 под маской Si_3N_4 на большую величину, что, в свою очередь, не требует травления Si (см. рисунок 2.15г). При травлении SiO_2 под маской Si_3N_4 стравливается слой ФСС.

Предложенная технология изготовления транзистора со статической индукцией приемлема в промышленных условиях, поскольку процесс плазмохимического травления ФСС является более воспроизводимым и производительным, чем химическое травление узких щелей в Si . При этом глубина щели не зависит от процесса травления, так как травление идет до слоя Si_3N_4 , имеющего высокую селективность травления по отношению к ФСС. Кроме того, предложенная технология исключает применение таких сложных и трудоемких процессов, как селективная эпитаксия и полировка эпитаксиального слоя пластины. Серийные установки позволяют проводить облучение Si на глубину 1–2 мкм, поэтому применение этого метода возможно для формирования затвора с малой глубиной залегания управляющего p - n -перехода.

2.5 Новая технологическая схема формирования структуры кристалла приборов со статической индукцией с планарным затвором

Технологический маршрут изготовления кристалла серийных высоковольтных приборов со статической индукцией, выпускаемых в 1980–1990 годы на НЭВЗ, имел существенные недоработки (низкий процент выхода годных по кристаллу приборов и высокое значение тока утечки затвор-исток). Это не позволило создавать приборы с большой площадью кристалла с низкой себестоимостью и высокой надежностью.

Наблюдалась следующая картина:

- после формирования затвора (см. рисунок 2.4а) процент выхода годных по кристаллу приборов составлял более 90% и определялся качеством эпитаксиального слоя;

- после вскрытия окна к затвору (см. рисунок 2.4и) процент выхода годных по кристаллу приборов оставался также более 90%;

- после металлизации затвора и истока (см. рисунок 2.4к) процент выхода годных по кристаллу приборов был равен нулю.

Поиск причин показал, что главная проблема, связанная с дефектностью фотошаблонов и фотолитографических масок, проявляется особенно остро при изготовлении кристаллов с большой площадью. Оказалось, что сделать идеальный фотошаблон без дефектов не представляется возможным. Чем больше площадь кристалла, тем больше вероятность попадания дефекта на кристалл. При размере кристалла 6×6 мм эта вероятность равна 100%.

На рисунке 2.1 показано, что дефект фотолитографии при вскрытии окна к затвору приводит к закорачиванию истока с затвором в месте дефекта, появляется локальный шунт, величина сопротивления которого зависит от размера дефекта. Наличие шунта приводит к локальному выгоранию структуры кристалла и выходу прибора из строя.

Для устранения дефекта, показанного на рисунке 2.1, было предложено решение, рассмотренное в параграфе 2.1. Реализация данного решения позволила увеличить процент выхода годных по кристаллу приборов с нуля до 20–30% для кристалла с размером 6×6 мм.

В 1994 году на НЭВЗ начался процесс закрытия направления микроэлектроники, и ряд технологов перебрались на другие полупроводниковые заводы, где продолжили разрабатывать СИТ и БСИТ. В Александрове, Махачкале, Виннице и других городах было создано около сотни разновидностей транзисторов со статической индукцией [88]. К сожалению, все они разрабатывались по одной технологии, созданной автором данной работы, а она, как оказалось, имела серьезные недоработки: низкий процент выхода годных по

кристаллу приборов (20–30% при размере кристалла 6×6 мм) и высокий процент кристаллов с током утечки затвор-исток около 1 мА. Это обстоятельство не позволяло создавать надежные приборы с низкой себестоимостью, что привело к тому, что в начале 2000-х с появлением IGBT 5-го и 6-го поколений последние вытеснили СИТ, несмотря на то что проигрывали им по основным параметрам.

В 2020 году автор данной работы вернулся к теме приборов со статической индукцией [27, 89–92]. Проведенный анализ технологии показал, что снижение выхода годных по кристаллу приборов с 90% после формирования затвора до 20–30% после металлизации происходит из-за дефекта в фотошаблоне (первый этап вскрытия окна к затвору) [93]. В результате Мо травится над истоком, далее – при металлизации истока и затвора алюминием (и его вжигании для улучшения адгезии) — происходит микрозакоротка истока и затвора (рисунок 2.16).

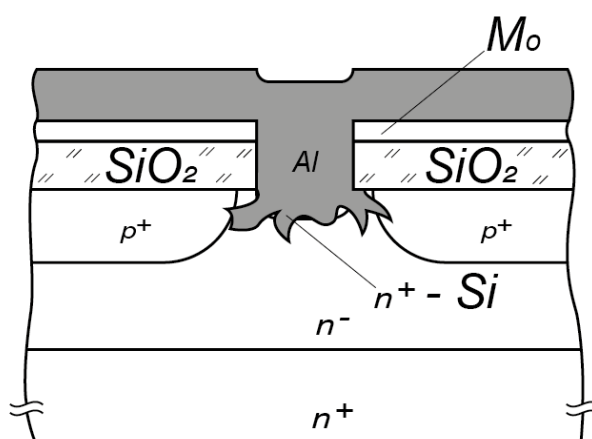


Рисунок 2.16 – Разрез кристалла с отсутствием Мо над областью истока из-за наличия дефекта в фотошаблоне

Для решения этой проблемы предложена следующая технологическая схема формирования структуры кристалла:

- после формирования истока наносится слой легированного поликремния толщиной 0,5 мкм;
- далее наносится слой Мо;
- далее вскрывается окно к затвору в два этапа: одним фотошаблоном травится Мо, а другим – поликремний и окисел (SiO₂).

На рисунке 2.17 приведен разрез кристалла с применением поликремния в качестве защиты истока от прожигания алюминием.

В данном случае, даже если из-за дефекта в фотошаблоне Мо стравливается над истоком, при вжигании Al не происходит закоротки между затвором и истоком, так как вжигание Al происходит на меньшую глубину, чем сумма толщины поликремния и толщины истока (0,3 мкм). Сразу делать толщину истока более 0,3 мкм нельзя, так как резко снижается максимально допустимое напряжение затвор-исток.

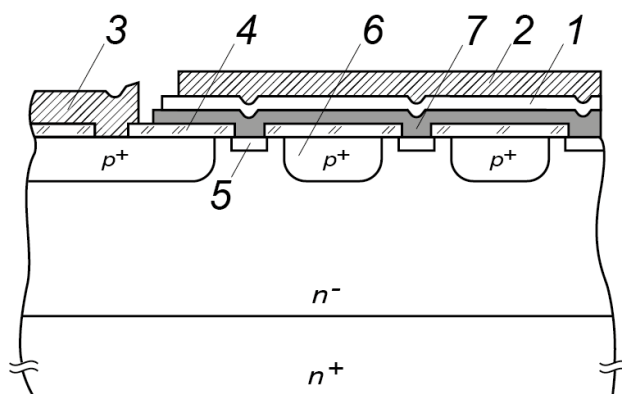


Рисунок 2.17 – Разрез кристалла с применением поликремния в качестве защиты истока от прожигания алюминием: 1 – Мо; 2 – металлизация истока (Al); 3 – металлизация затвора; 4 – изолирующий диэлектрик; 5 – низкоомная n^+ -область истока; 6 – область затвора; 7 – поликремний

Изготовление СИТ с большой площадью кристалла по предложенной схеме позволило гарантированно получать выход годных по кристаллу приборов более 90% (как и перед металлизацией алюминием). Данная технология исключает приборы с высоким значением тока утечки затвор-исток, что повышает их надежность.

Применение новой технологической схемы при выпуске разработанных приборов (КП926, 2Т9154, КП937 и т.д.), учитывая, что для них предложена новая конструкция кристалла [89], приведет в ближайшее время к возрождению СИТ.

Выводы по главе 2

1. Исследован процесс травления Si под нависающей маской Si₃N₄. Показано, что профиль травления зависит от режимов термодиффузионного процесса формирования области затвора. Установлено, что наиболее оптимальный профиль травления образуется при формировании области затвора путем двойной диффузии примеси (загонка-разгонка).
2. Разработана технологическая схема формирования высоковольтной структуры кристалла приборов со статической индукцией с планарной конструкцией затвора. Метод позволил создавать приборы с рабочим напряжением до 1500 В.
3. Для создания приборов с рабочим напряжением 1500 В и более предложен метод «жесткой» маски.
4. Для создания быстродействующих высоковольтных приборов с низким значением емкости затвора, что позволяет эффективно использовать площадь кристалла, разработан метод, формирующий область затвора прямоугольной формы.
5. Проведен анализ технологической схемы изготовления первых отечественных приборов со статической индукцией. Показано, что причиной снижения выхода годных по кристаллу приборов с 90 до 20–30% при площади кристалла 30 мм² и более является наличие мелких фотолитографических дефектов и стравливание молибдена над областями n⁺-истока. При отжиге Al происходит его диффузия до области затвора, что приводит к утечке между затвором и истоком. Величина утечки зависит от размера дефекта. Разработана новая технологическая схема, которая свободна от этой проблемы.

ГЛАВА 3 МОЩНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ СО СТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИЕЙ

3.1 Составной транзистор со статической индукцией

В 1980–1990-е годы было разработано несколько вариантов конструкций составных транзисторов на основе СИТ [90, 94–98]. Достоинством составных СИТ является высокий коэффициент усиления по току при сохранении высокого быстродействия. Рассмотрим составной транзистор, когда входным и выходным транзисторами являются СИТ. На рисунке 3.1 приведена принципиальная электрическая схема устройства, а на рисунке 3.2 – поперечный разрез структуры кристалла составного транзистора. На рисунках обозначены: входной транзистор (1), выходной транзистор (2), входная клемма затвора составного транзистора (3), входная клемма истока составного транзистора (4), выходная клемма общего стока (5), общая низкоомная полупроводниковая подложка (6), высокоомный эпитаксиальный слой (7), область затвора входного транзистора (8), область истока входного транзистора (9), область затвора выходного транзистора (10), область истока выходного транзистора (11).

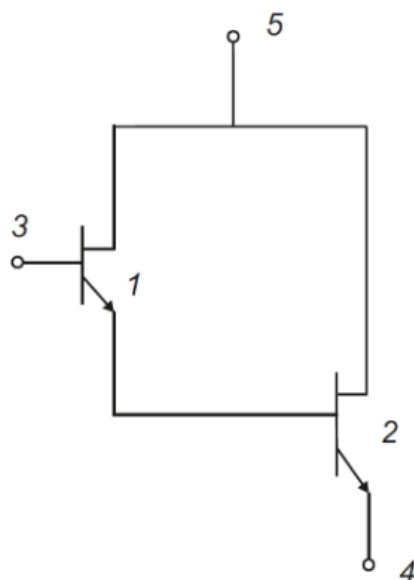


Рисунок 3.1 – Принципиальная электрическая схема составного транзистора

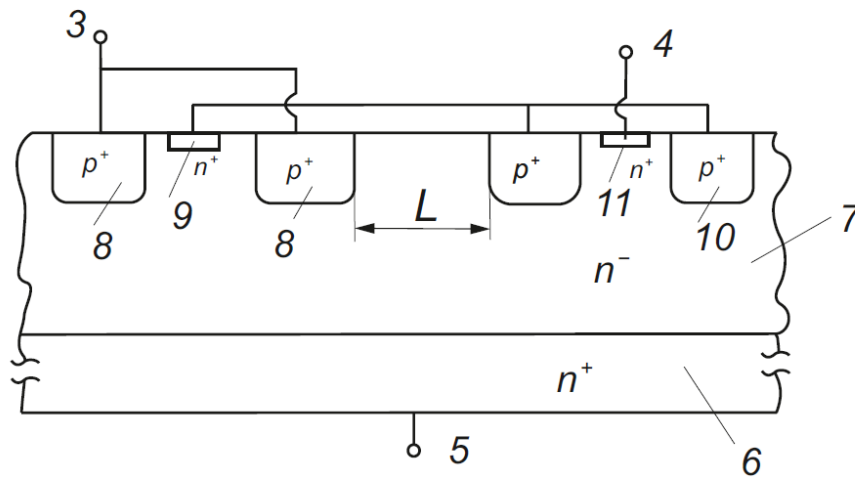


Рисунок 3.2 – Поперечный разрез структуры кристалла составного транзистора

Работает прибор следующим образом. В исходном состоянии напряжение на клемме 3 отсутствует, ток входного транзистора протекает по цепи сток-исток СИТ 1 и через затвор СИТ 2. Сопротивление в цепи сток-исток СИТ 2 снижается. Выходной СИТ 2 полуоткрыт. В рабочем режиме между клеммами 3 и 4 подают положительное напряжение $U_{зи}$, СИТ 1 открывается, по его цепи сток-исток и далее через затвор СИТ 2 протекает ток. Под действием этого тока сопротивление цепи сток-исток снижается до минимальной величины, СИТ 2 становится полностью открытым. Для запираания транзисторов на клеммы 3 и 4 подают отрицательное напряжение $U_{зап}$. Под действием возрастающего по абсолютной величине отрицательного напряжения от затворной области СИТ 1 в глубь высокоомного слоя распространяется ОПЗ. Транзистор СИТ 1 при этом приоткрывается.

В составном транзисторе СИТ 1 и СИТ 2 выполнены настолько близко один к другому, что ОПЗ затвора входного СИТ 1 при распространении взаимодействует с ОПЗ затвора выходного СИТ 2. При достижении ОПЗ затворной области СИТ 2 на ней устанавливается потенциал меньше приложенного к клемме 3 по абсолютной величине на величину ΔU , определяемую соотношением

$$\Delta U = L^2 \frac{\lambda^2 \cdot q \cdot N_D}{2\epsilon\epsilon_0}, \quad (3.1)$$

где L – расстояние между крайними областями затворов входного и выходного транзисторов;

N_D – концентрация носителей заряда в высокоомном слое;

Q – заряд электронов;

ε – диэлектрическая проницаемость полупроводника;

ε_0 – диэлектрическая постоянная.

При дальнейшем увеличении отрицательного напряжения обрывается токовая цепь «сток-исток СИТ 1 – затвор СИТ 2 – исток СИТ 2», так как на р-п-переход затвор-исток СИТ 2 подается обратное напряжение, и СИТ 1 запирается. С этого момента начинается запираение выходного транзистора. При достижении отрицательного напряжения $U_{\text{зап}}$ происходит отсечка тока стока выходного СИТ 2, и составной транзистор запирается.

Для того чтобы обеспечить запираение транзисторов, величина отрицательного напряжения $U_{\text{зап}}$ должна удовлетворять требованию

$$|U_{\text{зи отс2}}| < |U_{\text{зап}} - \Delta U| < |U_{\text{зи2 макс}}|, \quad (3.2)$$

где $U_{\text{зи отс2}}$ – напряжение отсечки выходного транзистора;

$U_{\text{зи2 макс}}$ – максимально допустимое напряжение затвор-исток выходного транзистора;

ΔU – разность потенциалов между затворными областями входного и выходного транзисторов.

Для предотвращения пробоя необходимо также выполнять условие

$$\Delta U < U_{\text{зи1 макс}}, \quad (3.3)$$

где $U_{\text{зи1 макс}}$ – максимально допустимое напряжение затвор-исток входного транзистора.

Крайние области затворов входного и выходного транзисторов расположены на расстоянии L , при котором затвор выходного СИТ 2 находится в зоне действия ОПЗ затвора СИТ 1. Это расстояние должно удовлетворять соотношению

$$a < L < \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 U_{\text{зи1 макс}}}{q \cdot N_D}}, \quad (3.4)$$

где a – минимальное расстояние между крайними областями затворов, при котором отсутствует ток утечки между ними.

Расстояние a определяется экспериментально, по данным тестового контроля. При уменьшении L до a начинается резкое возрастание тока утечки между затворами транзисторов, вызванное гальванической связью между ними. Утечка между областями затворов возникает при расстояниях $L < a$ по причине размытия (до 1 мкм) диффузионной границы затворных областей. Наличие такой утечки отрицательно сказывается на статических характеристиках составного транзистора, снижает КПД, а также может привести к шунтированию входного транзистора.

Верхним пределом L является максимальная ширина ОПЗ, т.е. ширина ОПЗ при максимальном обратном напряжении затвор-исток. Расположение крайней области затвора выходного транзистора позволяет с помощью затвора СИТ 1 управлять носителями заряда в СИТ 2, чем обеспечивается их дрейф к области затвора входного СИТ 1.

При значениях L более высоких, чем указанный в условии (3.4) предел, ОПЗ не достигает затвора выходного транзистора, и он не запирается при максимальном напряжении затвор-исток, т.е. прибор становится неработоспособным.

Положительный эффект по быстродействию достигается тем, что в устройстве выходным транзистором является СИТ, затворная область которого располагается в зоне действия ОПЗ затворной области входного транзистора. Время выключения СИТ определяется временем дрейфового движения основных носителей в канале. При выключении транзистора время снижается за счет того, что отсутствует рассасывание неосновных носителей. Быстродействие составного транзистора не ниже, чем быстродействие одного СИТ, так как разряд емкости $C_{зи}$ выходного транзистора осуществляется через затворную область входного.

3.2 Транзистор со статической индукцией с быстродействующим диодом

Энергетическая электроника возникла из необходимости преобразовывать параметры электроэнергии для нужд транспорта и для вторичного электропитания различных устройств. Основа энергетической электроники – электронные ключи, устройства, позволяющие прерывать протекание электрического тока в цепи с заданной периодичностью и с высокой энергетической эффективностью. В качестве электронного ключа в современной технике чаще всего используются полностью управляемые электронные приборы – транзисторы, в том числе:

- биполярные p-n-p- и n-p-n-типов проводимости;
- униполярные с изолированным с помощью окисла затвором – МОП-транзисторы на материалах Si, GaN и SiC;
- комбинированного типа, т.е. биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ, или IGBT), в которых МОП и биполярный образуют составной транзистор с МОП-транзистором на входе;
- униполярные с управляющим p-n-переходом – транзисторы со статической индукцией, СИТ.

Основное применение электронных ключей – коммутация электрических цепей с целью преобразования параметров электроэнергии (тока и напряжения), для чего в схемах преобразователей используются магнитные накопители энергии. При наличии в составе нагрузки магнитных накопителей энергии электронный ключ должен быть двунаправленным, т.е. обеспечивать протекание тока в прямом и в инверсном направлениях. Это необходимо для возврата накопленной в магнитном поле нагрузки энергии, чтобы исключить опасные перенапряжения в цепях. Но поскольку в ключах используют транзисторы – приборы, рассчитанные на однонаправленные токи, то для пропускания через ключ тока, инверсного для транзистора, транзистор шунтируется диодом, который также называют антипараллельным. Данный диод защищает транзисторную структуру от инверсного тока. Схема каскада на транзисторах

VT1, VT2 с индуктивной нагрузкой L и с антипараллельными диодами VD1, VD2 приведена на рисунке 3.3.

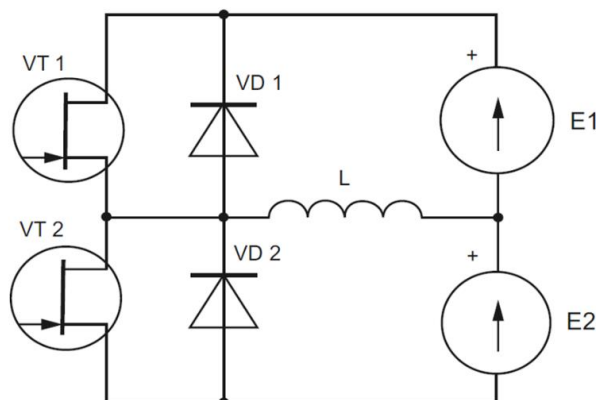


Рисунок 3.3 – Схема каскада на СИТ с антипараллельными диодами с индуктивной нагрузкой

Параметры таких диодов по току, напряжению и быстродействию должны соответствовать параметрам защищаемого транзистора по току, напряжению и быстродействию. Как правило, такой диод устанавливается в схему ключа в виде отдельного прибора, но стоимость диода сравнима со стоимостью транзистора, хотя он работает меньшую часть цикла и является неуправляемым, т.е. функционально стоимостный показатель данного технического решения не высок. Кроме того, введение в схему ключа мощного антипараллельного диода увеличивает габариты ключа, особенно это не выгодно, если используются бескорпусные приборы, которые монтируются на теплопроводную изолирующую подложку. Результат этой работы вдвое хуже ожидаемого: для размещения диода площадь теплопроводной подложки из дорогостоящей керамики требуется увеличить вдвое, при этом увеличивается степень дезинтеграции конструкции. Кроме того, подключаемый внешний диод имеет некоторую инерционность при включении вследствие наличия индуктивности выводов, и защита структуры транзистора от инверсного тока не может считаться полной.

Решение данной диспропорции видится в размещении антипараллельного диода в составе кристалла транзистора. Как правило, современные МОП-транзисторы и БТИЗ имеют в своем составе такие диоды, они возникают в структуре автоматически при ее формировании. И если по величине тока и

напряжения такие внутренние диоды соответствуют требованиям, то их быстродействие невысокое, время восстановления обратного сопротивления диода значительно больше времени выключения транзистора, и это не позволяет использовать транзистор на его предельных частотах.

Безусловно, попытки создать такой диод в составе транзисторной структуры были, даже достигался некоторый эффект, но при этом конечный прибор становился значительно дороже, чем аналогичный прибор без диода, да и параметры диода по быстродействию оставляли желать лучшего.

Прибор СИТ с диодом не имеет недостатков, указанных выше [92]. В составе структуры кристалла транзистора со статической индукцией формируется дополнительная область, выполняющая функцию антипараллельного диода и по параметрам предельного тока, напряжения и быстродействия соответствующая транзистору, в структуре которого он образуется.

Такая транзисторно-диодная структура выглядит следующим образом. В известном высоковольтном полевом переключающем транзисторе с вертикальным каналом с управляющим р-п-переходом в высокоомной области первого типа проводимости формируют дополнительные сильнолегированные области второго типа проводимости, которые отделены от области затвора высокоомным слоем первого типа проводимости. Дополнительные области расположены от области затвора на таком расстоянии, при котором еще не происходит преждевременный лавинный пробой управляющего р-п-перехода между истоком и затвором, и не менее расстояния, при котором смыкаются ОПЗ, возникающие вокруг сильнолегированных областей второго типа проводимости в высокоомном слое первого типа проводимости при подаче напряжения не менее максимально допустимого напряжения затвор-исток. Дополнительные области одного с затвором типа проводимости соединены с областями истока общей металлизацией.

На рисунке 3.4 приведена эквивалентная схема прибора, а на рисунке 3.5 – поперечный разрез кристалла. Кристалл прибора выполнен на низкоомной

полупроводниковой подложке первого типа проводимости (1) с высокоомным слоем того же типа проводимости (2), которая выполняет роль стока. Диффузионная область затвора второго типа проводимости (3) выполнена в виде ячеистой структуры с окнами, в которых расположены сильнолегированные области истоков первого типа проводимости (4).

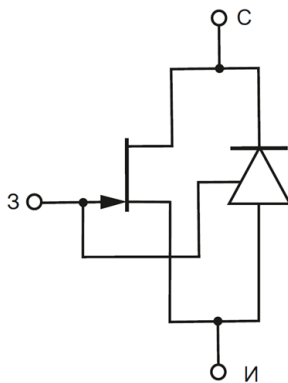


Рисунок 3.4 – Эквивалентная схема СИТ с совмещенным быстродействующим антипараллельным диодом [92]

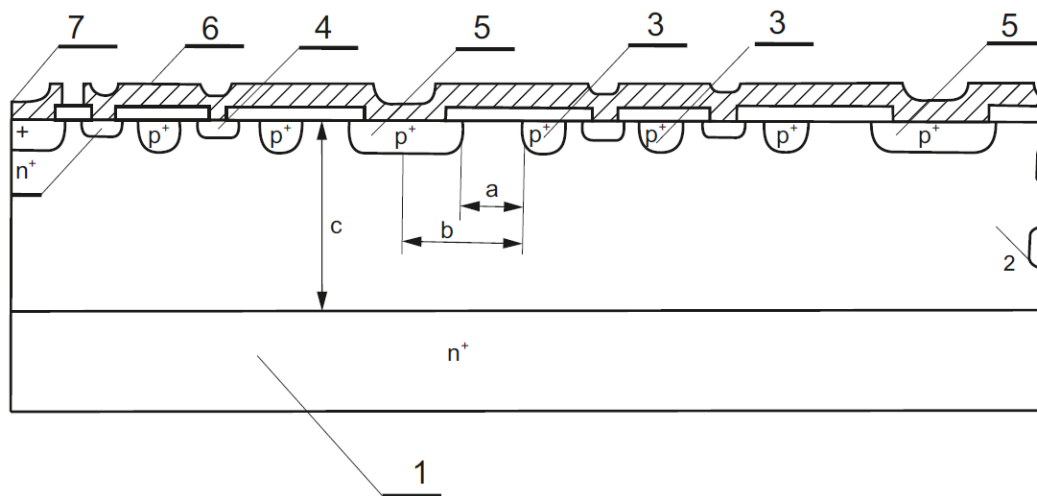


Рисунок 3.5 – Поперечный разрез кристалла СИТ с быстродействующим антипараллельным диодом [92]

Между чередующимися структурами транзистора сформированы дополнительные диффузионные сильнолегированные области второго типа проводимости (5), которые отделены от области затвора высокоомной областью первого типа проводимости (2). Металлизация кристалла включает металлизацию истока (6) и затвора (7), причем металлизация истока (6) является одновременно

металлизацией анода диода. Дополнительные области необходимо располагать от затвора на расстоянии, не превышающем величины распространения ОПЗ, образующейся вокруг затвора в высокоомном слое стока, при котором происходит лавинный пробой. Величина распространения ОПЗ зависит от величины прикладываемого к р-n-переходу обратного напряжения. По краю управляющего р-n-перехода за счет его искривления, а также наличия на поверхности кристаллов зарядов, которые повышают в приповерхностном слое концентрацию примеси, лавинный пробой в ОПЗ наступает значительно раньше, чем в объеме или на краю кристалла, где применяются специальные меры для предотвращения преждевременного пробоя.

Для того чтобы внутри кристалла не наступил преждевременный лавинный пробой, ОПЗ, распространяемая от затвора, до момента наступления поверхностного лавинного пробоя должна сомкнуться с ОПЗ дополнительных областей. С другой стороны, дополнительные области должны располагаться от затвора на расстоянии не ближе того, при котором смыкаются ОПЗ, возникающие вокруг сильнолегированных областей второго типа проводимости в высокоомном слое первого типа проводимости при подаче напряжения не менее максимально допустимого напряжения затвор-исток. При смыкании ОПЗ затвора с ОПЗ дополнительных областей дальнейшее повышение напряжения на затворе вызывает протекание тока по цепи «затвор – дополнительные области – исток» (характеристика прибора ограничителя напряжения – стабилитрона).

Работает предложенный прибор следующим образом. При подаче на затвор транзистора прямого смещения последний открывается, в область канала впрыскиваются неосновные носители, которые модулируют низкоомную область стока (модулируют сопротивление низкоомной области стока). Для закрытия транзистора на затвор подается отрицательное смещение, при этом ток затвора начинает протекать в обратном направлении, обусловленный неосновными носителями, накопленными в высокоомной области стока. Время протекания обратного тока затвора определяется величиной накопленного заряда в области канала и величиной тока затвора, которая зависит от управляющего импульса.

Скорость выключения диода наряду с быстродействием транзистора определяет предельную частоту переключения всего устройства. В предложенной конструкции роль защитного диода выполняют дополнительные области. Низкоомные области второго типа проводимости (5) являются катодом диода, а высокоомная (2) и низкоомная (1) области первого типа проводимости – анодом.

При возникновении на транзисторе инверсного напряжения р-п-переход дополнительной области открывается, в высокоомную область первого типа впрыскиваются неосновные носители, и через диод начинает протекать ток. Величина тока определяется величиной тока нагрузки, а время протекания – энергией, накопленной в индуктивности нагрузки. Время выключения диода при подаче на него обратного напряжения определяется временем вывода неосновных носителей из высокоомной области (2). В обычном диоде это время определяется временем рекомбинации неосновных носителей, которое зависит от времени жизни неосновных носителей.

В данном приборе вывод неосновных носителей из базы диода осуществляется через управляющий электрод транзистора – через затвор. Время восстановления транзистора и диода зависит от конструктивных параметров кристалла, электрофизических параметров материала кристалла и электрического режима на управляющем электроде транзистора.

В 1992 году автором данной работы был разработан транзистор со статической индукцией КП937А, который был аналогом транзистора КП926. Отличие их заключалось в том, что у транзистора КП937А (с целью повышения быстродействия) под площадками истоков (их две) р⁺-области отключены от области затвора. Одновременно с созданием транзистора КП937А был разработан прибор КП937А-5, который представлял собой кристалл транзистора КП937А со включенным параллельно ему диодом. Причем стоком транзистора и анодом диода являлась низкоомная подложка кристалла 1.

В таблице 3.1 приведены основные электрические параметры транзисторов КП937А и КП937А-5, а в таблице 3.2 – максимально допустимые значения их электрических параметров. На рисунках 3.6 и 3.7 показаны ВАХ транзистора

КП937А-5. Проведенные исследования транзистора КП937А-5 в составе РЭА показали, что диод полностью справляется со своими защитными свойствами во всем частотном диапазоне работы транзистора в качестве ключа.

Таблица 3.1 – Основные электрические параметры транзисторов КП937А и КП937А-5

Параметр	Условия	min	max	Единица измерения
Ток утечки затвора	$V_{GS} = -15 \text{ В}, V_{DS} = -15 \text{ В}, T = +25^\circ\text{C}$	—	0.3	мА
Ток затвор—сток обратнo-смещенного <i>p-n</i> -перехода	$V_{DS} = 475 \text{ В}, T = +25^\circ\text{C}$	—	1	мА
Напряжение отсечки	$V_{DS} = 450 \text{ В}, I_D = 2 \text{ мА}, T = +25^\circ\text{C}$	-15	—	В
Сопротивление сток—исток в открытом состоянии	$I_D = 10 \text{ А}, I_G = 1 \text{ А}, T = +25^\circ\text{C}$	—	0.07	Ом

Вариант конструкции кристалла, показанный на рисунке 3.5, отличается от конструкции кристалла транзистора КП937А-5 тем, что диод распределен по активной площади кристалла. В данном варианте активная площадь кристалла на 30% меньше, чем у транзистора КП937А-5, но физика работы данного прибора иная. По данному варианту были разработаны и изготовлены опытные образцы и проведены экспериментальные исследования его динамических характеристик.

Таблица 3.2 – Максимально допустимые значения электрических параметров транзисторов КП937А и КП937А-5

Наименование параметра	КП937А/А-5	Единица измерения
Напряжение сток—исток	450	В
Напряжение затвор—исток	20	В
Напряжение затвор—сток	475	В
Постоянный ток стока	17.5	А
Импульсный ток стока	30	А
Прямой ток затвора	2	А
Импульсный ток затвора	4	А

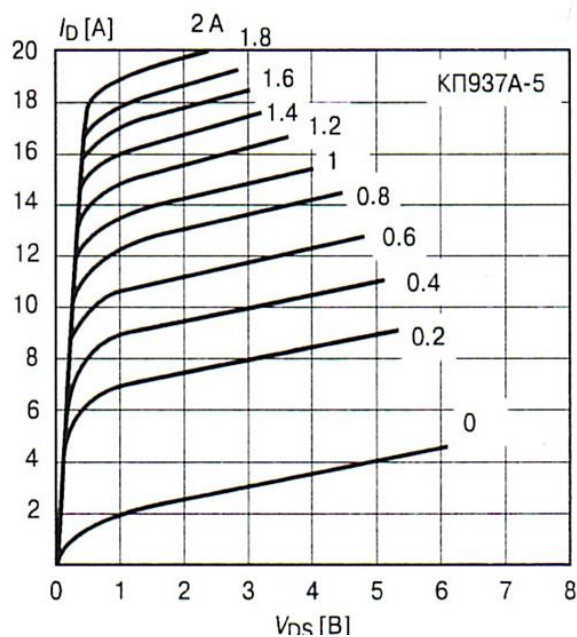


Рисунок 3.6 - Выходные характеристики транзистора КП937-5 (начальный участок по напряжению сток-исток)

Статические ВАХ СИТ с диодом не отличаются от ВАХ шунтированного диодом биполярного транзистора. Это позволяет использовать СИТ с диодом вместо классических приборов без существенной доработки схем включения. Для исследования СИТ с диодом в динамическом режиме была создана установка, где испытуемый прибор включен по каскадной схеме (рисунок 3.8).

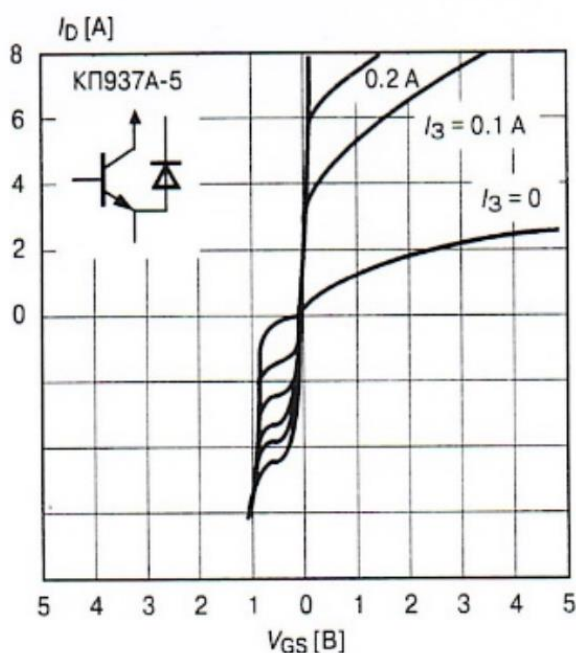


Рисунок 3.7 - Начальный участок ВАХ транзистора КП937А-5 по току

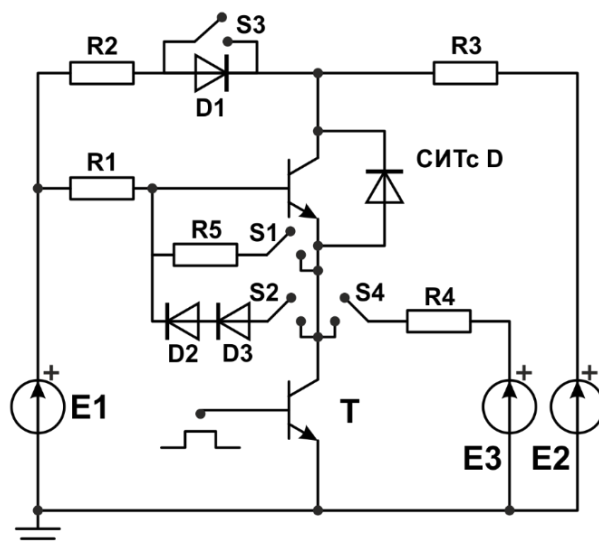


Рисунок 3.8 – Электрическая схема для исследования динамических параметров СИТ с распределенным диодом

После прихода импульса на базу (рисунок 3.9а) транзистора Т он открывается и фиксирует потенциал истока СИТ практически на уровне общей точки. С этого момента начинает протекать ток затвора 0,5 А (рисунок 3.9с), создается падение напряжения на переходе затвор-исток до 1,1 В. Напряжение на стоке относительно истока уменьшается до 4–5 В за 50 нс. В масштабе рисунка 3.9d этого не видно. Ток стока СИТ с диодом выходит на установившийся режим за 3 мкс (сплошная кривая, рисунок 3.9b).

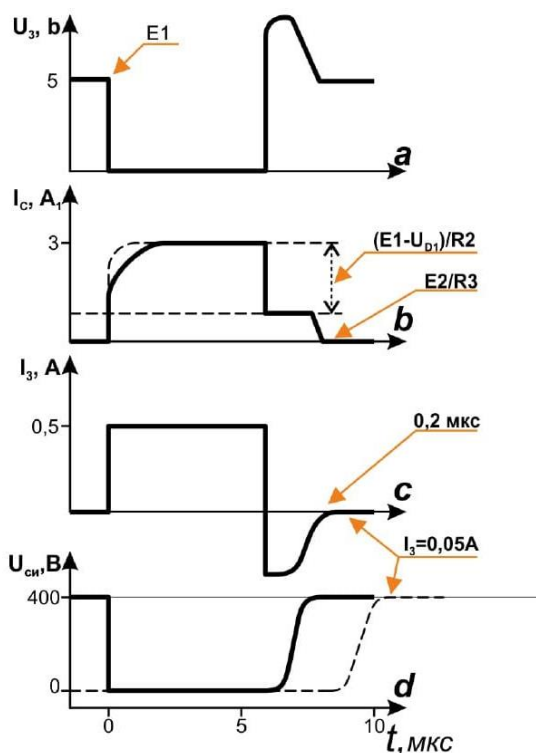


Рисунок 3.9 – Эпюры динамических параметров СИТ с распределенным диодом

Для тока стока 3,5 А при токе затвора 0,5 А напряжение сток-исток составляет 2 В, а для тока 2 А и тока затвора 0,3 А – 0,5 В.

После выключения управляющего транзистора Т ток истока испытуемого прибора падает до нуля, ток стока уменьшается с 3,5 до 0,5 А, ток затвора меняет знак на обратный, причем его величина равна току стока. При этом происходит рассасывание носителей в переходе затвор-исток. Примерно через 1 мкс ток затвора спадает за время около 0,2 мкс (см. рисунок 3.9с). Этот процесс сопровождается ростом напряжения на стоке до уровня источника Е2 за время 0,6 мкс. Затягивание длительности заднего фронта этого напряжения вызвано влиянием емкости D1. Если исключить D1 из схемы, то длительность фронта выключения испытуемого прибора будет составлять не более 0,2 мкс.

При уменьшении тока рассасывания затвора до величины 0,05 А время рассасывания носителей в переходе затвор-исток увеличивается до 6 мкс (см. рисунок 3.9с, d).

Для исследования влияния на работу прибора начального тока встроенного диода подключался дополнительный источник Е3 с более высоким напряжением, чем Е1, позволяющий пропускать обратный ток через прибор, а диод D1 закорачивался (см. рисунок 3.9б, пунктирная кривая). Отметим, что собственные параметры встроенного диода зависят от схемы включения затвора и истока испытуемого прибора. Так, после протекания через этот диод прямого тока 2 А и обратного рассасывающего тока 0,5 А время восстановления обратного сопротивления диода равно:

$$R5 = 0 - 1 \text{ мкс}, \quad R5 = 10 \text{ Ом} - 2,5 \text{ мкс}, \quad R5 = \infty - 15 \text{ мкс}.$$

Однако из графика видно, что работа встроенного диода не приводит к ухудшению динамических характеристик транзистора, так как время выключения испытуемого прибора 1 мкс.

Таким образом, встроенный диод, насыщая высокоомную область стока транзистора дополнительными дырками, при протекании через него тока подготавливает транзистор к открытию, и ток стока нарастает уже по пунктирной кривой (см. рисунок 3.9б). Вследствие этого повышается скорость переключения

транзисторной и диодной частей прибора по сравнению с дискретными приборами, разработанными на основе более высоких технологий. Аналогичные переключательные характеристики могут быть достигнуты только с гораздо более дорогим традиционным транзистором, обладающим временем восстановления прямого сопротивления порядка 0,1–0,3 мкс.

Для правильного понимания работы СИТ с распределенным диодом проводилась оценка времени жизни неосновных носителей заряда в различных областях транзистора. Величина времени жизни неравновесных дополнительных дырок оценивалась с помощью измерения времени восстановления заряда р-п-перехода. В приборе СИТ с диодом, изготовленном по первому варианту (транзистор КП937А-5), время восстановления было на порядок больше, чем в приборах СИТ с диодом, изготовленных по второму варианту. Поскольку диффузионная длина дырок в кремнии составляет около 600 мкм (в зависимости от качества кремния может быть и более 1 мм), то понятно, почему диод в первом варианте выключается быстро (центральная область диода находится от затвора на расстоянии 300 мкм), но не участвует в процессе включения транзистора. Во втором варианте расстояние между областями распределенного диода составляет 91,6 мкм, поэтому накопленные неосновные носители при прямом включении диода участвуют в процессе включения транзистора, что приводит к повышению его быстродействия.

Экспериментальные исследования СИТ с распределенным диодом по активной части кристалла показали, что данная конструкция прибора имеет более высокую скорость переключения, чем СИТ с диодом под площадками истока. Поскольку СИТ имеют значительное превосходство по основным параметрам, такие транзисторы, как IGBT, GaN и SiC [68], то можно с уверенностью говорить, что СИТ с распределенным диодом – самый быстродействующий ключ. Он обладает также способностью самозащиты от инверсного перенапряжения при работе на индуктивную нагрузку или при наличии паразитной индуктивности и обеспечивает защиту схем управления от сильного тока в аварийной ситуации.

3.3 Транзистор со статической индукцией с защитными стабилитронами на входе и на выходе

В настоящее время для защиты радиоэлектронных устройств от перегрузок по напряжению используются стабилитроны. Они выпускаются во всех развитых странах мира в больших количествах. Однако гарантированно защитить силовые ключи они не могут, так как соединительные выводы дают индуктивную задержку их включения, а принцип работы на лавинном пробое делает прибор потенциально ненадежным.

Решить проблему по защите ключа удалось следующим образом [99]. В известном высоковольтном полевом переключающем транзисторе с вертикальным каналом с управляющим р-п-переходом (СИТ с триодной характеристикой) в высокоомной области первого типа проводимости формируются дополнительные сильнолегированные области второго типа проводимости, которые отделены от области затвора высокоомным слоем первого типа проводимости и расположены от области затвора на расстоянии не более того, при котором происходит преждевременный лавинный пробой управляющего р-п-перехода между истоком и затвором, и не менее расстояния, при котором смыкаются ОПЗ, возникающие вокруг сильнолегированных областей второго типа проводимости в высокоомном слое первого типа проводимости при подаче напряжения не менее максимально допустимого напряжения затвор-исток. В предлагаемом приборе дополнительные области расположены от затвора на расстоянии, при котором ОПЗ затвора смыкается с ОПЗ дополнительной области при напряжении на затворе, которое запирает напряжение на транзисторе больше рабочего и меньше максимально допустимого. Дополнительная область соединяется с областями истоков металлизацией.

Эквивалентная схема прибора приведена на рисунке 3.10. Поперечный разрез кристалла такой же, как у СИТ с диодом (см. рисунок 3.5). Разница в данных конструкциях состоит в том, что у СИТ с диодом расстояние между

областью затвора и областью диода должно быть как можно больше, а у СИТ с защитными стабилитронами это расстояние должно быть четко заданным.

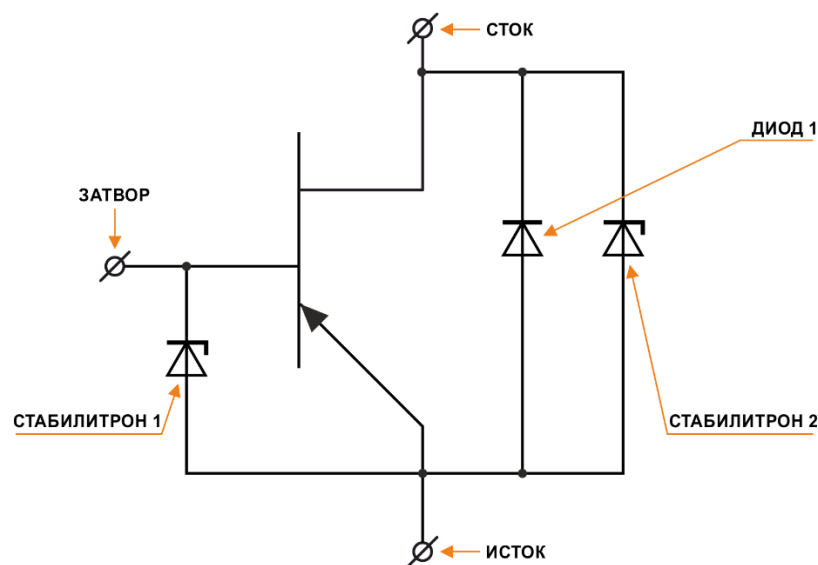


Рисунок 3.10 – Эквивалентная схема СИТ с защитными стабилитронами

На рисунке 3.11 приведены ВАХ СИТ с защитными стабилитронами. Дополнительные области (5) необходимо располагать от затвора (3) (см. рисунок 3.5) на таком расстоянии, при котором ОПЗ, образующиеся вокруг затвора в высокоомном слое стока, смыкаются с ОПЗ дополнительных областей при напряжении на затворе, равном напряжению запирающего напряжения. При уменьшении величины a уменьшается U стабилизации и в какой-то момент может стать меньше U рабочего. При увеличении величины a увеличивается U стабилизации и в какой-то момент может стать больше U максимально допустимого. В первом случае перестает работать прибор, а во втором – стабилитрон.

Работает предложенный прибор следующим образом. На затвор транзистора подается прямое смещение, и транзистор находится в открытом состоянии. При подаче на затвор запирающего напряжения, когда ОПЗ затвора и дополнительной области смыкаются, открывается стабилитрон (1), через него начинает протекать ток. Величина его задается схемой управления.

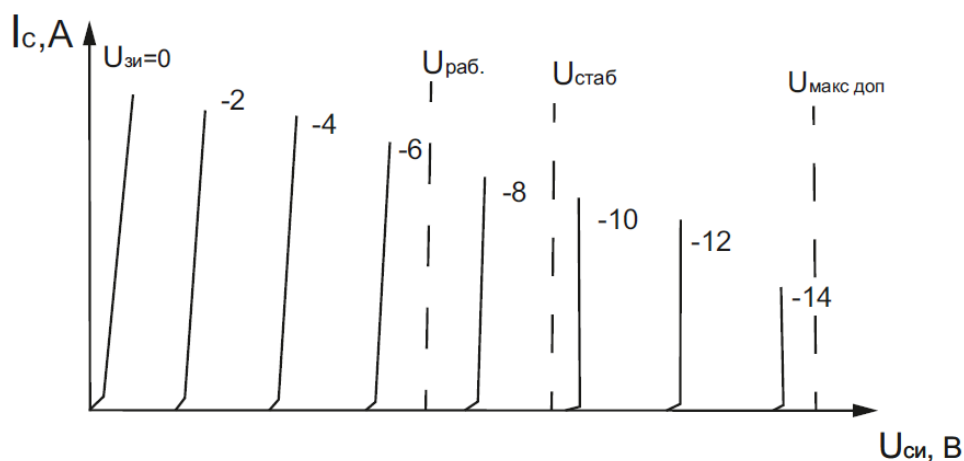


Рисунок 3.11 – ВАХ СИТ с защитными стабилитронами

На затворе постоянно будет запирающее напряжение, равное напряжению запирающего U стабилизации. При появлении на транзисторе инверсного напряжения открывается диод Д1 (см. рисунок 3.10), а при скачке напряжения на стоке больше U рабочего открывается стабилитрон (2) (см. рисунок 3.10). Таким образом, транзистор полностью защищен. Причем и стабилитроны, и диод работают со скоростью транзистора, что повышает надежность всего ключа.

3.4 Мощный прибор с N-образной характеристикой (дефензор)

В настоящее время для защиты радиоэлектронных устройств от перегрузок по напряжению используются стабилитроны. Однако быстродействующего дискретного элемента, защищающего радиоэлектронные устройства по току с малым сопротивлением, нет. Разработчики радиоэлектронных устройств защиту от перегрузок по току решают схемотехническими приемами. Но часто схемотехническое решение не успевает защитить электронные устройства из-за низкого быстродействия.

Создание прибора с N-образной характеристикой — дефензора (от англ. defense – «защита») — значительно упрощает защиту радиоэлектронных устройств от перегрузок по току и значительно повышает их надежность [91, 100].

Кристалл прибора изготавливается следующим образом.

В известном высоковольтном полевом переключающем транзисторе с вертикальным каналом с управляющим р-n-переходом в высокоомной области первого типа проводимости формируют дополнительные сильнолегированные области второго типа проводимости, которые отделены от области затвора высокоомным слоем первого типа проводимости. Дополнительные области расположены от области затвора на расстоянии не более того, при котором происходит преждевременный лавинный пробой управляющего р-n-перехода между истоком и затвором, и не менее расстояния, при котором смыкаются ОПЗ, возникающие вокруг сильнолегированных областей второго типа проводимости в высокоомном слое первого типа проводимости при подаче напряжения не менее максимально допустимого напряжения затвор-исток.

Дополнительная область является вторым управляющим электродом. Эквивалентная схема прибора приведена на рисунке 3.12.

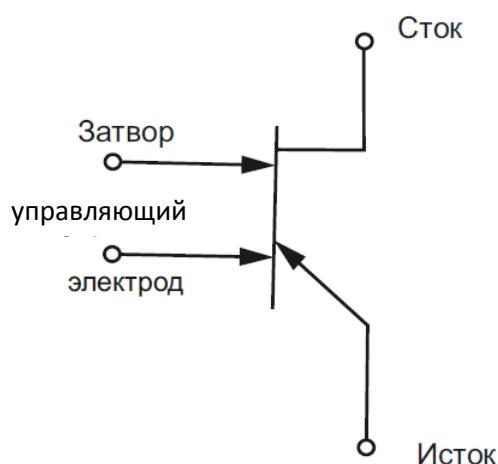


Рисунок 3.12 – Эквивалентная схема дефензора

На рисунке 3.13 представлен поперечный разрез кристалла предлагаемого прибора. Кристалл прибора выполнен на низкоомной полупроводниковой подложке первого типа проводимости (1) с высокоомным слоем того же типа проводимости (2), которая выполняет роль стока.

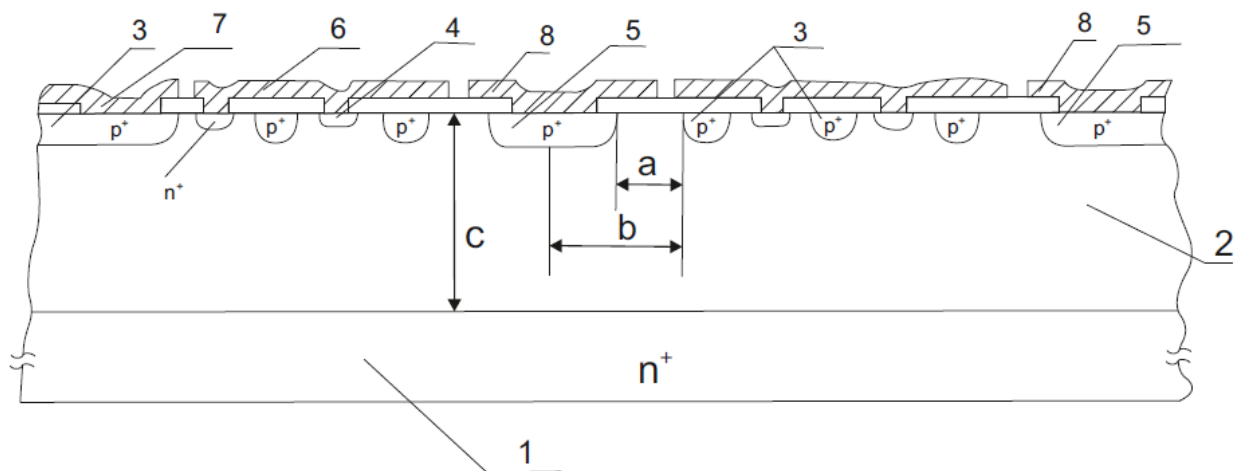


Рисунок 3.13 – Поперечный разрез кристалла дефензора

Диффузионная область затвора второго типа проводимости (3) выполнена в виде ячеистой структуры с окнами, в которых расположены сильнолегированные области истоков первого типа проводимости (4). На краю кристалла транзистора сформирована дополнительная диффузионная сильнолегированная область второго типа проводимости (5), которая отделена от области затвора высокоомной областью первого типа проводимости (2). Металлизация кристалла включает металлизацию истока (6), затвора (7) и металлизацию дополнительного управляющего электрода (8).

Дополнительную область необходимо располагать от затвора на расстоянии, не превышающем величины распространения ОПЗ, образующейся вокруг затвора в высокоомном слое стока, при котором происходит лавинный пробой. Величина распространения ОПЗ зависит от величины прикладываемого к р-п-переходу обратного напряжения. По краю управляющего р-п-перехода за счет его искривления, а также наличия на поверхности кристаллов зарядов, которые повышают в приповерхностном слое концентрацию примеси, лавинный пробой в ОПЗ наступает значительно раньше, чем в объеме или на краю кристалла, где применяются специальные меры для предотвращения преждевременного пробоя. Для того чтобы внутри кристалла не наступал преждевременный лавинный пробой, ОПЗ, распространяемая от затвора, до момента наступления

поверхностного лавинного пробоя должна сомкнуться с ОПЗ дополнительной области.

С другой стороны, дополнительная область должна располагаться от затвора на расстоянии не ближе того, при котором смыкаются ОПЗ, возникающие вокруг сильнолегированных областей второго типа проводимости в высокоомном слое первого типа проводимости при подаче напряжения не менее максимально допустимого напряжения затвор-исток. При смыкании ОПЗ затвора с ОПЗ дополнительных областей дальнейшее повышение напряжения на затворе вызывает протекание тока по цепи «затвор — дополнительные области — исток» (характеристика прибора ограничителя напряжения – стабилитрона).

Работает предложенный прибор следующим образом. На затвор транзистора подается прямое смещение, и транзистор находится в открытом состоянии. На дополнительный управляющий электрод подается запирающий потенциал. Величина потенциала должна быть такой, чтобы при заданном токе стока (токе защиты) сложение потенциалов на стоке и на дополнительном управляющем электроде обеспечивало бы смыкание ОПЗ затвора и ОПЗ дополнительного электрода. Когда ОПЗ смыкаются, потенциал с дополнительного электрода переходит на затвор, и транзистор запирается. Дальнейшее повышение напряжения на стоке приводит к снижению тока стока. При этом скорость выключения транзистора сохраняется такой же высокой. На рисунке 3.14 приведена ВАХ предлагаемого прибора. Такую характеристику называют N-образной.

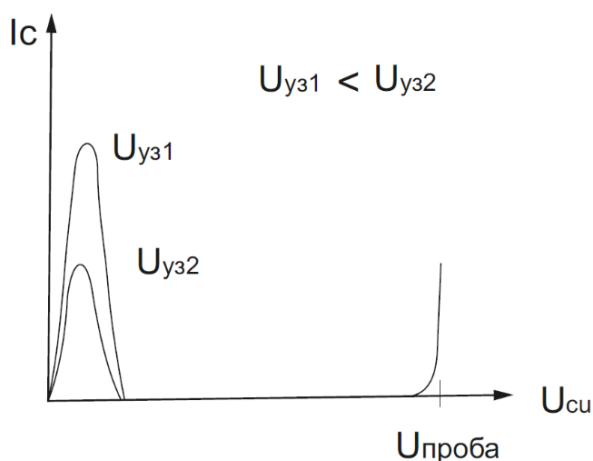


Рисунок 3.14 – ВАХ дефензора

Выводы по главе 3

1. Вертикальная структура канала приборов со статической индукцией позволяет использовать области, которые находятся под площадками истока и затвора, для других целей:
 - создавать в этих областях дополнительные транзисторы или схему управления силовым транзистором;
 - формировать диод, защищающий силовой прибор от инверсного напряжения;
 - формировать защитные стабилитроны;
 - использовать их как дополнительный управляющий электрод;
 - создавать в этих областях элементы, контролирующие работу силового прибора (возможно, это не полный перечень).
2. Предложена новая конструкция кристалла транзистора КП926, у которой отключенная от затвора паразитная область позволяет увеличить максимальную рабочую частоту на порядок.
3. Предложена новая конструкция кристалла транзистора КП926, у которой отключенная от затвора паразитная область используется в качестве диода, защищающая транзистор от инверсного напряжения. Причем скорость выключения диода соизмерима со скоростью транзистора.
4. Предложена новая конструкция составного транзистора, выполненного на одном кристалле, которая принципиально отличается от известных составных транзисторов: выключение выходного силового транзистора происходит через управляющий электрод входного транзистора, что обеспечивает высокую скорость выключения.
5. Предложена новая конструкция кристалла транзистора КП926, у которой отключенная от затвора паразитная область используется для размещения в ней защитных стабилитронов.

6. Предложена новая конструкция кристалла транзистора КП926, у которой отключенная от затвора паразитная область используется для размещения в ней диода, контролирующего температуру кристалла.
7. Предложена новая конструкция нового прибора – дефензора, который имеет ВАХ N-образного вида. Данный прибор может использоваться в качестве защитника РЭА от перегрузок по току.

ГЛАВА 4 ТИРИСТОР С ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИМ УПРАВЛЕНИЕМ

Сегодня с быстрым развитием электроэнергетических отраслей (электротранспорт, самолетостроение, средства электропитания и т.д.) очень актуальным становится создание эффективных силовых ключей. Ключевые высоковольтные тиристоры из-за наличия на пути протекания тока трех р-п-переходов и низкого быстродействия не отвечают современным требованиям по статическим и динамическим потерям. Зарубежные полупроводниковые компании при построении высоковольтных ключей активно переходят на широкозонные материалы карбид кремния (SiC) и нитрид галлия (GaN). В России из-за отсутствия технологий по созданию широкозонных материалов SiC и GaN разработка таких приборов находится на начальных этапах.

Транзисторы со статической индукцией с планарным затвором с усовершенствованной конструкцией способны работать на частотах до 10 МГц при рабочих напряжениях 500–1500 В [89]. В этом диапазоне рабочих напряжений они имеют очень низкое сопротивление канала и высокое быстродействие. Дальнейшее повышение рабочего напряжения требует увеличения ширины высокоомной области стока. Это приводит к существенному росту сопротивления канала и снижению быстродействия, так как модуляция канала неосновными носителями – дырками из затвора – из-за их низкой подвижности на большую глубину происходит медленно и неэффективно. Поэтому при рабочих напряжениях выше 1500 В наиболее эффективно применять тиристоры.

Тиристор – это прибор, у которого низкоомная подложка имеет р⁺-область. В открытом состоянии прибора из подложки в канал впрыскиваются неосновные носители и эффективно модулируют его.

4.1 История развития тиристоров

Первые управляемые тиристоры появились в 1955 году, когда стало возможным получение кремния высокой чистоты. Они имели четырехслойную

структуру и получили название «тиристор». Он включался подачей импульса на электрод управления при положительном напряжении между анодом и катодом. Выключение тиристора обеспечивалось снижением протекающего через него прямого тока до нуля. Это требовало дополнительно большого количества элементов, что увеличивало стоимость и массогабариты [101].

Следующее развитие тиристор получил в 1960 году, когда в США был разработан прибор, способный запирается с помощью управляемого электрода, получивший название Gate Turn Off (GTO) – выключаемый тиристор. Выключаемый тиристор – полностью управляемый полупроводниковый прибор. Включение и выключение происходит путем подачи соответственно положительного и отрицательного импульсов на электрод управления. На рисунке 4.1 приведены условное обозначение (а) и структурная схема (б) выключаемого тиристора [101].

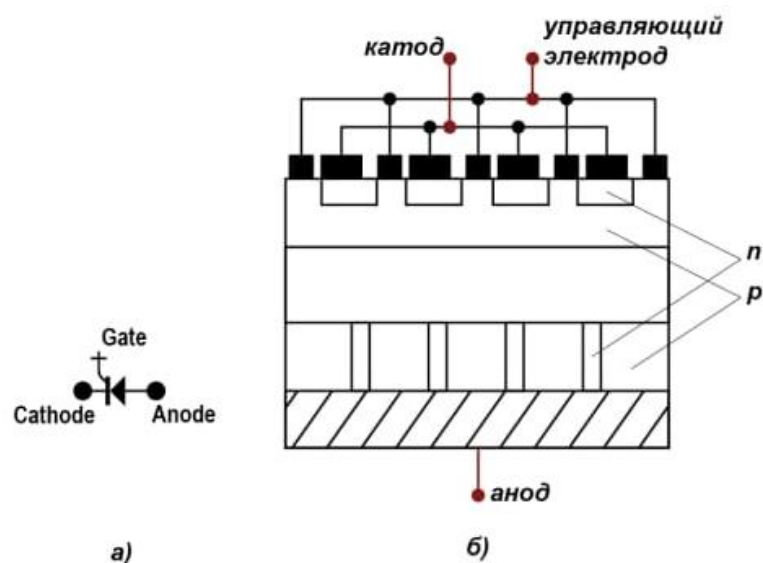


Рисунок 4.1 – Выключаемый тиристор: а – условное обозначение; б – структурная схема

В середине 1990-х годов был разработан новый вид тиристорov Gate Commutated Thyristor (GCT). Он является усовершенствованием GTO и лишен его недостатков. Далее развитие тиристорov пошло по пути создания жесткого управления: создания драйверов, совмещенных с пластинами охлаждения (от англ. Integrated Gate – Commutated Thyristor (IGCT) [102].

Быстрое развитие в начале 1990-х годов технологии силовых транзисторов привело к появлению нового класса приборов – биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistors). Основными преимуществами IGBT являются высокое значение рабочей частоты (20–30 кГц), КПД, простота в управлении. В последние годы IGBT потеснили тиристоры GTO в устройствах мощностью 1 МВт и напряжением до 3,5 кВ.

Первый тиристор со статической индукцией был изобретен И. Нишизаваой в 1975 году [103]. Он, как и первые СИТ, имел заглубленный затвор. Заглубленный затвор имеет недостаток – большое сопротивление. Это ограничивает высокочастотные свойства прибора и не позволяет вводить прибор в биполярный режим работы. В 1982 году С. Накамура предложил конструкцию ТЭУ с планарным затвором [104], свободную от этого недостатка. Однако обе эти конструкции обладают еще одним негативным свойством: у них в открытом состоянии инжекция неосновных носителей из области затвора происходит по всей площади затвора и на периферии. При выключении тиристора неосновные носители в канале выводятся гораздо быстрее, чем на периферии и под площадками катода и затвора. Это приводит к затягиванию выключения и ограничивает быстродействие.

Тиристоры с электростатическим управлением имеют преимущество по остаточному напряжению перед биполярными тиристорами и приборами IGBT, так как на пути протекания тока имеют один р-п-переход, а не три и, соответственно, падение напряжения на них в открытом состоянии меньше. Также они более скоростные, потому что удаление неосновных носителей происходит через затвор. В IGBT после закрытия входного МОП-транзистора цепь «эмиттер – коллектор» прерывается, неосновные носители медленно рекомбинируют в базовой области, что затягивает выключение.

4.2 Конструкция тиристора с электростатическим управлением на Si

Автором данной работы предложена конструкция ТЭУ, свободная от недостатков конструкций, которые были описаны в работах [103, 104]

(рисунок 4.2). Для исключения паразитной инжекции дырок из затвора под площадками катода, затвора и периферийных областей последние отключаются от области затвора высокоомной n -областью стока (рисунок 4.3) [105, 106]. Причем расстояние a между затвором и областями под площадками и периферией должно быть как можно больше, но не более значения, при котором происходит преждевременный поверхностный лавинный пробой. Отключение этих областей от затвора имеет еще один положительный момент: уменьшается емкость затвора.

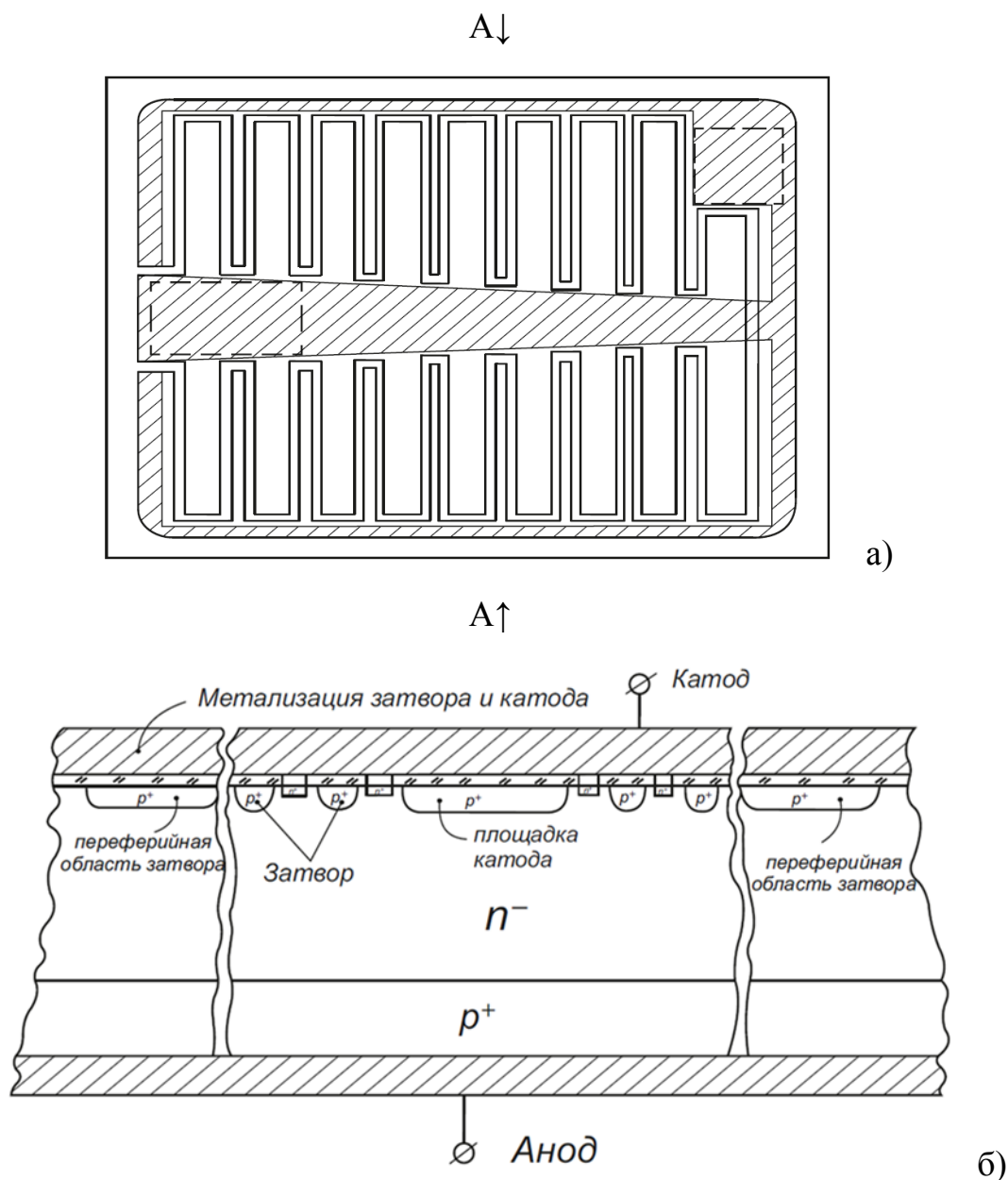


Рисунок 4.2 – Кристалл ТЭУ: а – вид сверху (заштрихованные области – паразитные области катода, затвора и периферии); б – разрез сверху вниз через площадку катода (А–А)

При увеличении напряжения на тиристоре происходит смыкание ОПЗ этих областей и подключение к емкости затвора емкостей отключенных областей, поэтому a должно быть как можно больше. Правда, их подключение происходит через высокоомный резистор, поэтому увеличение емкости затвора незначительно.

Для исключения паразитной инжекции дырок из анода, между n^- - и p^+ -областями анода в местах под площадками и на периферии формируется стопорный слой n^+ (рисунок 4.4). Этот слой не дает произойти в этих местах инжекции дырок.

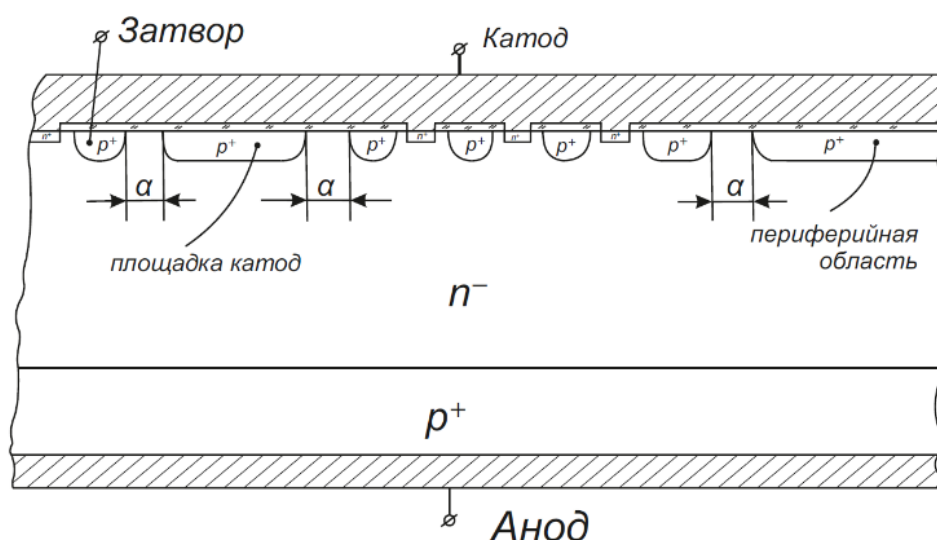


Рисунок 4.3 – Разрез кристалла ТЭУ с отключенными паразитными областями

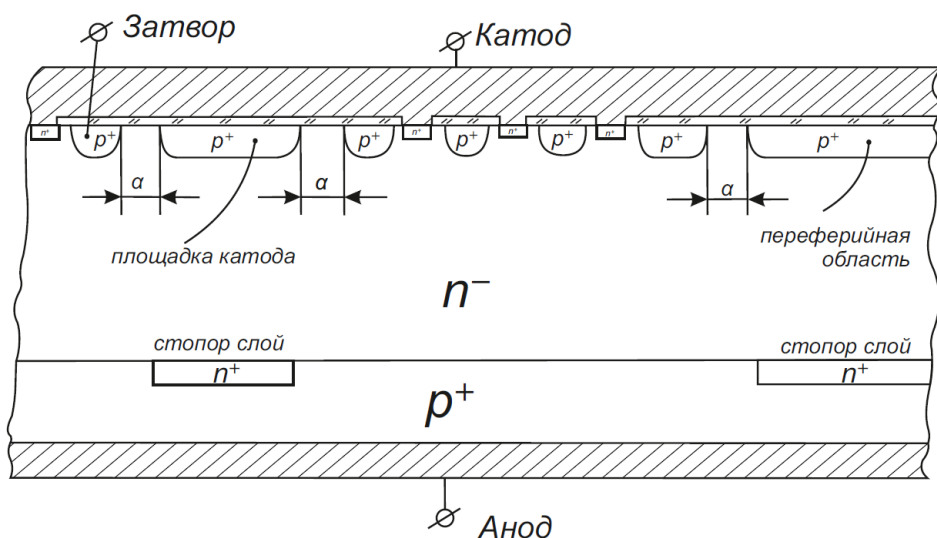


Рисунок 4.4 – Разрез кристалла ТЭУ со стопор-областью

В современных тиристорах между n^- - и p^+ -областями есть стопор слой, но он формируется для ограничения ОПЗ и повышения, соответственно, максимального рабочего напряжения. Концентрация примеси в нем невысокая, что не препятствует инжекции дырок из p^+ -области в n^- - область.

Время переключения тиристора зависит от величины эффективной емкости затвора ($C_{вх\ эф}$), которая определяется уравнением:

$$C_{вх\ эф} = C_{зи} + C_{зс} (1 + M^*) + C_{зк} + C_{зпл}, \quad (4.1)$$

где M^* – коэффициент усиления;

$C_{зк}$ – емкость, определяемая неосновными носителями в канале;

$C_{зпл}$ – емкость, определяемая неосновными носителями под площадками и на периферии.

В линейном приближении

$$T_{пер} = 2,2C_{вх\ эф} (R_{г} + R_{з}), \quad (4.2)$$

где $T_{пер}$ – время переключения;

$R_{г}$ – выходное сопротивление генератора запускающих импульсов;

$R_{з}$ – сопротивление области затвора транзистора.

Точный расчет $C_{зк}$ и $C_{зпл}$ не представляется возможным, но очевидно, что неосновные носители, определяющие их величину в канале и под площадками катода, затвора и на периферии, рассасываются по разным законам: в канале они вытягиваются полем и рекомбинируют с электронами, летящими из катода; под площадками и на периферии медленно дрейфуют к затвору.

Ясно, что $C_{зпл}$ больше всех остальных, и ее устранение существенно повышает быстродействие тиристора. Кроме того, отключение паразитных областей уменьшит $C_{зи}$ и $C_{зс}$ почти в два раза. Сегодня ТЭУ с такой конструкцией еще не изготовлены, но ожидается, что при ее реализации уменьшение $T_{пер}$ будет более чем на порядок.

Замена n^+ -областей катода на изотипный гетеропереход позволит проводить глубокую модуляцию высокоомной области анода основными носителями, что увеличит рабочее напряжение тиристора до 10 кВ и выше и снизит сопротивление

канала в открытом состоянии на несколько порядков, увеличить быстродействие [106]. Это, в свою очередь, снимет большой ток с единицы площади кристалла.

4.3 Конструкция тиристора с электростатическим управлением на GaAs

Конструкция ТЭУ, выполненных на Si, является одной из лучших. Для ее реализации можно использовать хорошо отработанную технологию [93]. Однако наиболее интересные конструкции ТЭУ будут на GaAs, так как этот материал имеет подвижность электронов почти в восемь раз выше и больше ширину запрещенной зоны. Это позволяет создавать более высоковольтные приборы и с более высокой скоростью переключения.

Авторами данной работы предложена конструкция для создания ТЭУ на GaAs по технологии Trench на принципе максвелловского «сшивания» пограничных сред [27, 105]. Схематичный разрез кристалла показан на рисунке 4.5.

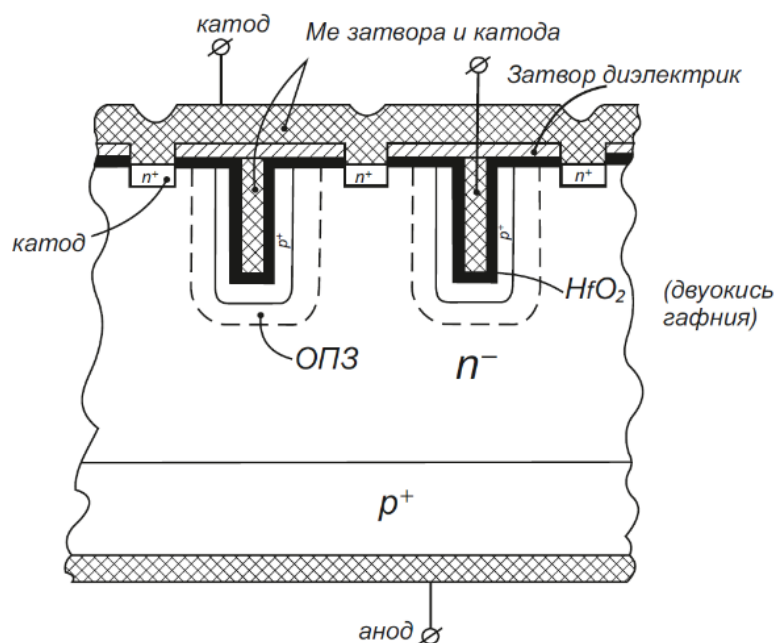


Рисунок 4.5 – Разрез кристалла ТЭУ с МОП с полевым управлением [105]

Тиристор представляет собой ТЭУ с МОП с полевым управлением. Подзатворный окисел должен быть выполнен из диэлектрических материалов с высоким значением диэлектрической проницаемости $\epsilon_{ox} \gg \epsilon_{GaAs}$, т.е. из комбинаций окислов металлов, таких как Ti, Ta, Hf, Cd и др., с обязательным

буферным нанослоем (<10 нм) широкозонного изолятора. Это не позволит переходить грань плотности поверхностных зарядовых состояний N_{ss} больше чем $3-5 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$. В конструкции, приведенной на рисунке 4.5, применен диэлектрик из двуокиси гафния.

Из соотношения Максвелла:

$$\varepsilon_1 \varepsilon_0 E_1 = \varepsilon_2 \varepsilon_0 E_2 \quad (4.3)$$

следует, что падение напряжения на р-n-переходе и в оксиде гафния определяется как:

$$U_{p-n} = (\varepsilon_{\text{HfO}_2} \cdot U_{\text{HfO}_2} \cdot W_{p-n}) / (\varepsilon_{\text{Si}} \cdot d_{\text{HfO}_2}); \quad (4.4)$$

$$K = U_{p-n} / U_{\text{HfO}_2} = (\varepsilon_{\text{HfO}_2} \cdot W_{p-n}) / (\varepsilon_{\text{Si}} \cdot d_{\text{HfO}_2}), \quad (4.5)$$

т.е. $K \approx$ от 200 ~ 250. Это говорит о том, что все приложенное напряжение к затвору будет переходить на р-n-переход.

Плотность заряда инверсного канала несравнимо более высокая, чем в кремниевых IGBT и карбидкремниевых MOSFET, а подвижность электронов в канале или, точнее говоря, дрейфовая скорость пролета электронов в i-GaAs-MOSFET в 20 раз превышает кремниевый дрейф и тем более карбидкремниевую скорость пролета. Что же касается проходных и выходных RC-цепочек, то и здесь преимущество будет за GaAs вследствие того, что выходная емкость при нуле смещения как минимум в 30 и в 10 раз меньше, чем в SiC- и Si-MOSFET соответственно (мощность динамических потерь при перезарядке/переключении управляющего драйвера). Сопротивление открытого канала у GaAs-ТЭУ ($R_{\text{dson GaAs}}$) меньше, чем в $R_{\text{dson SiC-MOSFET}}$, так как идет мощная инжекция носителей из анода.

Катод можно делать как n^+ -область либо гетероинжекционным [106]. На рисунках 4.6 и 4.7 показаны зонные энергетические диаграммы активной истоковой области кремниевого и арсенид-галлиевого ТЭУ с гетероистоком. Принципы работы обеих конструкций одинаковы, а именно: при подаче положительных потенциалов относительно катода на анодную и затворную активные области происходит инжекция дырочных носителей заряда в зону

канала катод – анод с одновременной термоэмиссионной (на начальной стадии) и инжекционной поставкой электронов в канал катод – анод для создания нейтральной проводящей электронно-дырочной плазмы (ЭДП) в n-канале, вследствие чего его проводимость возрастет на порядки. Но имеются и существенные отличия, а именно:

1. На зонной диаграмме видно, что из-за наличия гетеропереходного n^+ -эпитаксиального слоя резко снижается барьерный потенциал ϕ_{p-n} затвор – катод, а это означает резкое снижение динамических потерь при подаче импульсного тока прямого смещения через затвор – канал, что повысит КПД коммутации ТЭУ.

2. Катод выполнен в виде изотипного гетероперехода n^+ -AlGaAs – n-GaAs, который представляет собой униполярно-инжекционный диодный переход, т.е. n-канальная область, в принципе, даже при отсутствии инжекции на p^+ -n-переходе затвор – канал может модулироваться достаточно плотной инжекцией электронов из гетерослоя с уровнем энергии от 1,6 до 1,8 эВ, с диффузионной длиной электронов L_n до 30–60 мкм, что на 0,17–0,37 мкм больше, чем в n-канальной области, к тому же с большой глубиной модуляции проводимости в канале $\sigma = qn\mu_n$, где q – заряд электрона, n – концентрация инжектированных носителей заряда, μ_n – подвижность электронов.

3. В связи с тем, что соотношение $\mu_n \text{ GaAs} / \mu_n \text{ Si} \approx 6,6$, а в кремниевом канале (без инжекции дырок из затвора) при полевом воздействии катод – анод доминирует термоэмиссионный механизм, который хорошо раскрыт в монографиях В. Шоттки по диодам, или, иными словами, протекание тока в кремниевом n^+ -n- p^+ -канале будет представлять собой не что иное, как перенос тока в слаботочном стабисторе с насыщением тока вследствие насыщения подвижности электронов. В отличие от кремниевого n^+ -n-типа катода в нашем случае из катода n^+ -AlGaAs/n-GaAs будет наблюдаться мощная инжекция электронов изотипного перехода в канал n-типа. Образуется высокоплотная ЭДП.

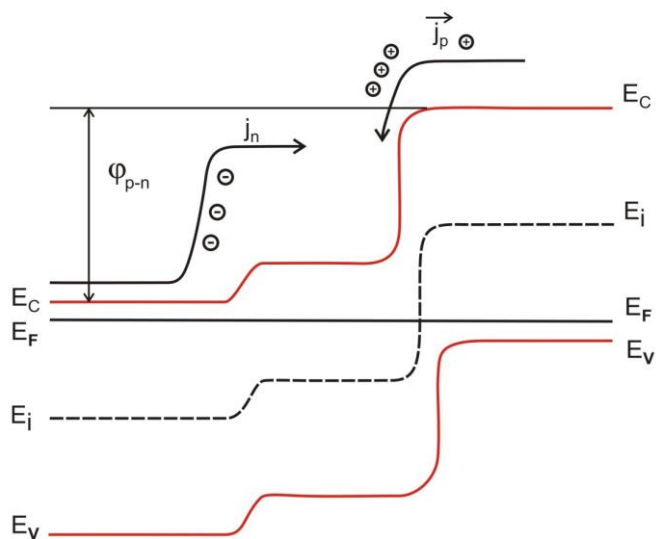


Рисунок 4.6 – Зонная энергетическая диаграмма системы $n^+ \text{-Si} - n\text{-Si} - p^+ \text{-Si}$ катодной области кремниевого ТЭУ

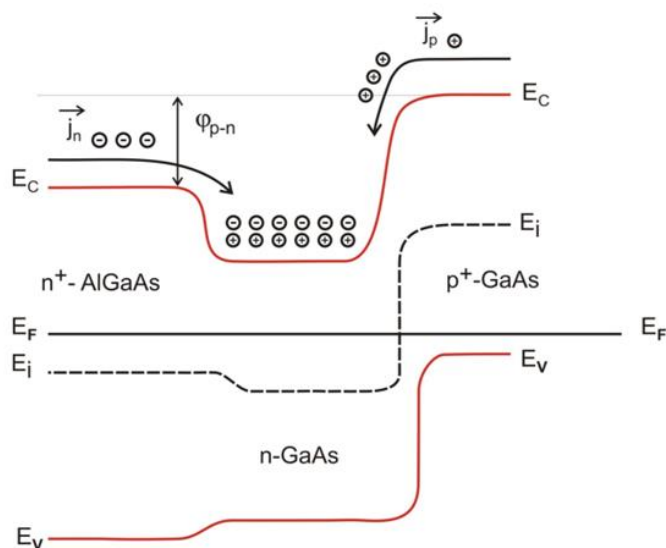


Рисунок 4.7 – Зонная энергетическая диаграмма системы $n^+ \text{-AlGaAs} - n\text{-GaAs} - p^+ \text{GaAs}$ катодной области GaAs ТЭУ

Электронно-дырочная плазма в GaAs-канале очень подвижна из-за высокой амбиполярной подвижности электронно-дырочных носителей заряда.

При подаче запирающего напряжения ($U_3 < 0 \text{ В}$) на p^+ -затвор будет происходить процесс релаксации ЭДП – заряда с дифференцированным вытеканием дырок в затворную область, электронов – в анодную область, а также с процессами рекомбинации носителей заряда (зона/зона); зона –

рекомбинационные центры в запрещенной энергетической зоне. Например, на атомах кремния, являющегося катализатором LPE (Liquid-Phase Epitaxy) – жидкофазного эпитаксиального процесса.

При заперном (отрицательном) напряжении на затворе после релаксации ЭДП в истоковой области между затворами p^+ -типа возникает ОПЗ, блокирующая протекание тока в канале между гетероистокком n^+ -AlGaAs/ n -GaAs и GaAs p^+ -анодом.

Конкретный пример исполнения AlGaAs/GaAs ТЭУ состоит в следующем: На p^+ -GaAs монокристаллической подложке после химико-динамической полировки (ХДП) пластины, в частности, на установке Logitech в кварцевой трубе реактора с заданным градиентом температуры в пределах 750–900 °С из расплава GaAs (источник атомов As) и Ga выращивается эпитаксиальный слой GaAs n -типа проводимости.

Концентрация доноров N_D контролируется уровнем лигатуры атомов Si, Te или Sn. В частности, как правило, N_D регулируется в пределах 10^{14} – 10^{15} см⁻³, с толщиной эпитаксиального слоя от 10 до 50 мкм, что соответствует диапазону электропрочности p - n -перехода (затвор-сток) в пределах максимальных напряжений пробоя $U_{\text{проб. СИ}} = 200$ – 800 В. Затворная p^+ -область создается методом диффузии атомов Zn (из насыщенного цинком графита) в среде водорода через маску из пленок Si_3N_4 толщиной от 0,3 мкм (нитрида кремния с усилением в некоторых случаях дополнительным оксидным слоем кремния SiO_2 , осажденного газофазным методом, толщиной от 0,5 мкм).

Расстояние L_n (ширина канала под катодом) между p^+ -затворными областями при проектировании полосковой топологии катода и затвора транзистора выбирается из условия:

$$L_n = > 2 \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0 \phi_T}{q N_D}}, \quad (4.6)$$

где ϕ_T – собственный потенциал p^+ - n -перехода, который рассчитывается по формуле:

$$\varphi_T = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{N_D}, \quad (4.7)$$

где k – постоянная Больцмана;

T – температура по Кельвину;

N_D – концентрация донорной примеси в канале n-типа;

N_A – концентрация акцепторной примеси в затворе p⁺-типа.

(Для справки: при $T = 25$ °С значение $\frac{kT}{q} = 0,026$ эВ).

Исходя из вышеприведенных формул, канал n-типа под гетерофазным катодом при $U_{зи} > 0$ В открыт и является проводящей областью; при $U_{зи} \ll 0$ область канала под гетероистокком становится не проводящей для потока электронов, а изотипной. n⁺AlGaAs/n-GaAs переход будет закрыт для инжекции электронов. Эпитаксиальный AlGaAs-слой толщиной 1–3 мкм выращивается либо LPE-, либо MOCVD-методом, легируется атомами теллура или олова с уровнем концентрации примеси выше чем 10^{18} см⁻³.

Для снижения прямых потерь напряжения на омических контактах на поверхности n⁺-AlGaAs может быть нанесен дополнительный LPE- или MOCVD-эпитаксиальный n⁺-GaAs-слой в пределах 1–3 мкм с более высокой концентрацией донорной примеси, чем в n⁺-GaAs-слое, с туннельно-дрейфовым переносом заряда электронов из n⁺-GaAs-слоя в n⁺-AlGaAs-слой. Омические контакты выполняются на основе системы AuGe(80 нм)/Ni (100 нм/Au > 2000 нм).

Травление мезообласти проводится в две стадии (в магнитомешалке):

1. Глубокое травление в серно-перекисном растворе в соотношении 1:1.
2. Полирующее травление в серно-перекисном растворе с более слабой концентрацией серной кислоты в соотношении 1:3.

На финишной стадии поверхность эпитаксиального слоя n-типа проводимости пассивируется ALD-покрытием, в нашем случае нанопленкой Al₂O₃ или AlN, TiO₂, Hf₂O₃ толщиной 2–15 нм с последующим нанесением на нее фотоимида, например, производства Fuji (Япония) толщиной до 15 мкм с ультрафиолетовой полимеризацией после фотогравировки (фотолитографии).

Контроль параметров кристалла производится на зондовой установке с подогревом кристалла на контактной столике до +250–300 °С.

Данный тиристор, вероятно, следует принимать во внимание в качестве абсолютного конкурента Si-IGBT-, SiC-MOSFET- и Si-MOSFET-транзисторам. Фактически это новое семейство еще неизвестных на мировом рынке GaAs полевых тиристоров с изолированным затвором, которые можно будет обозначить следующим образом: гетероинжекционный полевой тиристор со статической индукцией, имеющий комбинированное гетеро-MOS/p-n-управление проводимостью канала, или NMOSJFET (где Н – гетероинжекционный, MOS – МОП-затвор, J – p-n-затвор, FET – полевой тиристор с управляющим p-n-переходом). В зависимости от параметров (толщины, концентрации свободных носителей) n^+ -AlGaAs-, n-GaAs-, i-GaAs-, n^- -GaAs-слоев ВАХ нового тиристора будут или триодного, или пентодного типа, т.е. иметь либо нормально открытый канал, либо нормально закрытый. Входные емкости NMOSJFET-структур (эквивалент выходной мощности управляющего драйвера) практически на три порядка (в 1000 раз) меньше, чем входные C_{gs} у SiC- или Si-MOSFET, чем и объясняется их быстрое действие. Триодная структура GaAs полевого тиристора вследствие мощной электронной инжекции гетероизотипного катода (n^+ -AlGaAs / n-GaAs / i-GaAs) по плотности тока будет выше, чем Si-IGBT. По сути, триодная структура – электронный прототип приборов Si-IGBT с той лишь разницей, что частота коммутации таких тиристоров будет находиться в мегагерцевом диапазоне, а на пути протекания тока только один переход.

Данную конструкцию ТЭУ можно выполнять и на Si, используя объединение технологий Trench и [93]. Себестоимость такого прибора будет гораздо ниже, чем GaAs, но по статическим и динамическим параметрам он будет превосходить приборы Si-IGBT и MOSFET.

В 2020 году фирма Gree наладила производство серийных МОП-транзисторов на карбиде кремния (SiC), которые из-за широкозонности материала показывают рекордные значения по сопротивлению канала в открытом состоянии (R_k) и максимальному рабочему напряжению по сравнению с обычными МОП-

транзисторами и могли бы составить конкуренцию ТЭУ. Однако из-за низкой подвижности электронов ($900 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$, а в канале и того меньше – $200\text{--}300 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$, у Si – $1450 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$) они могут работать на частоте не выше 150 кГц . Также они проигрывают ТЭУ и по R_k . В ТЭУ плотность ЭДП на несколько порядков выше, чем в МОП-транзисторах на SiC. Кроме того, они имеют следующие недостатки: высокую себестоимость (SiC по твердости не уступает алмазу и имеет высокую дефектность кристаллической решетки), низкую спецстойкость, высокую вероятность включения паразитного диода и сложность в управлении из-за низкой зависимости ширины ОПЗ от приложенного напряжения.

ТЭУ существенно отличается от обычных тиристоров. Обычные тиристоры имеют четырехслойную структуру, а ТЭУ – двухслойную, как диод, поэтому его правильнее называть диодом с электростатическим управлением (ДЭУ). В таблице 4.1 приведены характеристики мощных силовых высоковольтных современных ключей.

Таблица 4.1 – Характеристики современных мощных силовых ключей

Тип прибора	Преимущества	Недостатки	Области применения
Традиционный тиристор (SCR)	Самые низкие потери во включенном состоянии. Самая высокая перегрузочная способность. Высокая надежность. Легко соединяются параллельно и последовательно	Не способен к принудительному запирающему управлению электроду. Низкая рабочая частота	Привод постоянного тока, мощные источники питания; плавление и нагрев; статические компенсаторы; ключи переменного тока
GTO	Способность к управляемому запирающему. Сравнительно высокая	Высокие потери во включенном состоянии.	Электропривод; статические компенсаторы;

	<p>перегрузочная способность.</p> <p>Возможность последовательного соединения. Рабочие частоты до 250 Гц при напряжении до 4 кВ</p>	<p>Очень большие потери в системе управления.</p> <p>Сложные системы управления и подачи энергии на потенциал.</p> <p>Большие потери при переключении</p>	<p>реактивные мощности; системы бесперебойного питания;</p> <p>индукционный нагрев</p>
IGCT	<p>Способность к управляемому запираению.</p> <p>Перегрузочная способность та же, что и у GTO. Низкие потери во включенном состоянии, при переключении.</p> <p>Рабочая частота – до единиц кГц. Встроенный блок управления (драйвер). Возможность последовательного соединения</p>	<p>Не выявлены из-за отсутствия опыта эксплуатации</p>	<p>Мощные источники питания;</p> <p>электропривод</p>
IGBT	<p>Способность к управляемому запираению.</p> <p>Самая высокая рабочая частота (до 10 кГц).</p> <p>Простая неэнергоемкая система управления.</p>	<p>Очень высокие потери во включенном состоянии</p>	<p>Электропривод; системы бесперебойного питания; статические компенсаторы и активные фильтры;</p>

	Встроенный драйвер		ключевые источники питания
DEC-Si (ДЭУ)	Способность к управляемому запираению. Высокая рабочая частота (до 100 кГц). Простая неэнергоемкая система управления. Встроенный драйвер	Очень низкие статические и динамические потери	Электропривод; системы бесперебойного питания; статические компенсаторы и активные фильтры; ключевые источники питания
HMOSJFET	Способность к управляемому запираению. Высокая рабочая частота (до 1 МГц). Простая неэнергоемкая система управления. Встроенный драйвер	Очень низкие статические и динамические потери	Электропривод; системы бесперебойного питания; статические компенсаторы и активные фильтры; ключевые источники питания

Выводы по главе 4

1. При рабочих напряжениях более 2–3 кВ в РЭУ целесообразно применять тиристоры.
2. Обычные тиристоры имеют высокое напряжение насыщения из-за наличия на пути протекания тока трех р-п-переходов, что существенно осложняет их применение (высокая выделяемая мощность на приборе).
3. Появление тиристорov со статической индукцией существенно упростило эту проблему, так как у них на пути протекания тока только один р-п-переход. Это обеспечивает более высокую скорость переключения.

4. Предложены новые конструкции тиристоров со статической индукцией с планарным катодом на Si и GaAs, которые существенно превосходят известные тиристоры.
5. Предложена конструкция тиристоров со статической индукцией с планарным катодом на Si и GaAs у которых обычный катод и анод заменены на гетеропереходы, что приводит к уменьшению сопротивления канала в открытом состоянии и существенно повышает их быстродействие.
6. Современные высоковольтные транзисторы на SiC уступают предложенным конструкциям по быстродействию и сопротивлению в открытом состоянии.

ГЛАВА 5 ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ПРИБОРОВ СО СТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИЕЙ ДЛЯ БИПОЛЯРНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ

5.1 Модель транзистора КП926 в двухмерном представлении с применением Sentaurus TCAD для расчета статических ВАХ в биполярном режиме работы

Теоретический анализ физических процессов в приборах со статической индукцией и разработка моделей, устанавливающих связь конструктивных и электрофизических параметров структуры с ее электрическими характеристиками, проводились практически одновременно с их появлением. Построение физико-математических моделей полупроводниковых приборов является важной задачей, так как их наличие ускоряет процесс разработки прибора и дает более правильное понимание зависимости основных ВАХ от конструктивных и электрофизических параметров структуры.

Тем не менее исследование этого класса приборов чаще происходит экспериментальными методами [107–109]. Разработке физико-математических моделей приборов со статической индукцией посвящено относительно небольшое количество работ [69–72, 81, 82]. При этом основное внимание уделено рассмотрению только стационарных процессов в полевом режиме работы прибора. Для разработки физико-математической модели, адекватно описывающей процессы токопереноса в структуре прибора, требуется математически сложный количественный анализ в простейшем случае двухмерной картины распределения электрического поля, потенциала и плотности тока в областях прибора, имеющих довольно сложную форму. Усугубляет трудность создания физико-математической модели приборов со статической индукцией и нелинейная зависимость электрофизических параметров материала областей структуры от электрических режимов на электродах прибора. Это относится, в частности, к зависимости подвижности основных носителей заряда в канале структуры от напряженности электрического поля в нем. Решить такую проблему может TCAD-моделирование, однако работы в этой области

достаточно редки [111–113] и не дают комплексного анализа влияния параметров структуры на характеристики транзистора.

При разработке первых мощных высоковольтных приборов со статической индукцией автором были проведены следующие теоретические исследования конструкций с планарным затвором [12]:

1. Построено в аналитической форме решение уравнение Пуассона, описывающее профиль потенциала в канале закрытого транзистора со статической индукцией с планарной конструкцией затвора.
2. Теоретически установлена взаимосвязь конструктивных параметров структуры кристалла СИТ и режимов смещения на ее электродах с величиной коэффициента блокирования.
3. Для полевого режима работы на основе приближенного решения уравнения Лапласа получено соотношение, связывающее конструктивные параметры транзистора с его сопротивлением в проводящем состоянии.
4. Теоретически показано, что зависимость отношения коэффициента блокирования к сопротивлению открытого транзистора от ширины канала имеет ярко выраженный максимум, свидетельствующий о возможности оптимизировать конструкцию прибора.

Данные исследования помогли ускорить работы при проектировании серии СИТ и БСИТ, но они не давали полной картины влияния конструктивных и электрофизических параметров на электрические характеристики приборов. Это не позволяло создавать оптимальные конструкции, особенно для ключевых приборов, которые должны были работать в полевым и биполярном режимах одновременно.

В 1990 году был разработан первый высоковольтный транзистор со статической индукцией с планарным затвором КП926 [24], который был способен работать как в полевым, так и в биполярном режимах. Для расчета его ВАХ разработанные физико-математические модели, описанные в работах [69–72, 81, 82], неприменимы.

За последние два года автором проведено детальное исследование технологии и конструкции разработанного им транзистора КП926. Предложен ряд решений [27, 68, 89, 93], которые существенно улучшают основные характеристики прибора. Однако для более глубокого понимания влияния на основные характеристики прибора его конструктивных и электрофизических параметров нужна физико-математическая модель, так как экспериментальные исследования очень длительны по времени и требуют больших финансовых затрат.

В работе [114] представлена физико-математическая модель, позволяющая проводить расчет основных ВАХ приборов со статической индукцией для биполярного режима работы. В качестве исходных данных использована структура кристалла транзистора КП926, приведенная на рисунке 5.1. Выходные характеристики данного прибора приведены на рисунке 5.2. Транзистор КП926 выбран лишь потому, что он был первым высоковольтным прибором, способным работать в биполярно-полевом режиме, и хорошо изучен разработчиками РЭА при построении ВИЭП. Поскольку все последующие разработанные приборы были построены с конструкцией кристалла по принципу конструкции кристалла КП926, то все математические исследования можно распространить на всю серию СИТ.

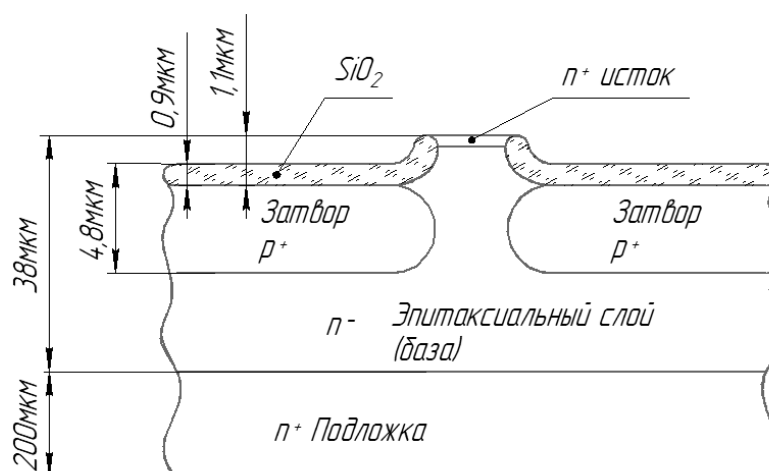


Рисунок 5.1 – Структура кристалла транзистора КП926

Модель выполнена в двухмерном представлении с применением Sentaurus TCAD. В Sentaurus TCAD при использовании двухмерного представления значение третьей координаты принимается равным 1 мкм и может быть увеличено заданием коэффициента площади (AreaFactor).

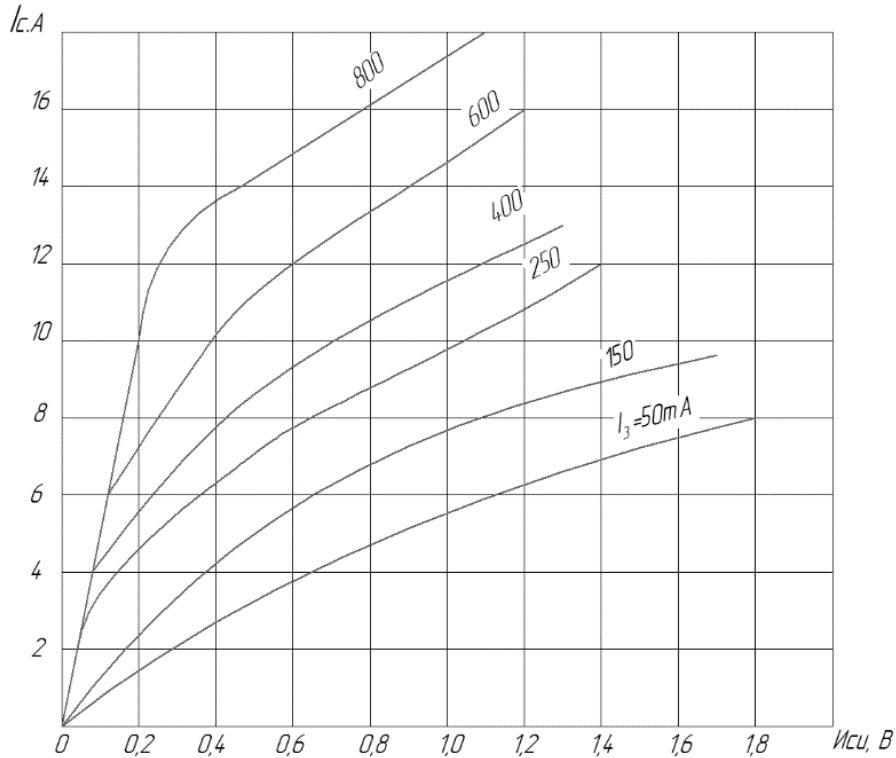


Рисунок 5.2 – Выходные характеристики транзистора КП926

Моделируемая структура представлена на рисунке 5.3.

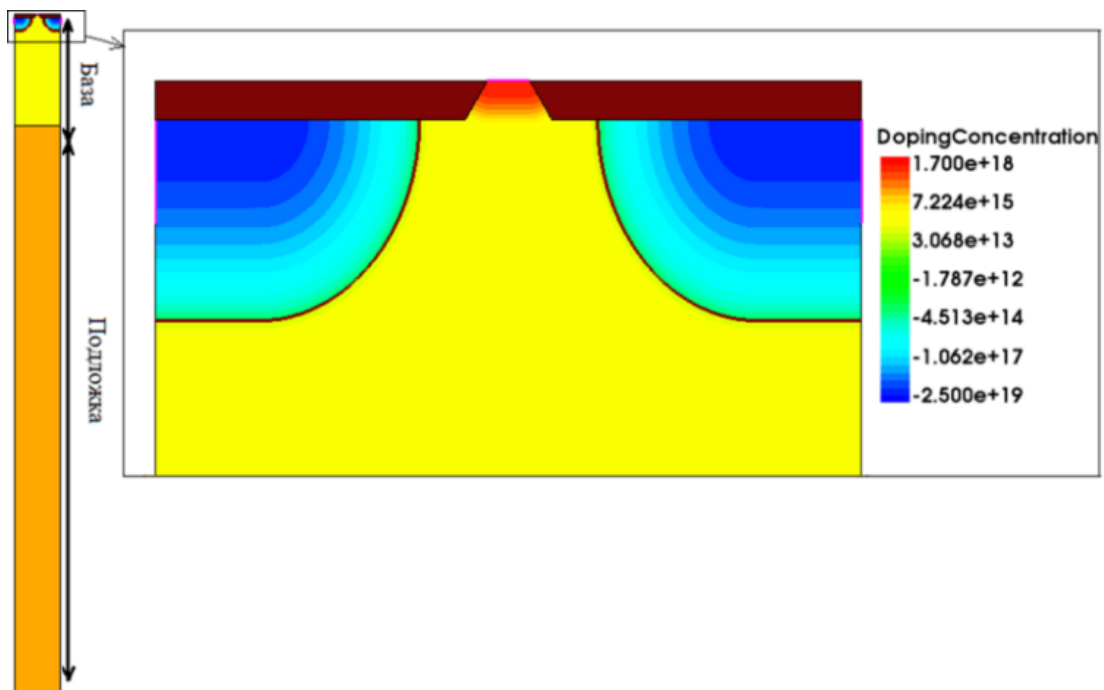


Рисунок 5.3 – Модель структуры КП926

Параметры структуры, для которых получены графики (рисунок 5.4), представлены в таблице 5.1. Боковая диффузия принималась равной 0,8 от глубины залегания примеси.

В данном случае коэффициент площади равен длине канала в микрометрах. В нашем случае AreaFactor для транзистора КП926 равен произведению длины одного элементарного канала на их количество ($242 \cdot 5100 = 1\,234\,200$ мкм).

При моделировании применялся стандартный набор моделей для приборов, основанных на работе p-n-перехода:

1. Модель подвижности носителей заряда с учетом зависимости подвижности от концентрации носителей.
2. Модели Шокли – Рида – Холла и Оже для рекомбинации.
3. Модель насыщения подвижности в сильном поле.

Эти модели стандартно используются при TCAD-моделировании силовых биполярных приборов [115, 116].

Таблица 5.1 – Параметры моделируемой структуры

Параметр	Значение
Толщина подложки	200 мкм
Толщина базового эпитаксиального слоя*	38 мкм
Толщина оксида кремния	0,9 мкм
Ширина окна под исток	от 1 до 2 мкм
Полная ширина элементарной ячейки	16,4 мкм
Длина элементарной ячейки	242 мкм
Количество элементарных ячеек	5100 шт.
Ширина затворных p ⁺ -слоев (без учета боковой диффузии) в модели	2,4 мкм
Глубина залегания затворных p ⁺ -слоев	4,8 мкм

Глубина залегания n^+ -слоя под исток	1,1 мкм
Поверхностная концентрация примеси p^+ -слоев	$4 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$
Поверхностная концентрация n^+ -слоя	$1,7 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$
Концентрация примеси в эпитаксиальной области	$4 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$
Концентрация примеси в подложке	$5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$

*Значение толщины базового слоя после всех термических операций.

До термических обработок она составляла 45 мкм.

Сравнение экспериментальных выходных характеристик с результатами моделирования представлено на рисунке 5.4. Для сравнения были оцифрованы графики для токов затвора 150, 400, 800 мА с рисунка 5.2. Отклонение результатов моделирования от эксперимента находится в пределах 20%.

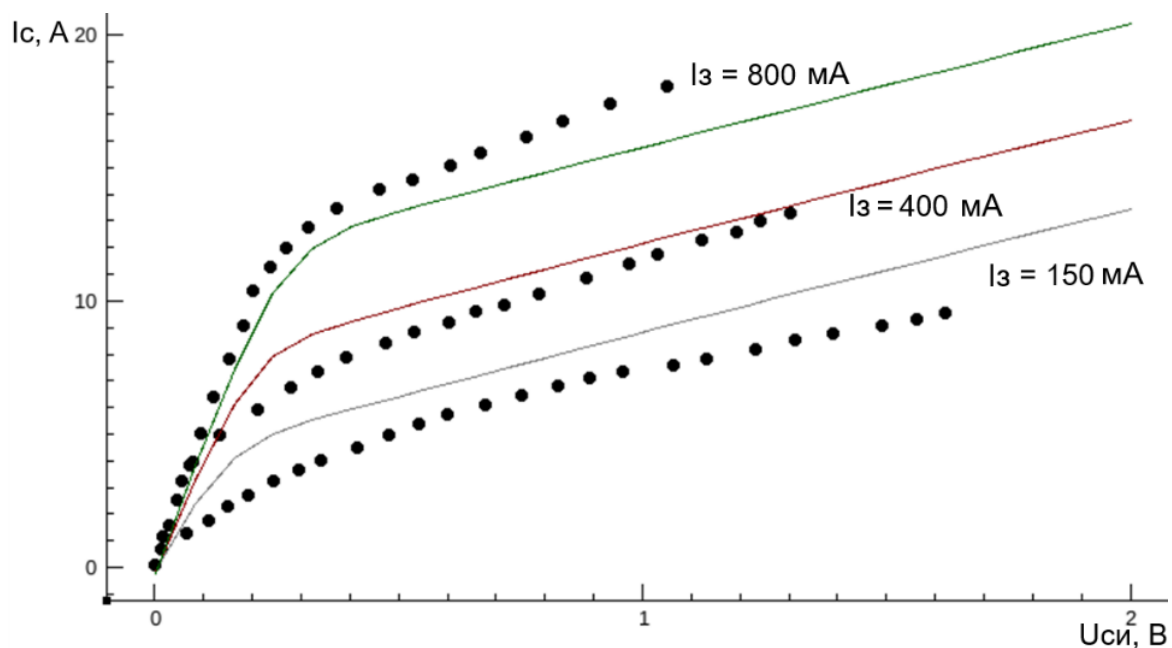


Рисунок 5.4 – Сравнение экспериментальных характеристик для токов затвора 150, 400, 800 мА с результатами моделирования. Точками обозначены данные оцифрованных графиков из рисунка 5.2, линиями – результаты TCAD-моделирования

5.1.1 Исследование модели транзистора со статической индукцией

В структуре транзистора со статической индукцией отсутствуют р-п-переходы на пути протекания тока между стоком и истоком. Запирание тока происходит через подачу обратного напряжения на затвор, при этом в слаболегированной базовой области начинает распространяться электрическое поле, перпендикулярное направлению движения электронов между стоком и истоком. Это поле препятствует возникновению тока стока при обратном смещении на затворе. Условием успешного запирания тока является распространение поля на всю ширину канала, как это показано на рисунке 5.5.

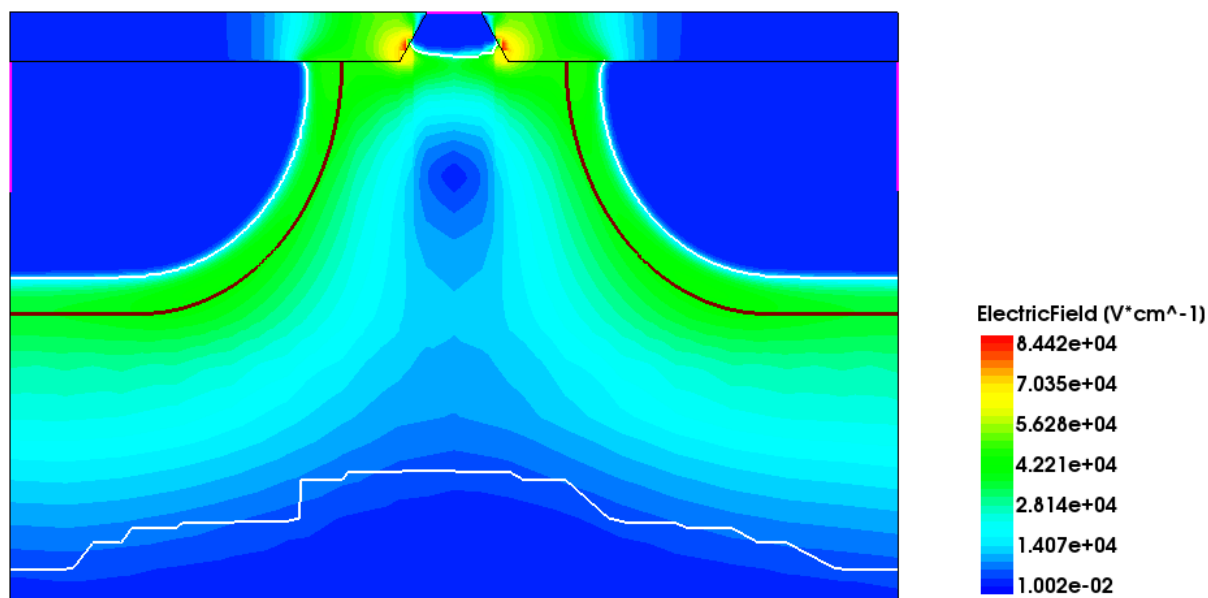


Рисунок 5.5 – Распределение электрического поля в структуре модели КП926 при обратном смещении затворного р-п-перехода

При отсутствии обратного смещения на затворном р-п-переходе ток в цепи сток-исток протекает свободно, внутреннее сопротивление транзисторной структуры складывается из сопротивления слаболегированной базовой области и сильнолегированных подложки и n^+ -слоя истока. При подаче прямого тока затвора плотность объемного заряда в базе, определяющая значение сопротивления этой области, складывается из концентрации легирования базы и концентрации избыточных носителей, попавших туда вместе с током затвора.

Изменение концентрации электронов в базовой области в зависимости от тока затвора показано на рисунке 5.6.

При протекании тока затвора через базовую область в ней накапливается заряд, определяемый током. Распределяясь по объему базовой области, накопленный заряд вызывает снижение сопротивления. Изменение внутреннего сопротивления транзистора при подаче разных значений прямого тока затвора определяет его коэффициент усиления.

При работе транзистора в биполярном режиме ток затвора концентрируется главным образом в районе между p^+ -слоями, поэтому параметры легирования в этой области оказывают наибольшее влияние на коэффициент усиления транзистора.

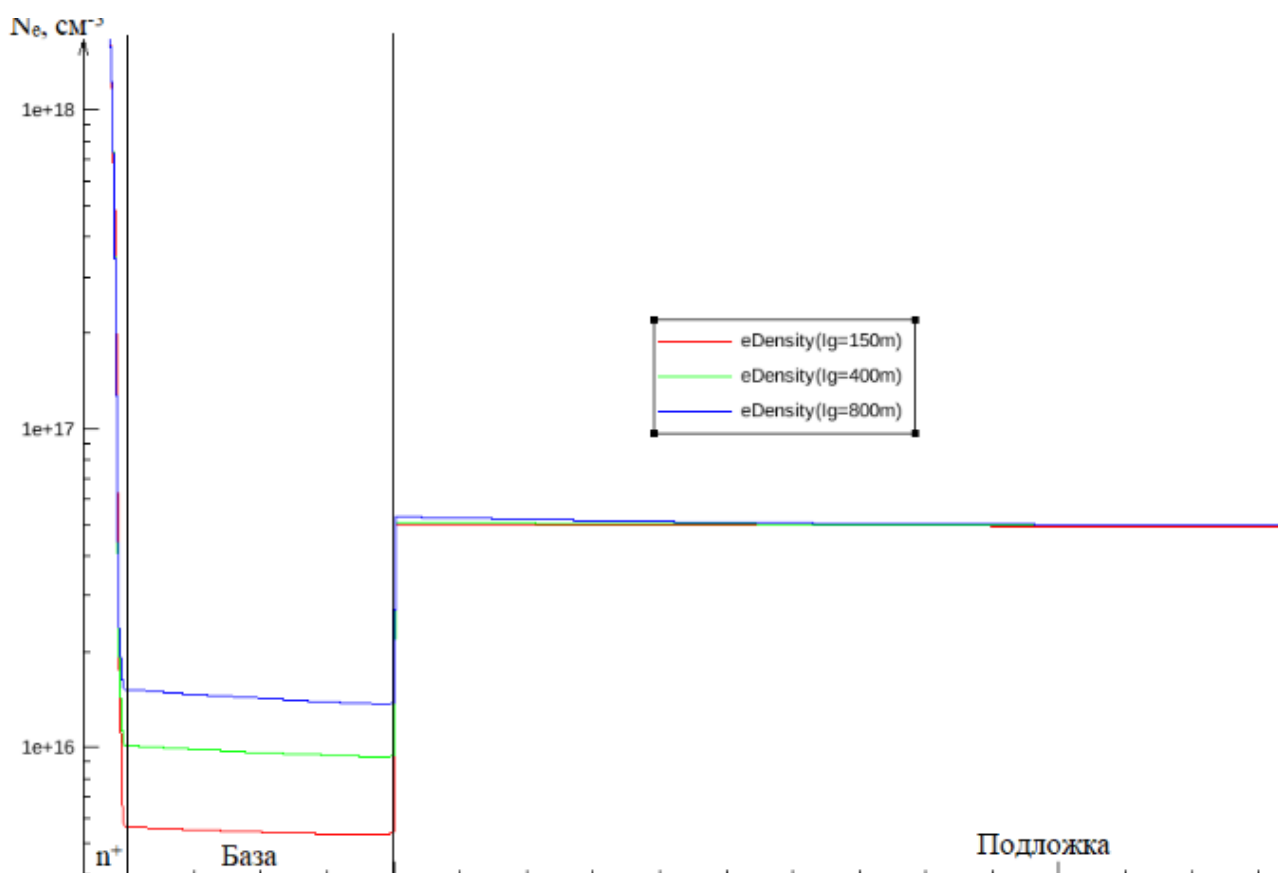


Рисунок 5.6 – Распределение электронов между стоком и истоком в зависимости от тока затвора. Ток стока равен нулю

Выходные характеристики при различных значениях поверхностной концентрации примеси в p^+ -слое представлены на рисунке 5.7. С ростом концентрации примеси в p^+ -слое происходит увеличение коэффициента усиления транзистора, что связано с повышением коэффициента инжекции затворного p^+ - n -перехода. Чем меньше коэффициент инжекции, тем больше электронов в виде электронного тока проникает в p^+ -область, вместо того чтобы задерживаться в эпитаксиальной n -области и уменьшать тем самым ее сопротивление. В пользу этого говорит также то, что по мере роста концентрации в p^+ -слое коэффициент усиления уменьшается (чем ближе коэффициент инжекции к единице, тем менее значительно влияние данного параметра).

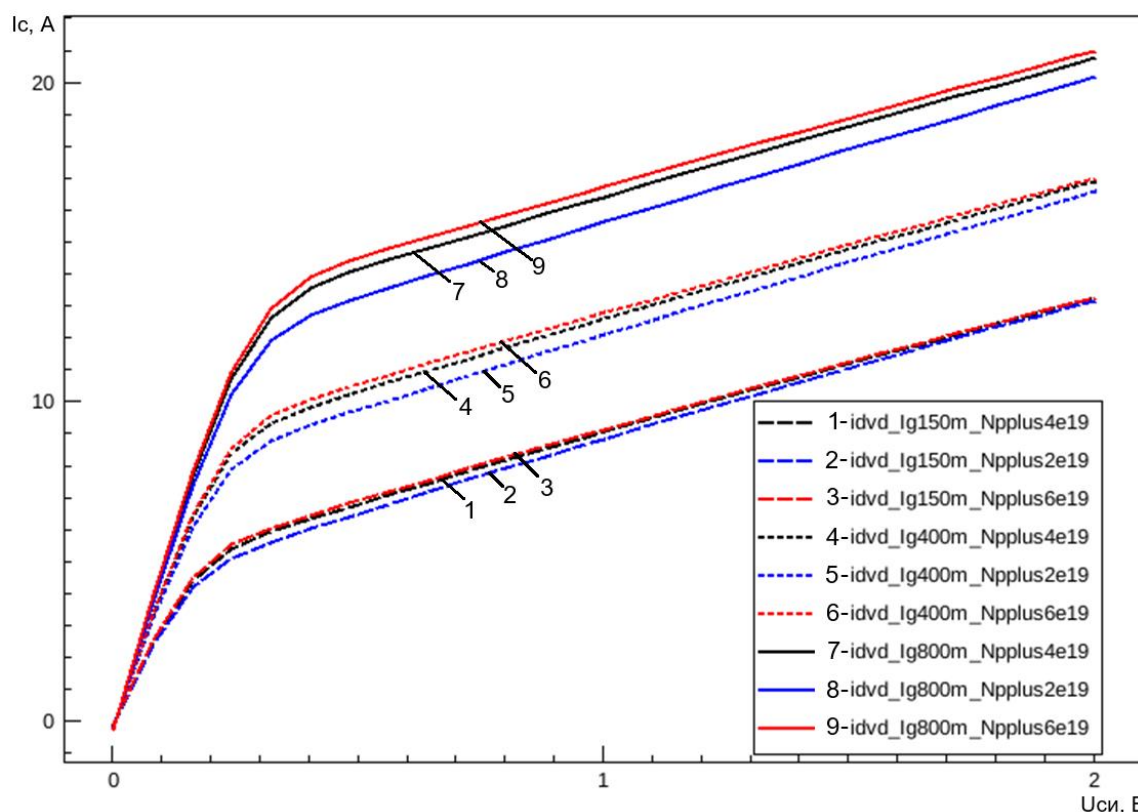


Рисунок 5.7 – Влияние поверхностной концентрации p^+ -слоя на выходные характеристики

Увеличению коэффициента усиления также способствует рост глубины залегания n^+ -слоя истока. Чем глубже проникает n^+ -слой, тем меньше объем слаболегированной базы, сопротивление которой нужно уменьшить с помощью

тока затвора, а значит, при той же величине заряда, вносимого током затвора, сопротивление канала уменьшается сильнее. Однако увеличение глубины залегания n^+ -слоя негативно сказывается на запирающих свойствах транзистора. Во-первых, в n^+ -слой не проникает электрическое поле (рисунок 5.8). Смыкание электрических полей от затворных p^+ - n -переходов происходит под n^+ -слоем, где у p^+ -областей начинается искривление. Чтобы запереть электрический ток, ОПЗ должна распространяться дальше, так как ширина канала между двумя p^+ -областями растет. Для достижения ширины ОПЗ, требуемой для закрывания транзистора, потребуется более высокое обратное напряжение. Моделирование показывает, что для запирания структуры, изображенной на рисунке 5.8, требуется подать на затвор отрицательное напряжение на 2 В больше, чем для структуры, изображенной на рисунке 5.5.

Переход n^+ - p^+ , который может образоваться у поверхности структуры, имеет низкое напряжение лавинного пробоя. И именно это напряжение будет определять пробой по затвору всего транзистора. На рисунке 5.8 видно, что максимальная напряженность поля возникает не только в диэлектрике, способном выдерживать высокие значения напряженности, но и в полупроводнике, на границе p^+ - и n^+ -областей.

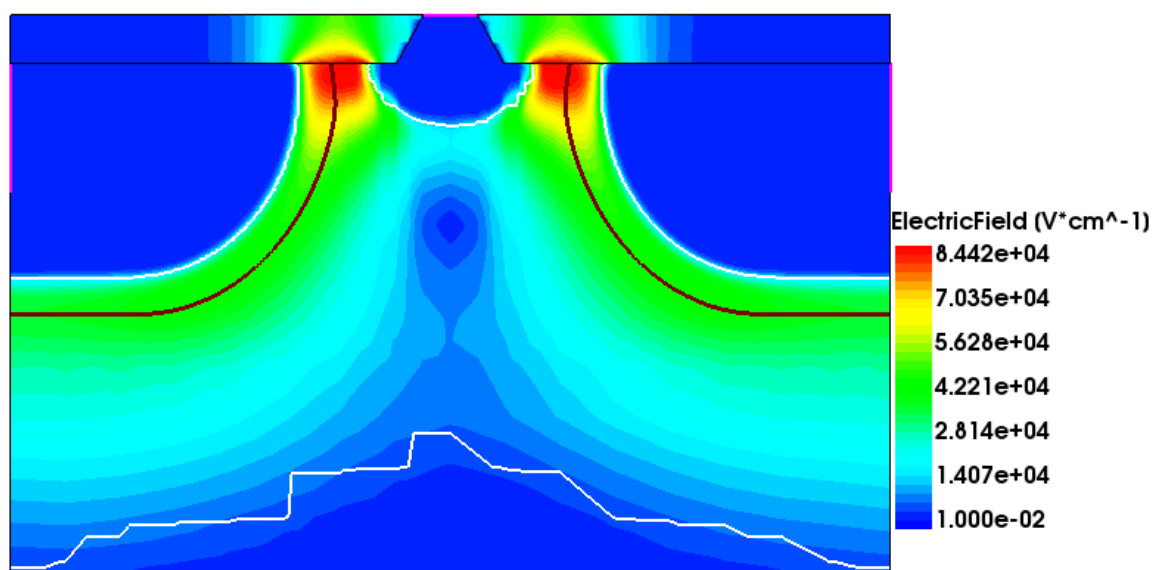


Рисунок 5.8 – Распределение электрического поля в структуре модели КП926 при обратном смещении затворного p - n -перехода в случае, когда n^+ -область примыкает к p^+ -области

В целом моделирование показывает, что глубина залегания n^+ -слоя истока должна совпадать или быть чуть больше толщины оксида, чтобы не оказывать негативного влияния ни на коэффициент усиления, ни на запирающие свойства транзистора. Влияние глубины залегания n^+ -слоя на выходные характеристики показано на рисунке 5.9.

Из рисунка 5.9 видно, что при глубине залегания меньше толщины диэлектрика ($H_n = 0,5$ мкм) не только уменьшается коэффициент усиления, но и растет внутреннее сопротивление открытого транзистора, что выражается в уменьшении наклона выходных характеристик. То, что наклон выходных характеристик при глубинах залегания n^+ -слоя больше толщины диэлектрика ($H_n > 0,9$ мкм) сохраняется почти неизменным, говорит о том, что дополнительное сопротивление возникает именно в «горлышке» истока. Значения коэффициента усиления сведены в таблицу 5.2. Коэффициент усиления по току рассчитывался как отношение тока стока при напряжении на стоке 2 В к току затвора, равному 800 мА.

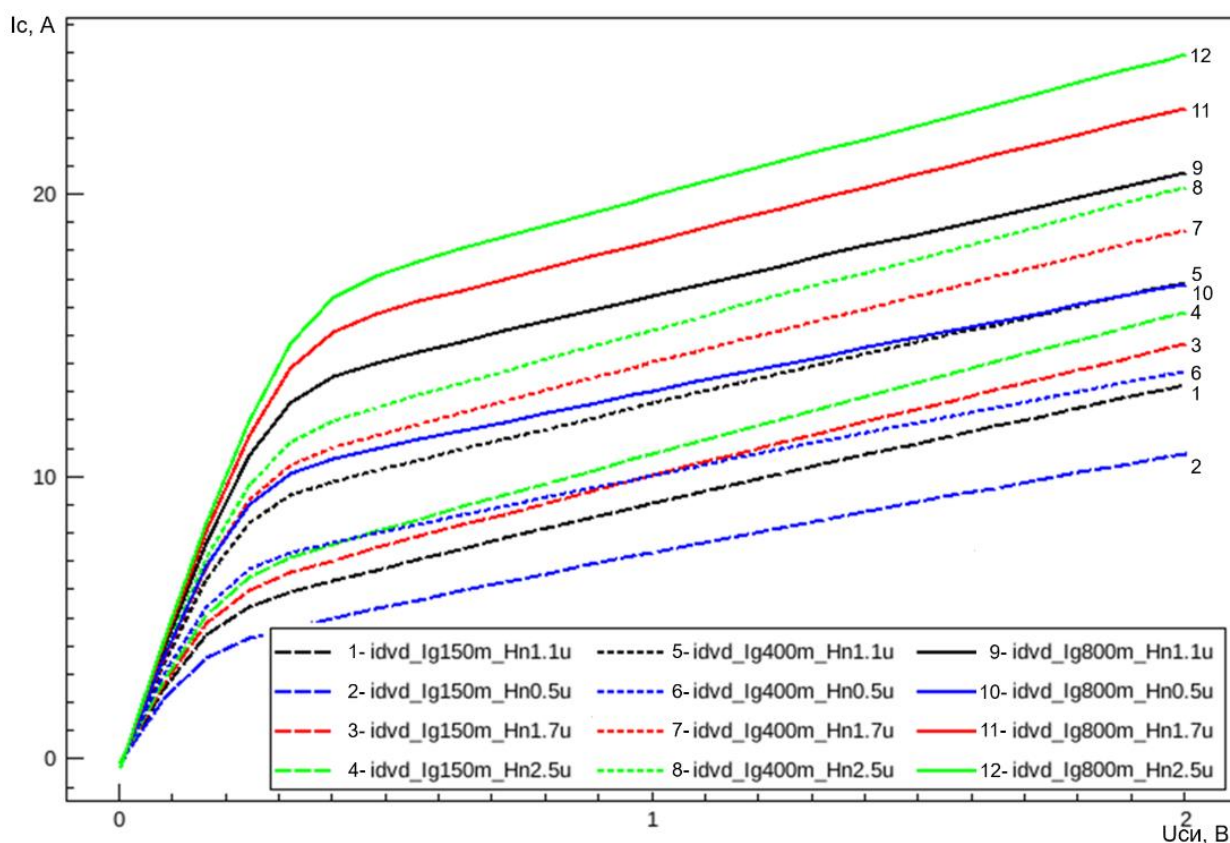


Рисунок 5.9 – Влияние глубины залегания n^+ -слоя на выходные характеристики

Таблица 5.2 – Зависимость коэффициента усиления по току от глубины залегания n^+ -слоя

Глубина залегания n^+ -слоя, мкм	0,5	1,1	1,7	2,5
Коэффициент усиления по току при $I_{\text{затвор}} = 800 \text{ мА}$ и $V_{\text{сток}} = 2 \text{ В}$	21	26	29	31

С ростом тока затвора коэффициент усиления по току уменьшается и будет стремиться к единице, когда все электроны выйдут из истока (их плотность составит $1,7 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$). Для увеличения коэффициента усиления по току и снижения сопротивления канала необходимо увеличивать концентрацию примесей как в истоке, так и в затворе. На рисунке 5.10 приведены результаты расчета ВАХ транзистора со статической индукцией при различных значениях примесей в истоке и затворе.

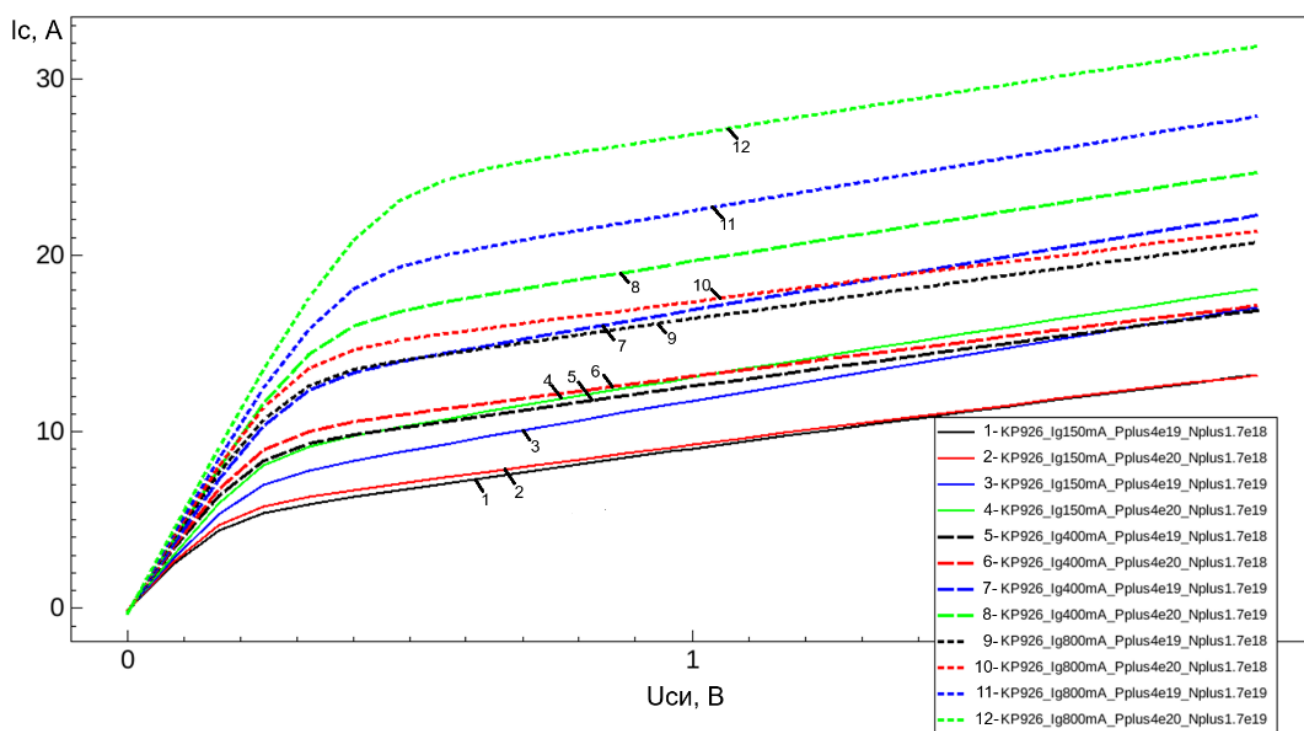


Рисунок 5.10 – Смоделированные выходные характеристики структур транзистора со статической индукцией: черная линия – исходная структура; красная линия – на порядок увеличена концентрация в p^+ -слое; синяя линия – на порядок увеличена концентрация в n^+ -слое; зеленая линия – на порядок увеличены концентрации в обоих слоях

Из анализа характеристик следует, что наибольший эффект с точки зрения коэффициента усиления достигается при одновременном увеличении концентрации легирования p^+ - и n^+ -слоев. Увеличение концентрации легирования только p^+ -слоя не дает значимого эффекта (сравнение черной и красной линий на рисунке 5.10). Увеличение концентрации легирования n^+ -слоя приводит к увеличению коэффициента усиления на 40% в модели относительно исходной структуры. При этом интересно, что одновременное увеличение концентрации в p^+ - и n^+ -слоях приводит к более значительному росту коэффициента усиления – примерно на 80% относительно исходной структуры.

Предварительно можно заключить, что концентрация легирования в n^+ -слое истока является основным сдерживающим фактором для коэффициента усиления. На это указывает также наклон характеристик. Характеристики структур с одинаковой концентрацией легирования в n^+ -слое обладают одинаковым наклоном, что свидетельствует о том, что этот параметр оказывает определяющее воздействие на сопротивление открытого канала. Значения коэффициента усиления сведены в таблицу 5.3. Коэффициент усиления по току рассчитывался как отношение тока стока при напряжении на стоке 2 В к току затвора, равному 800 мА.

Таблица 5.3 – Зависимость коэффициента усиления по току от поверхностной концентрации примеси в n^+ - и p^+ -областях

$N_{nplus}, \text{см}^{-3}/N_{pplus}, \text{см}^{-3}$	$1,7 \cdot 10^{18}$	$1,7 \cdot 10^{19}$
$4 \cdot 10^{19}$	26	35
$4 \cdot 10^{20}$	27	40

Посмотрим, как влияет на работу устройства толщина эпитаксиального слоя (рисунок 5.11).

Когда подается напряжение сток-исток, избыточные электроны в эпитаксиальной области, которые до этого были распределены почти равномерно (см. рисунок 5.6), движутся к положительно смещенному стоку, оставляя после

себя область с низкой концентрацией носителей заряда. Дырки, инжектируемые p^+ -затвором, также концентрируются вблизи n^+ -области истока. Вследствие этого ниже p^+ -слоя затвора образуется слаболегированная область с высоким сопротивлением (показана на врезке в верхнем левом углу рисунка 5.11). Чем больше толщина эпитаксиального слоя, тем шире становится и эта слаболегированная область, что приводит к росту внутреннего сопротивления открытого транзистора.

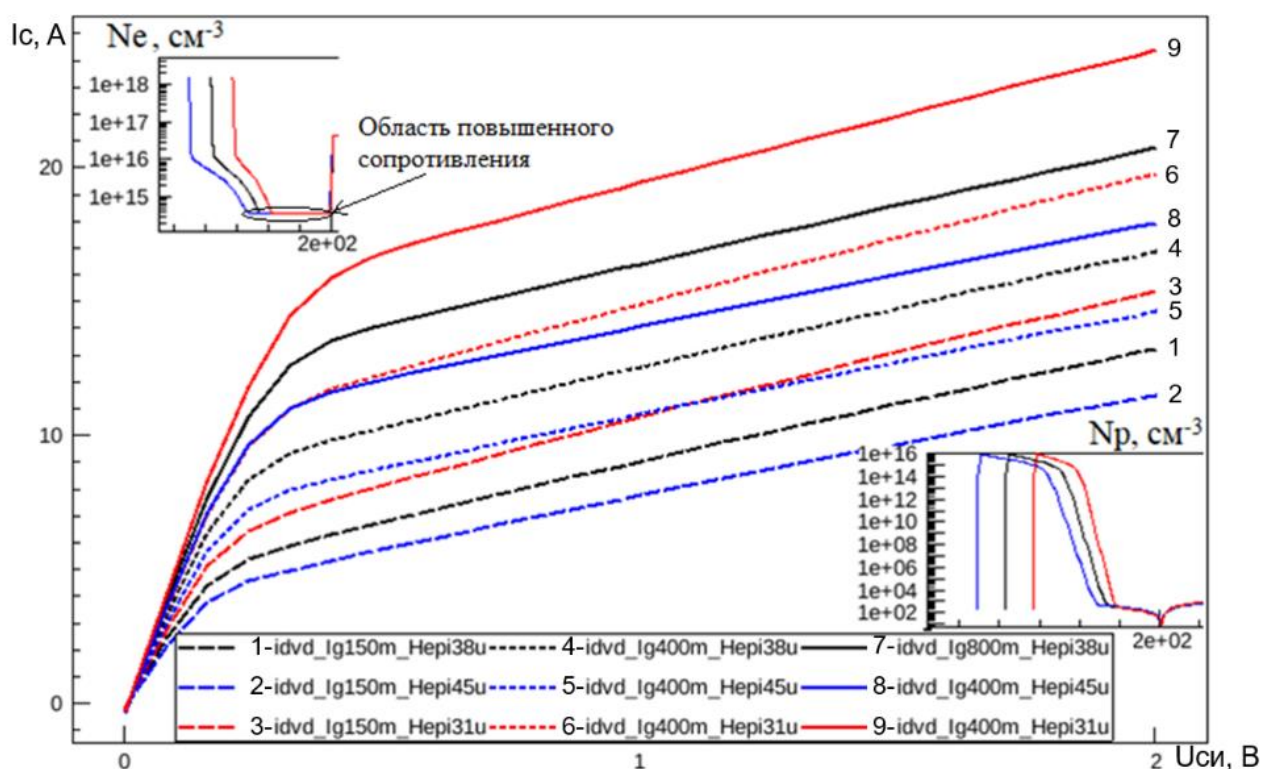


Рисунок 5.11 – Влияние толщины эпитаксиального n -слоя на выходные характеристики

Врезка в левом верхнем углу показывает распределение электронов в каналах моделируемых структур при протекании максимального тока (когда $V_d = 2$ В). Врезка в правом нижнем углу – распределение дырок в каналах моделируемых структур. Цвета на врезках означают те же значения толщины эпитаксиальной области, что и цвета на графиках. Значения коэффициента усиления сведены в таблицу 5.4. Коэффициент усиления по току рассчитывался

как отношение тока стока при напряжении на стоке 2 В к току затвора, равному 800 мА.

Таблица 5.4 – Зависимость коэффициента усиления по току от толщины эпитаксиального слоя

Толщина эпитаксиального слоя, мкм	31	38	45
Коэффициент усиления по току при $I_{\text{затвор}} = 800$ мА и $V_{\text{сток}} = 2$ В	31	26	23

К числу параметров, воздействующих на внутреннее сопротивление, также относятся параметры подложки. В данной конструкции подложка является последовательно включенным сопротивлением, которое оказывает влияние на всех участках выходной характеристики (рисунок 5.12). При концентрации примеси в подложке ниже 10^{17} см⁻³ влияние подложки на характеристики становится определяющим. Это нужно учитывать при выборе подложки.

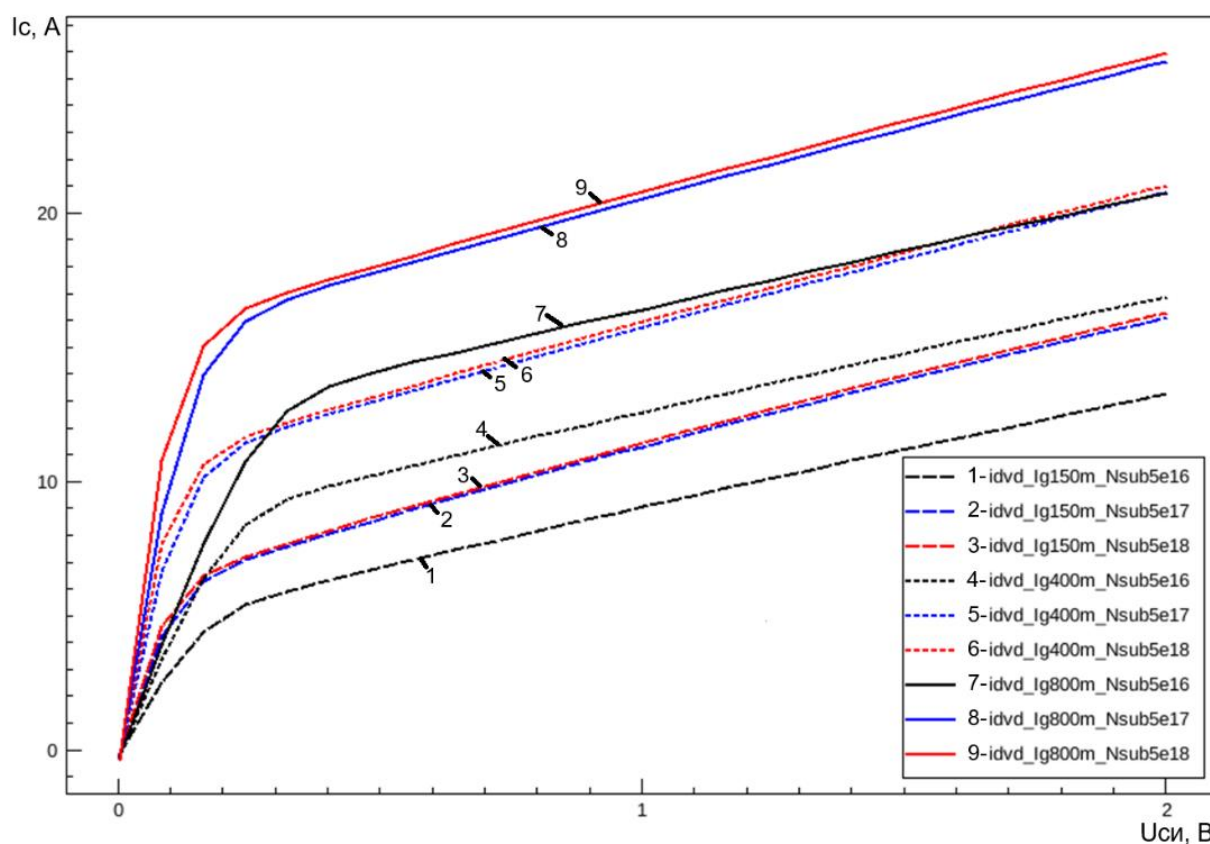


Рисунок 5.12 – Влияние концентрации примеси в подложке на выходные характеристики

Моделирование структуры транзистора КП926 с использованием Sentaurus TCAD позволило более точно понять особенности влияния конструктивных и электрофизических параметров структуры на основные электрические параметры прибора и сделать следующие выводы:

- оптимальная глубина залегания истока должна быть в пределах 1,0–1,1 мкм;
- концентрацию примесей в истоке и затворе желательно повысить до 10^{20} см⁻³;
- толщина эпитаксиального слоя (базы) должна быть как можно меньше для заданного рабочего напряжения;
- концентрация примеси в подложке должна быть не менее 10^{17} см⁻³, а ее толщина – как можно меньше (современные технологии позволяют делать толщину пластины менее 100 мкм).

Внедрение данных предложений позволит более чем в два раза увеличить коэффициент усиления по току и во столько же раз снизить сопротивление канала, соответственно, увеличатся быстродействие прибора и эффективность его работы (уменьшатся мощность управления, статические и динамические потери).

5.2 Модель транзистора КП926 при работе на высоких частотах для биполярного режима

Транзистор со статической индукцией КП926, разработанный в ОКБ при НЭВЗ в 1990 году [24], был первым мощным высоковольтным прибором, который мог работать одновременно как в полевом, так и биполярном режимах. Запирание тока, который протекает через прибор и на пути которого нет р-п-переходов, происходит за счет расширения обедненной области при приложении обратного смещения к затворному р-п-переходу, в то время как переход транзистора в открытое состояние осуществляется подачей через затворный р-п-переход прямого тока. Инжекция носителей в канал приводит к уменьшению сопротивления канала до уровня порядка 1 мОм. Эти особенности позволяют

добиться низких статических потерь и работать на частотах порядка 1 МГц при управлении токами в несколько десятков амперов. Ключи с такими параметрами крайне востребованы в схемах питания мощных электродвигателей, в системах ускоренной зарядки электромобилей и прочих областях, где важно получить оптимальное соотношение высокой управляемой мощности и частоты работы устройства. Сравнительный анализ показывает, что по сопротивлению открытого канала приборы со статической индукцией превосходят многие типы силовых ключей, в том числе биполярные транзисторы с изолированным затвором [23, 117], чем обусловлены меньшие потери мощности и повышенная энергоэффективность этих приборов [116, 117], а также современных полевых транзисторов, выполненных на широкозонных материалах SiC и GaN [87].

Несмотря на свои уникальные ключевые характеристики, транзистор КП926 имеет и существенный недостаток: при работе на предельных токах (10–16 А) у транзистора при выключении увеличивается время рассасывания неосновных носителей до 1,5 мкс. Данное обстоятельство создает проблемы при построении РЭУ и ограничивает его высокочастотные свойства.

В работе [114] предложена модель, позволяющая проводить анализ зависимости основных ВАХ приборов со статической индукцией от конструктивных и электрофизических параметров. Анализ ВАХ транзистора КП926 с использованием этой модели показал, что путем изменения некоторых параметров конструкции можно увеличить коэффициент усиления по току более чем в два раза. Это приведет к снижению мощности управления и, соответственно, повышению быстродействия. Однако данная модель не позволяет проводить анализ прибора при работе на высоких частотах, а без такого анализа нельзя создать оптимальную конструкцию.

Анализ работы высоковольтных ключевых транзисторов со статической индукцией (таких как КП926, КТ9154, КП942 и т.д.) на высоких частотах показал, что при выключении транзистора ток стока снижается на 60%, а затем выключение затягивается до 1,5 мкс.

Для того чтобы понять особенности их работы на высоких частотах, рассмотрим конструкцию кристалла транзистора КП926, который является лучшим представителем серии высоковольтных ключевых приборов со статической индукцией, предназначенных для работы в биполярно-полевом режиме.

Топология кристалла КП926 выполнена по типу Overlay. Длина истока – 242 мкм, всего их 5100 шт. Они включены параллельно, их общая длина составляет 123,42 см [24]. Расстояние между краями истоков – 78 мкм, и здесь находится металлизация затвора (рисунок 5.13).

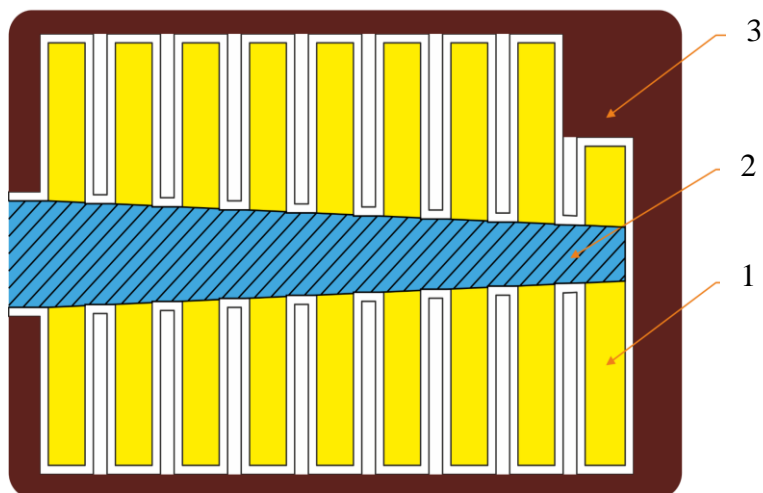


Рисунок 5.13 – Кристалл транзистора КП926 (вид сверху, схематически)

Топологию кристалла можно условно разбить на три области:

- 1) область, где с торцов истоков есть металлизация затвора (желтый цвет);
- 2) область, где с торцов истоков нет металлизации затвора (синий цвет);
- 3) p^+ -области затвора под площадкой затвора и на периферии (коричневый цвет).

На высоких частотах эти области по-разному влияют на быстродействие прибора. В биполярном режиме работы ток затвора подводится к вертикальному каналу транзистора следующим образом.

В первой области ток затвора течет по металлизации и от торцов истоков, далее по p^+ -области с двух сторон к центру истока. Если сопротивление p^+ -области большое и падение напряжения по этой области соизмеримо с

напряжением открывания р-п-перехода (0,7 В), то с повышением частоты выключение транзистора в центральной части истока будет запаздывать. В этих местах возникает перегрев кристалла. Образуется «горячее пятно», что приводит к пробое между истоком и затвором. В КП926 сопротивление этих областей мало, поэтому проблем с пробоем не наблюдалось. А вот в транзисторах со статической индукцией, разработанных на Александровском, Махачкалинском, Брянском заводах полупроводниковых приборов, эта проблема присутствовала [118].

Во второй области ток затвора течет по металлизации, затем по широкой (78 мкм) р⁺-области, далее – как в первой области.

Третья область (р⁺-область затвора по периферии) имеет ширину 350 мкм, площадка под затвор – 1000 · 700 мкм. Эти размеры существенно больше толщины базы (38 мкм), и здесь нет тока стока, поэтому эти области работают как обычный диод. Общая площадь третьей области (назовем ее паразитной) составляет 40% от активной части кристалла.

Рассмотрим механизм ввода и вывода неосновных носителей из каналов транзистора и из областей под площадкой затвора и на периферии. На рисунке 5.14 показан поперечный разрез кристалла транзистора КП926.

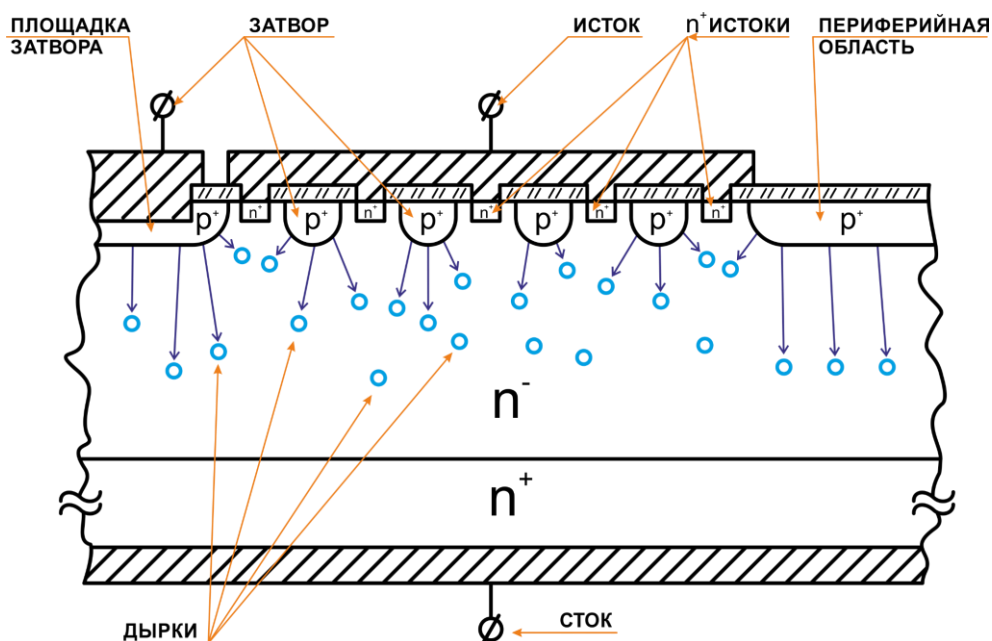


Рисунок 5.14 – Поперечный разрез кристалла транзистора КП926

При вводе транзистора в биполярный режим в затвор вкачивается ток, неосновные носители (дырки) впрыскиваются в каналы (см. рисунок 5.14), а также под площадку затвора и на периферии. В каналах создается положительный заряд, который вытягивает электроны из истока. Образуется ЭДП, сопротивление транзистора уменьшается почти на три порядка. Время включения определяется перезарядкой барьерных емкостей ($C_{зи}$ и $C_{зс}$) и диффузионной емкости, которая определяется площадью затвора.

Для выключения транзистора на затвор подается отрицательное напряжение. Инжекция дырок прекращается, создается поле, которое вытягивает дырки в затвор. Пока транзистор открыт (ОПЗ не перекрывают канал), из истока навстречу дыркам продолжают двигаться электроны, происходит активная их рекомбинация. Как только из канала будут выведены все неосновные носители, в нем образуется ОПЗ, которая его перекрывает, но в нагрузке продолжает течь ток по цепи затвор-сток до тех пор, пока все неосновные носители не будут удалены из высокоомной области стока. Время их вывода и определяет задержку выключения. Чем меньше накопленный заряд неосновными носителями и чем выше обратный импульсный ток затвора, тем меньше время задержки выключения прибора.

При работе транзистора в биполярно-полевом режиме в эквивалентную схему (рисунок 1.7) нужно добавить диффузионную емкость между затвором-стоком и затвором-истоком, которая возникает при переводе прибора в биполярный режим путем впрыскивания неосновных носителей в канал и базу. Причем эту емкость нужно разбить на две: емкость в канале и емкость под площадкой затвора и на периферии, так как механизм их работы на высоких частотах разный.

На рисунке 5.15 приведена эквивалентная схема замещения транзистора с учетом его работы в биполярно-полевом режиме, где $C_{дзи}$ – диффузионная емкость затвор-исток, $C_{дзс}$ – диффузионная емкость затвор-сток, R_3 – сопротивление p^+ -области от металлизации затвора до середины истока.

Поскольку для транзистора КП926 $R_3 \ll R_r$ (сопротивление генератора, подающего импульсы управления на транзистор) и оно не оказывает влияния на частотные свойства прибора, то выражение (1.13) примет вид:

$$F_{max} = \frac{g_m}{2\pi \cdot (C_{бзи} + C_{бзс} + C_{дзи} + C_{дзс})}. \quad (5.1)$$

Так как у транзистора КП926 $R_3 \ll R_r$, то динамические характеристики определяются только паразитными емкостями в структуре транзистора и R_r . Для их расчета потребуется построение трехмерной модели.

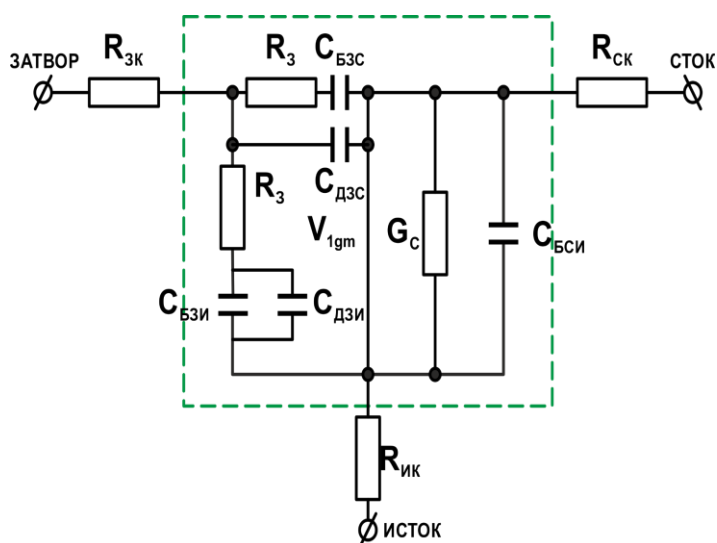


Рисунок 5.15 – Эквивалентная схема замещения СИТ для работы в биполярно-полевом режиме

Создание полноразмерной трехмерной модели 1-к-1 кристалла, состоящего из нескольких тысяч ячеек, не представляется возможным. Стандартной практикой для таких случаев является разработка трехмерной модели одной ячейки с последующим масштабированием на коэффициент площади. Однако эту методику можно применять лишь в тех случаях, когда можно выделить некий элементарный объем, в котором учтены все физические эффекты, способные повлиять на моделируемые величины.

В нашем случае на топологии можно выделить три участка, где емкости принципиально различаются [119]. Эти участки выделены на рисунке 5.16 и требуют каждый своей модели.

Модель 1 описывает участок, примыкающий к контакту затвора. Ее основная задача – определить, как площадь затвора на периферии и под

площадкой затвора будет влиять на динамические характеристики. В этой модели берется одна полоска истока, к ней с одной стороны подводится большая площадка затвора с металлизацией (область, показанная на рисунке 5.16 коричневым цветом). Длина площадки затвора – подгоночный параметр, она выбирается такой, чтобы при умножении на число таких участков (18, если судить по рисунку 5.16) она давала полную площадь коричневой области на рисунке 5.16 – 10,05 мм². Модель 1 изображена на рисунке 5.17.

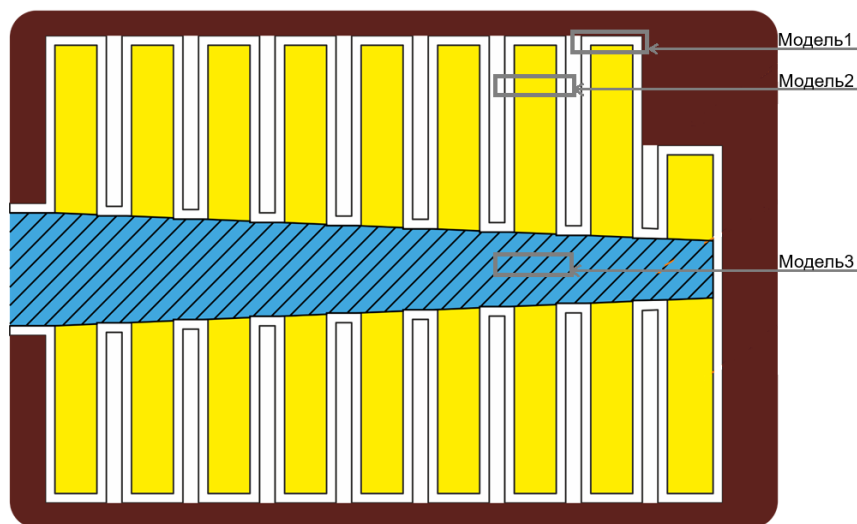


Рисунок 5.16 – Топология КП926 с выделенными участками, для которых необходимы собственные модели

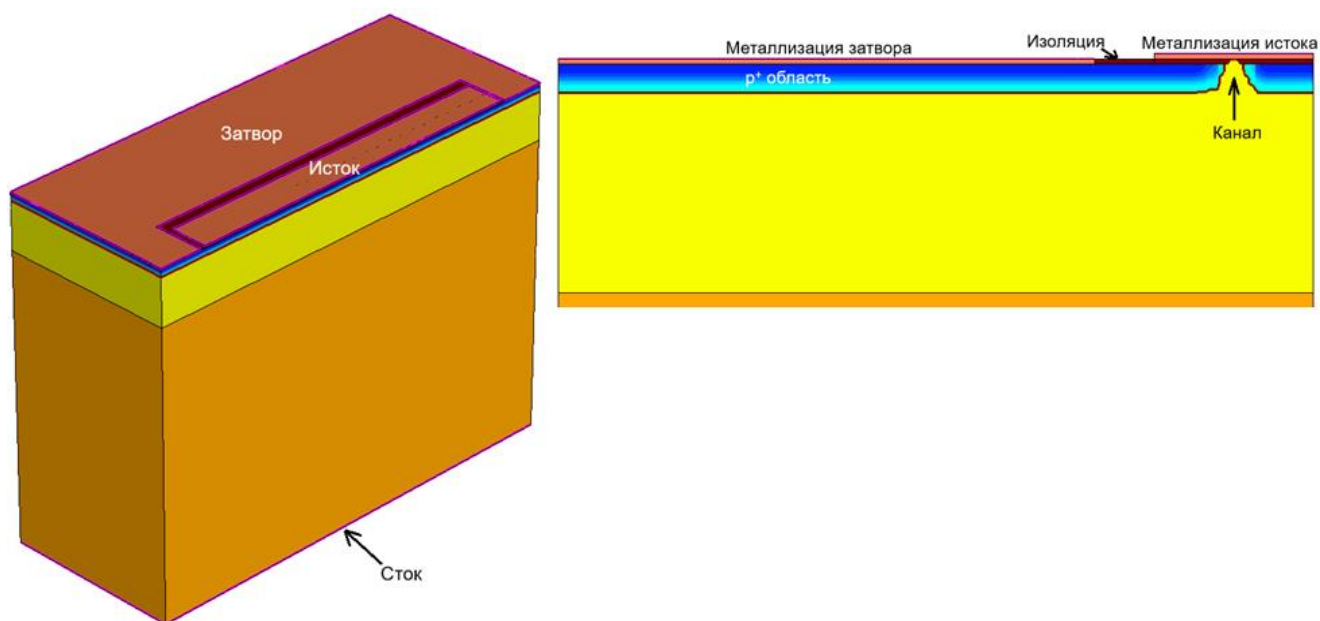


Рисунок 5.17 – Модель 1, включающая металлизацию затвора. Слева – общий вид модели. Справа – структура в поперечном сечении (эпитаксиальная часть выше подложки). Длина области металлизации затвора не в масштабе.

Модель 2 служит для описания структуры в желтой области на рисунке 5.16. Эта модель включает одну полосу истока, к которой с торцов подходят контакты затвора. Ширина p^+ -областей, примыкающих к истоку, а также ширина областей металлизации затвора взяты равными половине от их ширины по топологии, чтобы при умножении давать площадь, равную площади структуры, не вошедшей в синюю и коричневую области на рисунке 5.16. Модель 2 изображена на рисунке 5.18. В поперечном сечении эта модель дает структуру, использованную для моделирования статических характеристик в работе [114].

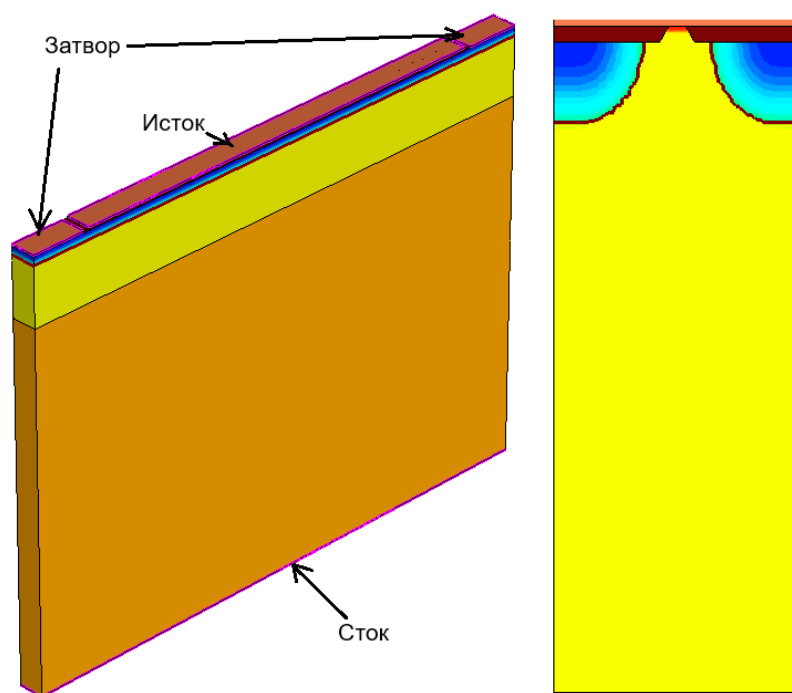


Рисунок 5.18 – Модель 2, включающая один исток и прилегающие к нему области затворов

Модель 3 предназначена для моделирования влияния на динамические характеристики синей области (см. рисунок 5.16). Эта модель в целом аналогична модели 2, но вся поверхность полупроводника закрыта диэлектриком, на котором расположена металлизация истока. Эта модель имеет две основные задачи:

Во-первых, она моделирует влияние емкости, образованной структурой «металл истока – изолирующий диэлектрик – p^+ -слой затвора» в синей области. Во-вторых, она должна моделировать распределенную емкость p^+ - n -перехода. Для этого длина затвора в модели принимается в качестве подгоночного

параметра и будет варьироваться, чтобы определить, насколько значимым является данный эффект.

Модель 3 представлена на рисунке 5.19.

Подгоночная часть затвора не в масштабе. Угол 90 градусов не учитывается. Коэффициенты площади в модели 3 задаются отдельно для каждого контакта. Для затвора коэффициент 8, так как в модели две точки подключения контакта затвора к структуре, а на топологии их 16. Для стока и истока коэффициент равен 530 (по числу полос истока в области 3). Для упрощения расчетов в модели 2 коэффициент площади принят равным 5100 (по полному числу стоков и истоков). Таким образом, эта модель представляет собой идеализированную версию транзистора без учета контактных площадок.

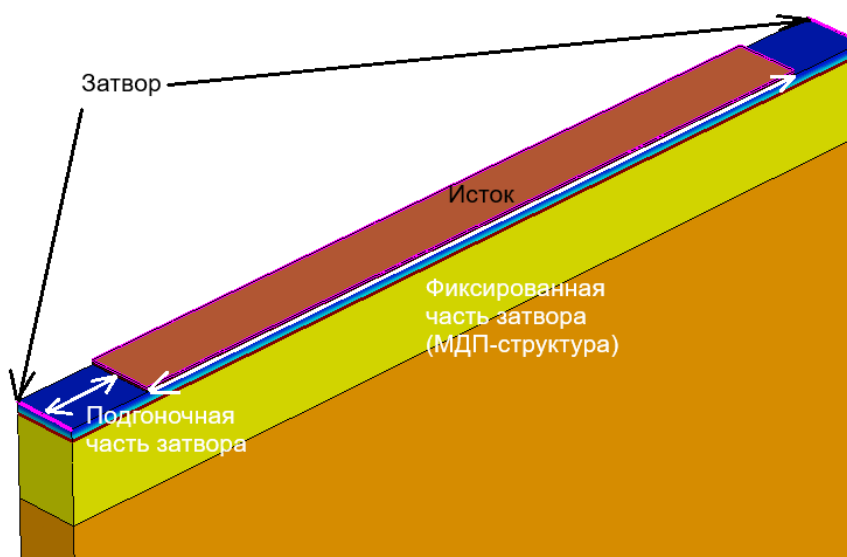


Рисунок 5.19 – Модель 3. Покрытая металлом область моделирует непосредственно часть структуры, а полупроводниковые области на торцах – ту часть p^+ -слоя, по которой должны пройти носители заряда, прежде чем попадут в канал

В модели 1 коэффициент площади истока также взят равным 5100, а коэффициенты площади вычисляются как отношение площади затвора и стока в приборе и в модели. Для затвора коэффициент площади принят равным 36, коэффициент стока – 114, при этом ширина металлизации затвора взята равной

525,25 мкм. Эта величина принята как компромисс между необходимостью показать влияние этой области на работу прибора и приемлемой величиной расчетной сетки.

Во всех моделях применяются транзисторная структура и набор моделей физических эффектов, приведенные в [114].

При анализе результатов моделирования следует учитывать, что отдельная симуляция работы прибора с помощью моделей 1, 2 и 3 не дает точных результатов расчета динамических параметров прибора, а лишь позволяет качественно оценить влияние отдельных конструктивных решений на его характеристики. На практике управляющий ток затвора будет распределяться между всеми участками структуры сообразно соотношению их проводимостей, а изменение напряжения между стоком и истоком будет пропорционально изменению суммы проводимостей всех каналов, изменение каждого из которых будет определяться долей тока затвора, накачивающего канал избыточными носителями. Имеющиеся вычислительные и программные возможности не позволяют просчитать этот процесс.

5.2.1 Моделирование динамических характеристик: определение динамических параметров

Согласно полученной схеме измерения и эпюрам напряжений, измерение времени включения и выключения происходит по анализу осциллограммы напряжений. На затвор подается импульс напряжения, соответствующий току в 10 А, время включения определяется как время, за которое напряжение стока упадет до минимального значения (рисунок 5.20). Сток нагружен резистором 30 Ом.

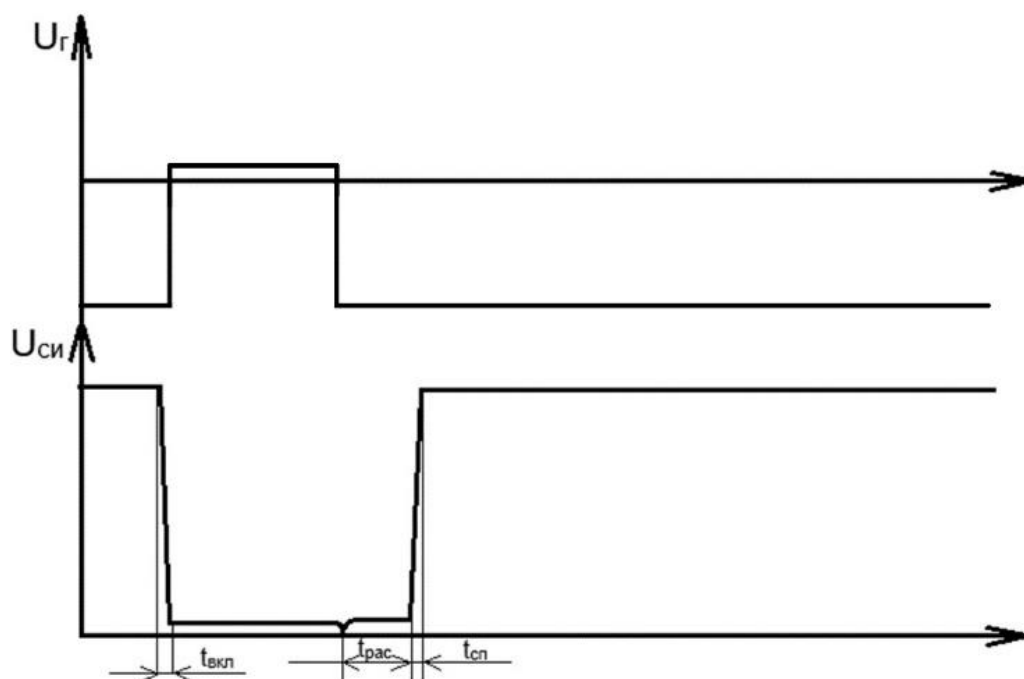


Рисунок 5.20 – Определение динамических параметров КП926

К динамическим параметрам относятся задержка включения $\tau_{вкл}$, а также задержка выключения, состоящая из времени рассасывания $\tau_{рас}$ и времени $\tau_{сп}$, определяющего скорость запираания тока. На эти времена могут повлиять процессы накопления и рассасывания заряда в структуре, а также паразитные емкости. Согласно описанию режимов измерения, при включении нормируется ток затвора, а при выключении – напряжение на затворе. Модель не позволяет задавать разные источники на разных этапах расчета, поэтому при моделировании для управления затвором использовался источник напряжения, параметры которого были подобраны так, чтобы выдавать заданный ток во включенном состоянии.

5.2.2 Моделирование динамических характеристик: включение транзистора

Структура транзистора с указанием элементов, способных оказать влияние на динамические параметры, приведена на рисунке 5.21.

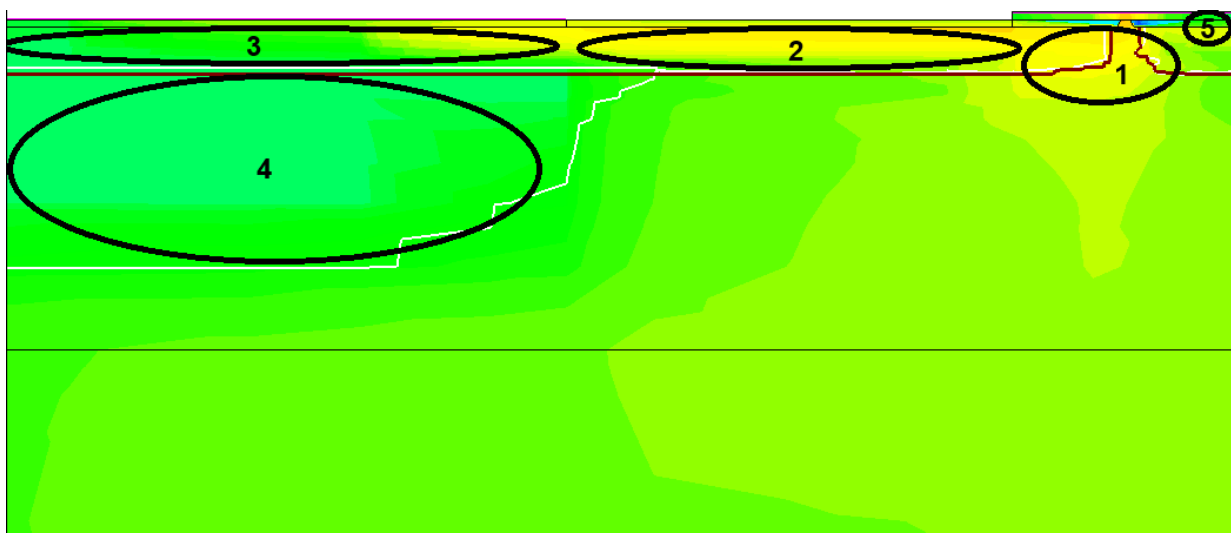


Рисунок 5.21 – Распределение плотности тока в структуре транзистора при включении в модели 1: 1 – слаболегированная область канала, которая должна заполняться носителями прежде, чем транзистор откроется; 2 – область под разделительным диэлектриком, где происходит перезарядка донной части p^+ - n -перехода; 3 – область затвора с металлизацией, которая фактически не принимает участия во включении/выключении структуры; 4 – закрытая область донной части p^+ - n -перехода; 5 – паразитный МДП-конденсатор между затвором и истоком.

Процесс включения структуры состоит из следующих этапов. На первом этапе открывается боковая часть p^+ - n -перехода. Начинается накачка слаболегированной области канала избыточными носителями (область 1 на рисунке 5.21). По мере нарастания тока в области под разделительным диэлектриком происходит перезарядка донной части p^+ - n -перехода под этой областью (область 2 на рисунке 5.21). Это ограничивает скорость изменения напряжения и, как следствие, величину тока в области 1, что может давать дополнительную задержку. В области металлизации затвора металл должен эффективно шунтировать полупроводниковую структуру, поэтому здесь ток по полупроводнику достаточно мал (область 3 на рисунке 5.21), а напряжение на p^+ - n -переходе остается практически постоянным и отрицательным (область 4 на рисунке 5.21 – белая линия показывает границу ОПЗ, которая зависит от

напряжения на переходе). Эти участки не оказывают влияния на процессы включения и выключения. Предполагаемая ранее версия, что область затвора на периферии и под площадкой затвора при открывании транзистора работает как обычный диод, не верна.

На рисунке 5.22 показаны результаты моделирования включения транзистора для моделей 1–3.

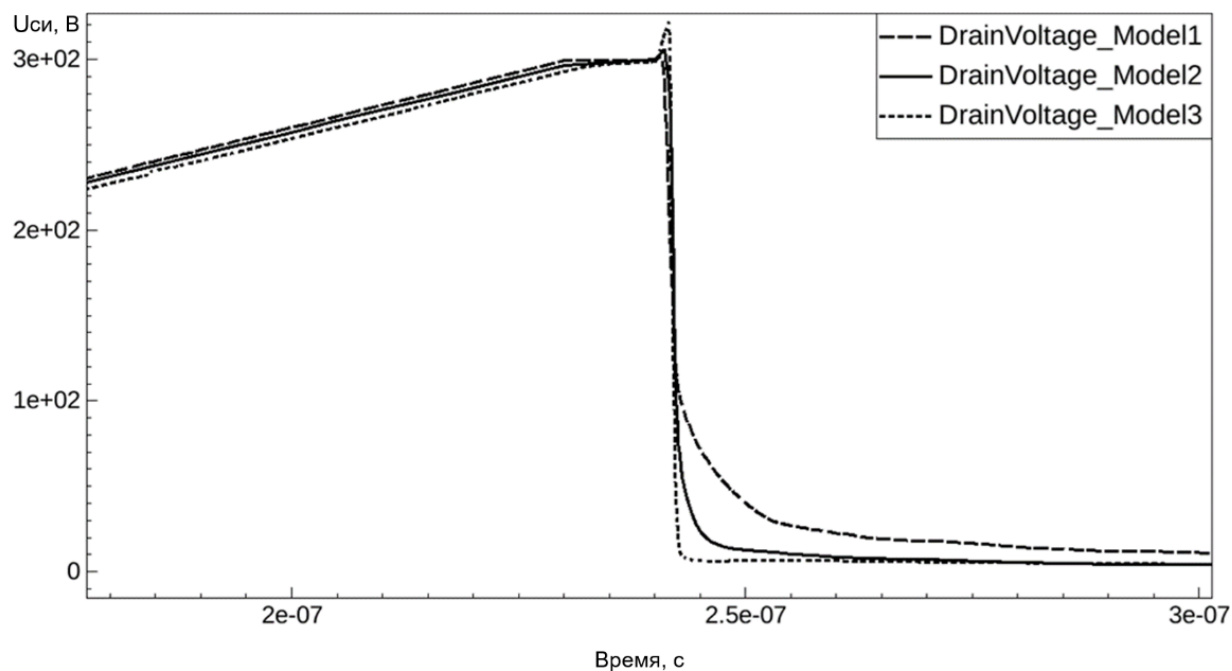


Рисунок 5.22 – Зависимость напряжения от времени при включении для моделей 1–3

Из рисунка 5.22 следует, что наихудшее поведение демонстрирует модель 1, имитирующая коричневую зону на рисунке 5.16. В этой модели максимальна площадь разделительного диэлектрика, соответственно, выше паразитная емкость перезаряжающейся части дна p^+ - n -перехода. Модель 2, имитирующая желтую зону на рисунке 5.16, не имеет разделительного диэлектрика сбоку, поэтому скорость включения здесь ограничена только паразитной емкостью затвор-сток под разделительным диэлектриком на торцах. В модели 3 максимальна паразитная емкость затвор-исток (область 5 на рисунке 5.21), но отсутствуют разделительные диэлектрики. Судя по тому, что включение структуры в этой модели произошло без задержек, МДП-структура не оказывает значимого влияния на этот процесс. Можно заключить, что основным ограничивающим

фактором для времени включения являются область затвора на периферии и под площадкой затвора, а также длина области 2 вдоль полосы истока (242 мкм) (см. рисунок 5.21). Площадь металлизации не влияет на задержку включения, паразитные МДП-структуры также не оказывают значимого воздействия.

Влияние области затвора на периферии и под площадкой затвора на время включения транзистора легко устранить путем ее отключения от затвора [88], а уменьшение длины области 2 приводит к уменьшению эффективности использования площади кристалла. Уменьшить влияние области 2 на время включения можно путем увеличения коэффициента усиления прибора (предложено в параграфе 5.2).

5.2.3 Моделирование динамических характеристик: выключение транзистора

При подаче отрицательного напряжения на затвор, прежде чем транзистор сможет перейти в закрытое состояние, из слаболегированной области должен быть удален избыточный заряд. Область избыточного заряда показана на рисунке 5.23.

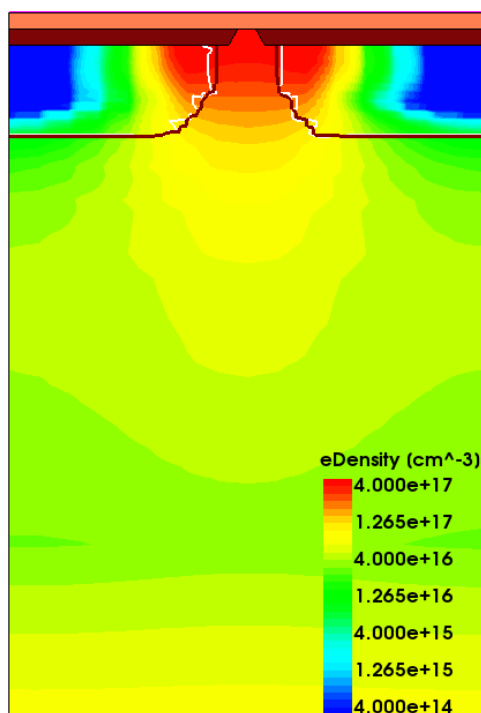


Рисунок 5.23 – Распределение свободных электронов в эпитаксиальном слое открытого транзистора (модель 3)

Концентрация легирования в эпитаксиальном слое модели равна $4 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$. Из рисунка 5.23 следует, что у открытого канала концентрация свободных носителей превышает эту величину на один-три порядка. Помимо этого, стоит учитывать, что по пути сток-исток протекает значительный ток, который непрерывно пополняет число носителей в канале. Поэтому мгновенный ток затвора, необходимый для быстрого удаления этого заряда, должен быть значительно выше, чем постоянный ток стока. В случае если ток ограничен, удаление заряда занимает больше времени. В целом время задержки определяется двумя факторами: совокупным зарядом, который нужно удалить, и величиной тока затвора, который для этого применяется. Осциллограммы напряжений при выключении приведены на рисунке 5.24.

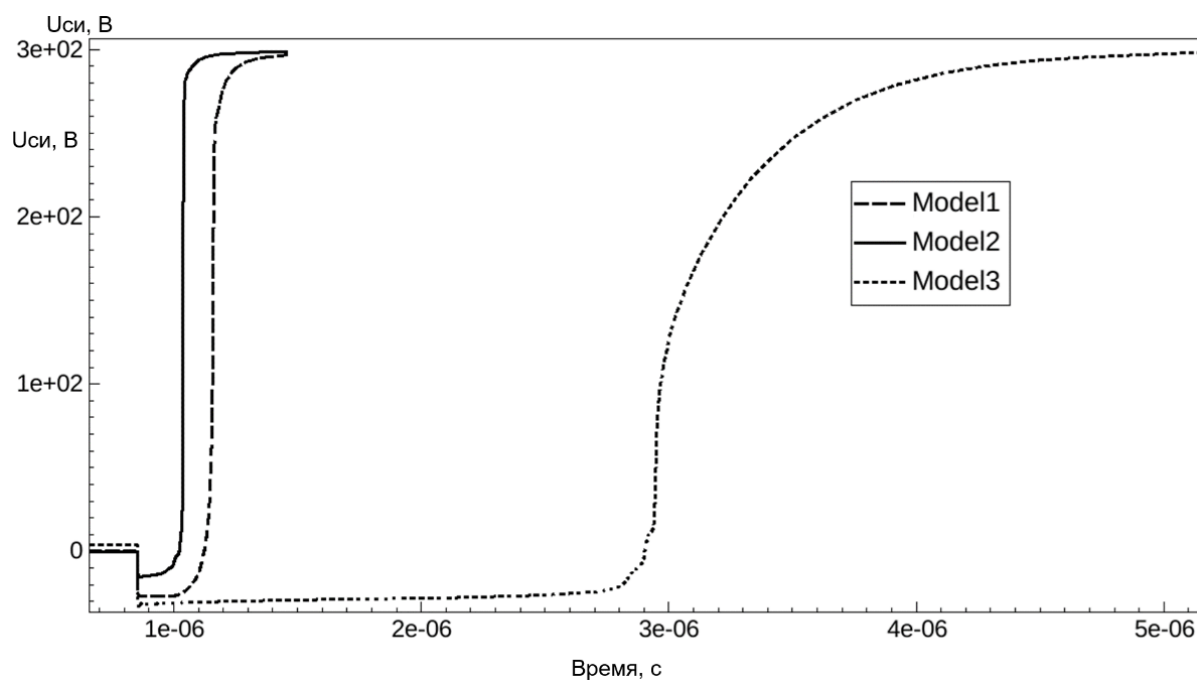


Рисунок 5.24 – Зависимость напряжения от времени при выключении для моделей 1–3

Из рисунка 5.24 видно, что модели 1 и 2 показывают сопоставимые результаты. Различия могут быть обусловлены тем, что в модели 1 происходит также перезарядка емкости под разделительным диэлектриком сбоку (область 2 на рисунке 5.21). Модель 3 обладает более высокими задержками. Это может

быть обусловлено тем, что в этой модели площадь контакта затвора мала по сравнению с остальными моделями. Из-за этого максимальный ток затвора существенно ограничен. Для проверки этой теории проведем дополнительное моделирование модели 3, задав коэффициент площади 530 вместо 8. Результаты моделирования приведены на рисунке 5.25.

Из рисунка 5.25 видно, что увеличение площади затвора в модели (а вместе с ней и пропускной способности по току) позволяет в разы быстрее отводить из канала неосновные носители, в результате чего быстродействие повышается. Несмотря на то что в модели с коэффициентом площади 530 созданы условия отведения тока, близкие к действующим в моделях 1 и 2, время выключения все еще существенно превышает времена, характерные для этих моделей. Это может быть обусловлено влиянием других паразитных емкостей в приборе.

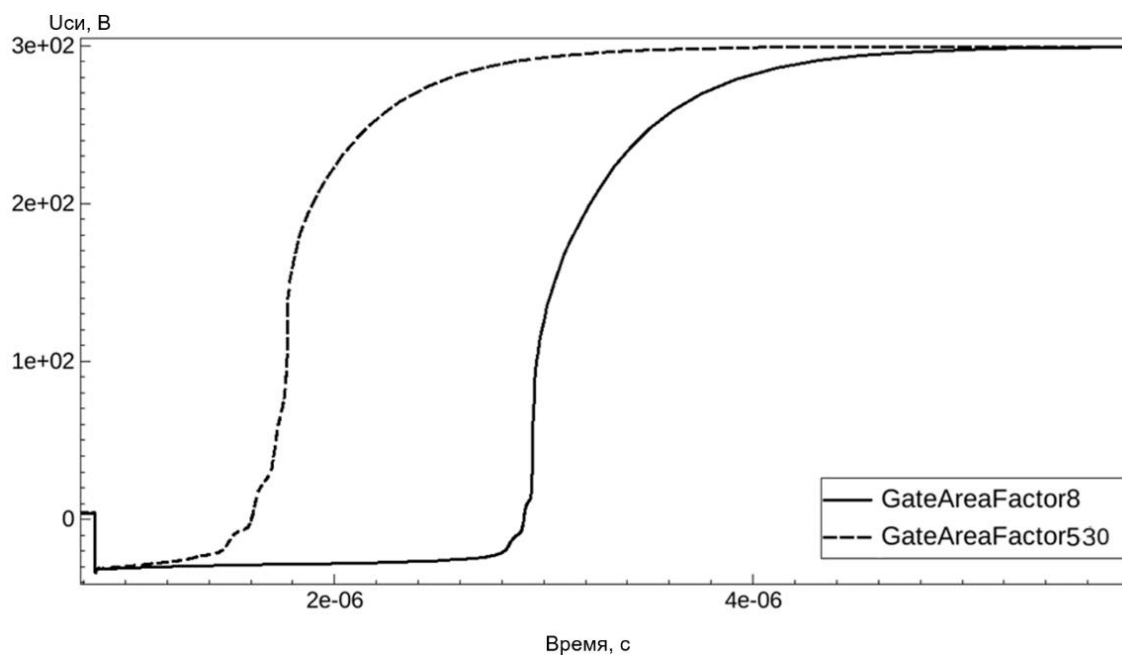


Рисунок 5.25 – Влияние пропускной способности по току затвора на время задержки выключения в модели 3

Влияние донной части p^+ - n -перехода под областью 2 (см. рисунок 5.21) на динамические параметры может быть оценено исходя из зависимости динамических параметров от длины разделительного диэлектрика. Такая зависимость представлена на рисунке 5.26.

На рисунке 5.26 время включения структур с длиной разделительного диэлектрика 2,4 и 4,5 мкм практически совпадает и меньше времени включения структуры с длиной разделительного диэлектрика 12,4 мкм на 40%.

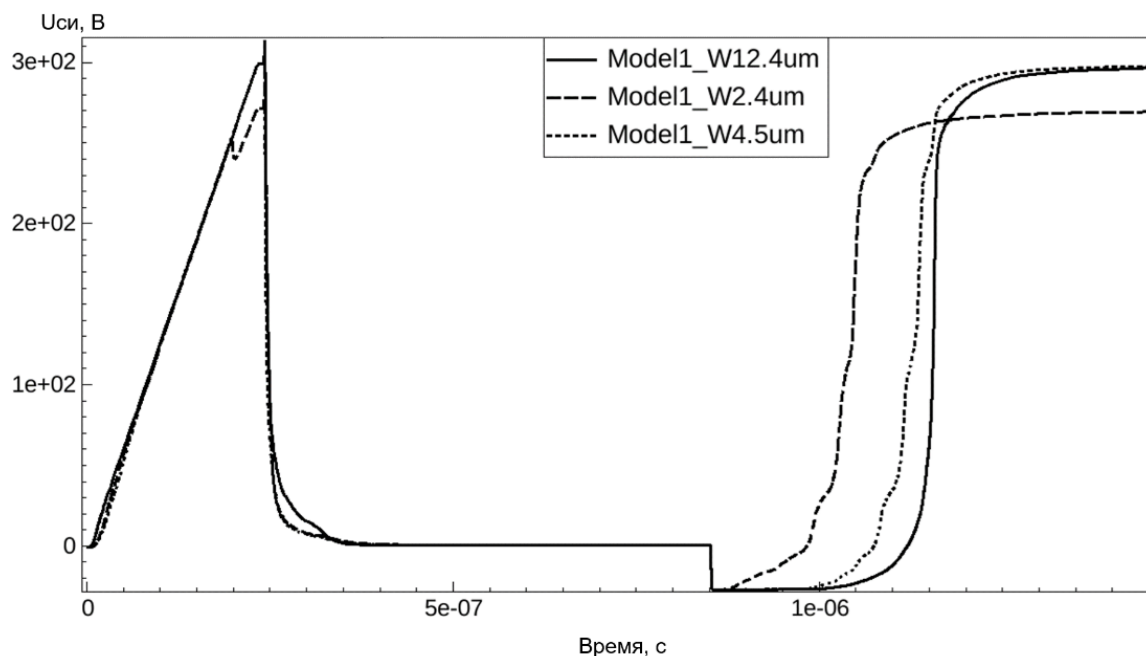


Рисунок 5.26 – Переходный процесс включения и выключения транзистора (модель 1) при разных значениях длины разделительного диэлектрика

При выключении же структуры с длиной 4,5 и 12,4 мкм показывают небольшую разницу, хотя видно, что в структуре с длиной диэлектрика 4,5 мкм выключение начинается быстрее. Структура с длиной 2,4 мкм не выключается до конца, напряжение сток-исток на ней не превышает 270 В, значит, сопротивление транзистора составляет 270 Ом. Это говорит о том, что изменение этого параметра требует осторожности.

Исходя из результатов моделирования можно, заключить, что наличие в структуре области, соответствующей модели 3 («синяя» область на рисунке 5.16), будет значительно замедлять работу прибора, так как в течение нескольких микросекунд после закрытия остальной части прибора здесь будет протекать ток. При удалении этой области переходный процесс выключения транзистора должен в большей степени соответствовать графикам, полученным для моделей 1 и 2.

Необходимость удалить заряд из слаболегированной области является принципиальным ограничивающим фактором для времени выключения этого типа приборов. Поэтому скорость выключения во многом определяется током затвора. Ограничение этого тока, например последовательным сопротивлением, будет существенно сказываться на времени выключения транзистора.

Проведенный выше анализ процесса включения и выключения транзистора КП926 позволяет сделать следующие выводы:

- необходимо убрать каналы из-под контакта к истоку, а p^+ -область отключить от затвора;
- отключить пассивную область затвора на периферии и под площадкой затвора от управляющей области затвора высокоомной n^- -областью стока;
- экспериментально установить значения пикового тока затвора, требуемые для получения заданных времен задержки выключения.

Автором спроектирована новая конструкция транзистора КП926 с учетом рекомендаций, приведенных выше [88], изготовлены фотошаблоны и ведется изготовление опытных образцов.

В данной работе предложены модели прибора со статической индукцией, позволяющие анализировать влияние конструктивных и электрофизических параметров на выходные ВАХ и быстродействие прибора. Предложены пути по улучшению конструкции кристалла, которые позволяют увеличить коэффициент усиления в несколько раз и увеличить скорость переключения более чем на порядок. Улучшение частотных свойств транзистора КП926 позволит создавать на базе данного прибора ВИЭП с меньшими габаритами и более высокой эффективностью, что очень важно для многих отраслей радиоэлектронной промышленности.

Выводы по главе 5

1. Разработанные ранее физико-математические модели приборов со статической индукцией дают качественную связь ВАХ с конструктивными и электрофизическими параметрами конструкции.

2. Разработана новая физико-математическая модель структуры приборов со статической индукцией с использованием Sentaurus TCAD для расчета статических ВАХ, что позволило более точно понять особенности влияния конструктивных и электрофизических параметров структуры на основные электрические параметры прибора.
3. С помощью разработанной модели проведен анализ структуры кристалла транзистора КП926, который показал пути дальнейшего улучшения ВАХ прибора.
4. Предложена эквивалентная схема замещения приборов со статической индукцией, которая позволяет понять работу приборов на высоких частотах при биполярном режиме и оценить максимальные частоты, на которых могут работать приборы со статической индукцией.
5. Разработана новая физико-математическая модель структуры приборов со статической индукцией для расчета динамических характеристик прибора, что позволило более точно понять особенности влияния конструктивных и электрофизических параметров структуры на частотные свойства прибора.
6. Предложена новая конструкция транзистора КП926, которая на порядок лучше по быстродействию.

ГЛАВА 6 ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ СО СТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИЕЙ

6.1 Транзисторы со статической индукцией с нормально открытым и нормально закрытым каналами

Транзисторы со статической индукцией с нормально открытым каналом имеют ряд преимуществ перед транзисторами с нормально закрытым каналом [120, 121]. Это более высокий коэффициент усиления по току, меньшее сопротивление канала в открытом состоянии, более высокое быстродействие и большая устойчивость к перегрузкам по мощности.

Бытует мнение, что транзисторы с нормально открытым каналом не всегда удобны при построении РЭУ, так как могут выходить из строя в момент включения и для них необходимо сначала подать отрицательное запирающее напряжение, а потом включать основную схему. Однако это ложное представление. Во-первых, СИТ с нормально открытым каналом обладает колоссальными перегрузочными способностями: транзистор КП926 выдерживает нагрузку при максимальном напряжении 450 В и токе 16,5 А более десятка микросекунд. Во-вторых, имеется ряд технических решений, в которых минусовое напряжение формируется сразу при запуске РЭУ. Ниже представлены две наиболее распространенные схемы для усилителей мощности (УМ) и ВИЭП.

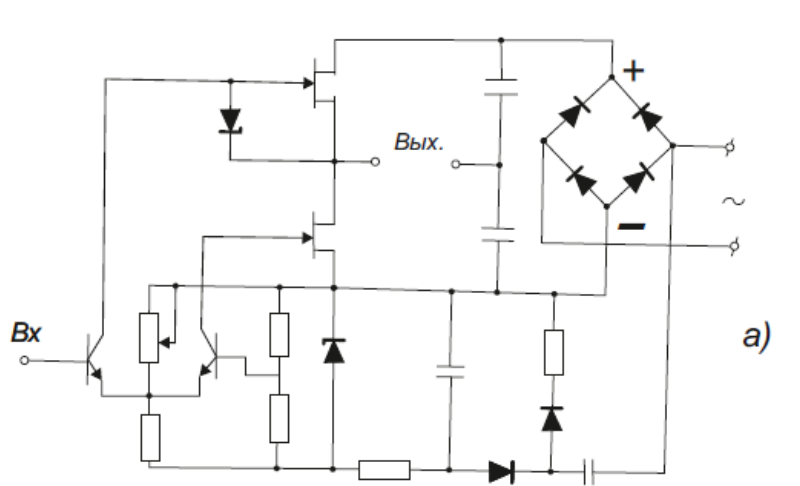
6.2 Усилитель мощности на транзисторах со статической индукцией с нормально открытым каналом

Высокая линейность характеристик, малые времена переключения, большие рассеиваемые мощности, повышенная надежность в импульсном режиме и небольшие сопротивления во включенном состоянии делают мощные полевые транзисторы со статической индукцией с нормально открытым каналом перспективными приборами для построения ряда электронных устройств, таких как высокоомные усилители, ключи, импульсные регуляторы напряжения и тока, вторичные источники электропитания, инверторы и др. По сравнению с другими

типами мощных транзисторов (биполярными и полевыми МДП) они имеют ряд новых свойств: малое выходное сопротивление, слабое влияние сопротивления нагрузки на ключевые характеристики, высокую линейность передаточной характеристики и др.

Работы по построению усилителей мощности звуковой частоты (УМЗЧ) на основе разработанных транзисторов (КП801, КП802, КП926) подтвердили это [122].

На рисунке 6.1а приведен выходной каскад принципиальной схемы усилителя мощности для изделий «Арктур» и «Вега», выполненный на транзисторе КП801 [122]. Достоинство данной схемы состоит в том, что она не требует дополнительного отрицательного источника питания для запирающего СИТ. Напряжение запирающего формируется путем удвоения отрицательного потенциала, запитывающего нижний выходной транзистор. Для обеспечения усиления сигнала с очень низкими искажениями предложен схемотехнический вариант (рисунок 6.1б) с адаптивной отрицательной обратной связью [122]. Приведенные схемы позволяют реализовать на транзисторе КП801 усилители низкой частоты с выходной мощностью 100–150 Вт. При использовании транзистора КП802 [11] можно разрабатывать усилители с выходной мощностью в несколько киловаттов.



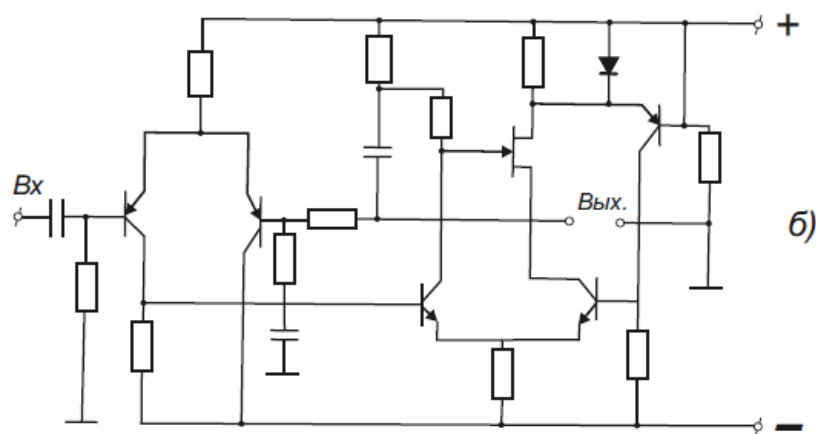


Рисунок 6.1 – Выходные каскады усилителей мощности: а – с удвоением отрицательного напряжения питания; б – с адаптивной отрицательной обратной связью

Положительные свойства усилителей мощности, выполненных с использованием приборов СИТ:

- низкие нелинейные искажения при малой глубине отрицательной обратной связи (ООС);
- стабильная работа в широком диапазоне изменения температуры без использования каких-либо схем компенсации;
- высокая надежность, так как приборы СИТ обладают отрицательным температурным коэффициентом, т.е. при повышении температуры их токи стоков уменьшаются;
- уменьшение потребности в схемах защиты, поскольку приборы СИТ более устойчивы к повреждениям, возникающим при коротком замыкании выходных клемм УМЗЧ, а это в целом упрощает схему усилителя;
- по оценкам экспертов, проводивших сравнительный анализ «качества звучания» двух усилителей с одинаковыми параметрами на биполярных транзисторах и приборах СИТ, отмечено более чистое, естественное и прозрачное звучание последних.

6.3 Вторичные источники электропитания на транзисторах со статической индукцией с нормально открытым каналом

СИТ, обладая высоким быстродействием и низким сопротивлением канала в открытом состоянии, позволяют повысить частоты преобразования с 20–40 кГц, характерные для биполярных приборов, до сотен килогерц. Это дает возможность применять в силовых фильтрах малогабаритные магнитные элементы и керамические конденсаторы, что ведет к значительному улучшению массогабаритных показателей и динамических характеристик преобразовательных устройств. Высокие перегрузочные способности приборов позволяют исключить сложные схемы защиты и тем самым упростить преобразователи и повысить надежность их работы.

На транзисторах КП802, КП926 построены сетевые ВИЭП с бестрансформаторным входом с частотой преобразования 100 кГц и выходной мощностью в несколько киловаттов [123, 124]. Для транзисторов нет принципиальных ограничений повышения частоты преобразования до 1 МГц и выше. Однако из-за отсутствия быстродействующих рекуперирующих диодов при построении сетевых преобразователей в 1990-е годы это было невозможно.

На рисунке 6.2 представлена функциональная схема для управления транзистором со статической индукцией с нормально открытым каналом, а на рисунке 6.3 – временные диаграммы, иллюстрирующие работу устройства.

Данная схема (см. рисунок 6.2) содержит формирователь сигнала управления (1), подключенный к первичной обмотке (2) трансформатора (3). Вторичная обмотка (4) началом через диод соединена с затвором транзистора (6) и эмиттером первого транзистора (7), а дополнительная обмотка (8) концом подключена к эмиттеру второго транзистора (9), базой соединенного с первым (10) и вторым (11) резисторами. Устройство содержит также источник напряжения смещения (13), отрицательный полюс которого подключен ко второму резистору (11) и через третий резистор (12) – к коллектору второго транзистора (9). Положительный полюс соединен с концом вторичной

обмотки (4) и истоком транзистора (6), причем первый транзистор (7) коллектором соединен с началом вторичной обмотки (4), а базой – с базой второго транзистора (9), эмиттер которого подключен к затвору транзистора (6). Дополнительная обмотка (8) началом соединена с первым резистором (10).

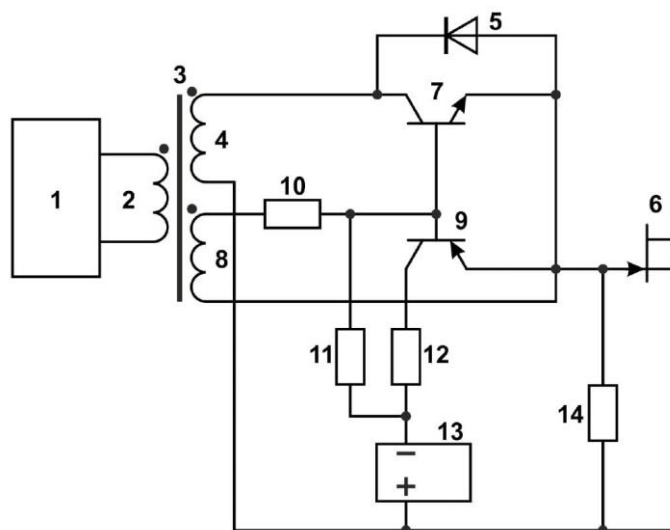


Рисунок 6.2 – Функциональная схема для управления транзистором со статической индукцией с нормально открытым каналом [124]

На рисунке 6.3 обозначены напряжение (14) на первичной обмотке (2) трансформатора управления (3), напряжение (15) на переходе затвор-исток полевого транзистора (6), ток (16) затвора транзистора (6).

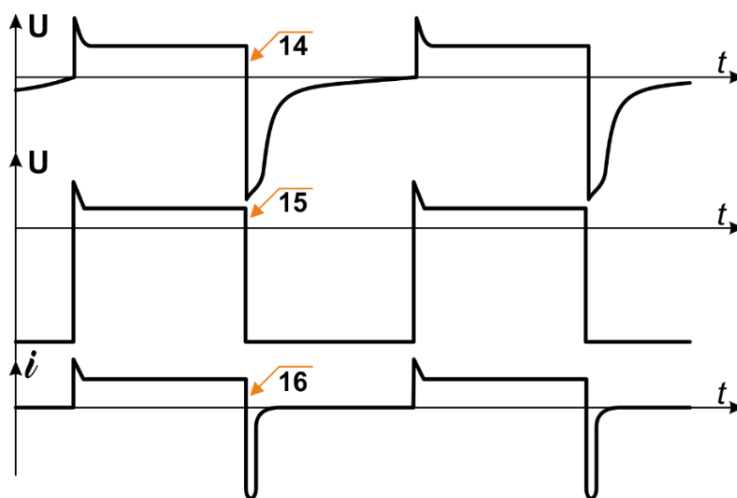


Рисунок 6.3 – Временные диаграммы, иллюстрирующие работу устройства [124]

Данное РЭУ работает следующим образом.

При отсутствии на выходе блока (1) управления управляющих импульсов транзистор (9) отпирается по цепи (13) «переход исток-затвор транзистора (6) – переход эмиттер-база транзистора (9-11-13)», формируя на переходе затвор-исток отрицательное запирающее смещение по цепи (13) «переход исток-затвор транзистора (6) – эмиттер-коллектор транзистора (9-12-13)». Положительный выходной импульс (14) формирователя (1) на первичной обмотке (2) трансформатора (3) индуцирует в дополнительной обмотке (8) ток, отпирающий транзистор (7) по цепи (8–10) «база – эмиттерный переход транзистора (7–8)», при этом транзистор (9) закрыт обратным напряжением база-эмиттерного перехода транзистора (7). Отпирание транзистора (7) по цепи (4) – переход коллектор-эмиттер транзистора (6–4) приводит к отпиранию транзистора (6). Смена полярности напряжения (см. рисунок 6.3) на первичной обмотке (2) трансформатора управления (30) приводит к форсированному запираению транзистора (6) через диод (5), при этом транзистор (9) открывается током обмотки (8) через резистор (10), а транзистор (7) запирается падением напряжения на база-эмиттерном переходе транзистора (9). По окончании форсирующего запирающего импульса, имеющего на этом интервале малое внутреннее сопротивление, запирающее напряжение (15) (см. рисунок 6.3) на переходе затвор-исток транзистора (6) формируется источником (13), который перехватывает запирающий ток формирователя (1) после окончания форсирующего запирающего импульса тока (16) (см. рисунок 6.3) транзистора (6). Для мощных полевых транзисторов со статической индукцией и управляющим р-п-переходом, имеющих очень малый обратный ток перехода затвор-исток, возможно шунтирование этого перехода высокоомным резистором с целью обеспечения прохождения тока источника смещения (13) через транзистор (9).

Данная схема позволяет повысить надежность управления транзисторными ключами за счет запирающего смещения на управляющем переходе силового транзисторного ключа в любом режиме работы и при любой длительности интервала отсечки, при этом обеспечивается высокое быстродействие

переключения мощного полевого транзистора со статической индукцией при малой мощности источника смещения.

Выводы по главе 6

1. В 1980–1990 годы была разработана серия мощных высоковольтных транзисторов со статической индукцией с планарным затвором и нормально открытым каналом, которые имели ВАХ триодного типа и обладали высокими ключевыми характеристиками: высоким быстродействием и низким сопротивлением канала в открытом состоянии.

2. Триодные ВАХ позволили создавать на базе этих транзисторов УМ с высоким качеством звучания, а высокие ключевые характеристики и перегрузочные способности способствовали появлению высокоэффективных малогабаритных и надежных ВИЭП.

3. Разработчиками РЭУ было доказано, что нормально открытое состояние не вызывает трудностей при построении РЭУ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленные в диссертации результаты охватывают полный цикл работ по достижению поставленных целей (разработка конструктивно-технологических методов создания мощных высоковольтных приборов со статической индукцией; разработка серии мощных высоковольтных транзисторов со статической индукцией с планарной структурой затвора; разработка физико-математических моделей, позволяющих производить расчет основных характеристик приборов со статической индукцией для статического и динамического режимов): от анализа информации отечественных и зарубежных источников по наличию проблем в области разработки мощных высоковольтных приборов со статической индукцией до разработки технологий и создания серийных транзисторов; от разработки физико-математических моделей до оптимизации конструкции, что позволило существенно улучшить основные параметры приборов.

В диссертации представлены следующие научно-технические достижения:

1. Предложена новая технологическая схема формирования структуры кристалла приборов со статической индукцией, обеспечивающая процент выхода годных по кристаллу в 3–4 раза выше технологической схемы, которая применялась ранее при выпуске серийных приборов на всех предприятиях, выпускающих приборы данного класса.
2. Разработана новая конструкция приборов со статической индукцией, которая исключает паразитную область затвора, что обеспечивает увеличение максимальной рабочей частоты более чем на порядок.
3. Разработана новая конструкция приборов со статической индукцией, у которой n^+ -область истока заменена на гетеропереход, что приводит к существенному снижению сопротивления канала в открытом состоянии и повышению максимальной рабочей частоты.
4. Предложена новая конструкция кристалла приборов, у которых отключенная от затвора паразитная область используется в качестве диода,

защищающего транзистор от инверсного напряжения. Причем скорость выключения диода соизмерима со скоростью транзистора.

5. Предложена новая конструкция составного транзистора, выполненного на одном кристалле, которая принципиально отличается от известных составных транзисторов: выключение выходного силового транзистора происходит через управляющий электрод входного транзистора, что обеспечивает высокую скорость выключения.
6. Предложена новая конструкция кристалла приборов, у которых отключенная от затвора паразитная область используется для размещения в ней защитных стабилитронов.
7. Предложена новая конструкция нового прибора – дефензора, который имеет ВАХ N-образного вида. Данный прибор может использоваться в качестве защитника РЭА от перегрузок по току.
8. Предложены новые конструкции тиристоры со статической индукцией с планарным катодом на Si и GaAs, которые существенно превосходят известные тиристоры.
9. Предложена конструкция тиристоры со статической индукцией с планарным катодом на Si и GaAs у которых обычный катод и анод заменены на гетеропереходы, что приводит к уменьшению сопротивления канала в открытом состоянии и существенно повышает их быстродействие.
10. Разработана новая физико-математическая модель структуры приборов со статической индукцией с использованием Sentaurus TCAD для расчета статических ВАХ, что позволило более точно понять особенности влияния конструктивных и электрофизических параметров структуры на основные электрические параметры прибора.
11. Предложена эквивалентная схема замещения приборов со статической индукцией, которая позволяет понять работу приборов на высоких частотах при биполярном режиме и оценить максимальные частоты, на которых могут работать приборы со статической индукцией.

12. Разработаны схемы управления приборами со статической индукцией с нормально открытым каналом для УМ и ВИЭП, которые не требуют дополнительного источника, запирающего силовой прибор перед запуском основной схемы РЭУ.

Совокупность выполненных научных исследований и предложенных конструктивно-технологических принципов и решений создания семейства мощных высоковольтных приборов со статической индукцией, превосходящих по основным параметрам известные на настоящий момент времени силовые полупроводниковые приборы, дает основу новому направлению развития техники и технологий создания и промышленного внедрения современных отечественных силовых полупроводниковых приборов и вносит значительный вклад для выхода отечественной силовой электроники на новый уровень.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

- МПК – мощные полупроводниковые ключи
- РЭА – радиоэлектронная аппаратура
- РЭУ – радиоэлектронное устройство
- ВИЭП – вторичные источники электропитания
- УМ – усилитель мощности
- БТ – биполярный транзистор
- МДП – металл-диэлектрик-полупроводник
- СИТ – транзистор со статической индукцией
- БСИТ – биполярный транзистор со статической индукцией
- НЭВЗ – Новосибирский электровакуумный завод
- ТЭУ – тиристоры с электростатическим управлением
- ПТУП – полевой транзистор с управляющим р-п-переходом
- ВАХ – вольт-амперные характеристики
- Изи – напряжение затвор-исток
- Иси – напряжение сток-исток
- ОПЗ – область пространственного заряда
- S^* – крутизна транзистора, не охваченного обратной связью
- S – крутизна характеристики
- R_z – сопротивление затвора
- R_i – сопротивление истока
- R_c – сопротивление в цепи стока
- I_c – ток стока
- μ – коэффициент усиления по напряжению
- μ^* – коэффициент блокирования
- Ψ – электрический потенциал
- φ – квазипотенциал Ферми для электронов
- φ_T – температурный потенциал
- e – заряд электрона

ϵ – диэлектрическая постоянная

\mathcal{M}_0 – подвижность электронов

n_i – собственная концентрация электронов

ϵ – диэлектрическая проницаемость

N_0 — концентрация ионизированных атомов легирующей примеси в области базы

M^* – коэффициент усиления

$C_{зк}$ – емкость, определяемая неосновными носителями в канале

$U_{си макс}$ – оптимальное значение рабочего напряжения при заданном R

$L_{и}$ – ширина истока

σ – относительная величина разброса

$C_{бзи}$ – барьерная емкость затвор-исток

$C_{бзс}$ – барьерная емкость затвор-сток

$C_{дзи}$ – диффузионная емкость затвор-исток;

$C_{дзс}$ – диффузионная емкость затвор-сток

g_m – крутизна характеристики внутреннего транзистора

$R_{вз}$ – сопротивление p^+ -области от металлизации затвора до середины истока

τ_d – время пролета через дрейфовый участок

d_0 – ширина ОПЗ плоского p-n-перехода

ФСС – фосфорно-силикатное стекло

ЭДП – электронно-дырочная плазма

ООС – отрицательная обратная связь

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Макивер Б.А. j-MOS: универсальный силовой полевой транзистор / Б.А. Макивер, К. Джейн // IEEE Electron Device Letters. – 1984. – Т. 5, № 11. – С. 154–156.
2. Высокомощные полевые транзисторы с модуляцией проводимости (COMFET) с каналом p-типа / Дж.П. Рассел, Л.А. Гудман, А.М. Гудман [и др.] // IEEE Electron Device Letters. – 1984. – Т. 5, № 11. – С. 437–439.
3. Энциклопедия устройств на полевых транзисторах / В.П. Дьяконов, А.А. Максимчук, А.М. Ремнев, В.Ю. Смердов; под ред. В.П. Дьяконова. – М.: Солон-Пресс, 2002. – 512 с.
4. Горева Л. IGBT силовые транзисторы International Rectifier шестого поколения / Л. Горева // Силовая электроника. – 2009. – № 4. – С. 27–32.
5. Башкиров В. Транзисторы Trench IGBT шестого поколения / В. Башкиров // Новости электроники. – 2007. – № 7. – С. 26–30.
6. Бербенец А. Силовые IGBT-модули Infineon Technologies / А. Бербенец // Силовая электроника. – 2008. – № 2. – С. 38–40.
7. Nishizawa I. Field-Effect Transistor Versus Analog Transistor (Static Induction Transistor) / I. Nishizawa, T. Terasaki, I. Shibata // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1975. – Vol. 22. – P. 185–197.
8. Транзистор, управляемый полем: патент 52-6076 Япония: МКИ НОИ 29/80 / Nishizawa I. № 46-28405; заявл. 28.04.71; опубл. 18.11.77.
9. Nishizawa I. High-Frequency High-Power Static Induction Transistor / I. Nishizawa, K. Yamamoto // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1978. – Vol. 25, № 3. – P. 314–322.
10. Мощный полевой транзистор со статической индукцией КП801А, Б / М.И. Антонов, В.С. Данилов, С.Н. Корнилова, Ю.Н. Максименко // Электронная промышленность. – 1984. – № 5-6. – С. 30–32.
11. Мощные полевые транзисторы КП802А, В, Г, Д с выходными характеристиками триодного типа / М.И. Антонов, В.С. Данилов,

Ю.Н. Максимеко, Н.К. Мягкая // Электронная промышленность. – 1985. – № 7. – С. 42–44.

12. Максименко Ю.Н. Разработка технологии и физико-математической модели транзистора со статической индукцией: дис. канд. техн. наук / Максименко Юрий Николаевич. – М.: МЭИ, 1988.

13. Unipolar Field — Effect Transistor // Proc. IEEE. – 1952. – Vol. 40, № 11. – P. 1375–1376.

14. Zuleeg R. Silicon space-charge-limited triode and analog transistor / R. Zuleeg // Solid-State Electronics. – 1967. – Vol. 10, № 5. – P. 449–460.

15. Tetzner S., Gicquel R. Gridistor — A new field-effect device / S. Tetzner, R. Gicquel // Proc. IEEE. – 1964. – Vol. 52, № 2. – P. 1502–1513.

16. Shumka A. A Germanium Solid-State Triode / A. Shumka // I. Appl. Phys. – 1969. – Vol. 40, № 1. – P. 438–439.

17. Зи С.М. Физика полупроводниковых приборов / С.М. Зи; пер. с англ.; под ред. А.Ф. Трутко. – М.: Энергия, 1975.

18. Homola I. Turn-off-type Field-Controlled Thyristor. Concepts for High Power Operation / I. Homola, A.G. Milnest // Solid -State Electronics. – 1980. – Vol. 23, № 11. – P. 1101–1105.

19. Мощные транзисторы со статической индукцией / М. Татта [и др.] // Тохоку Киндзоку Гихо. – 1980. – Т. 8, № 1. – С. 45–52.

20. Окснер Э.С. Мощные полевые транзисторы и их применение / Э.С. Окснер; пер. с англ.; под ред. И.Г. Ксендзацкого и Е.А. Коломбет. – М.: Радио и связь, 1985.

21. Юкимото Д. Транзисторы со статической индукцией с присоединенным затвором / Д. Юкимото // Дэнки Дзайре. – 1981. – Т. 20, № 9. С. 29–34.

22. Сирахара К. СВЧ-транзисторы со статической индукцией / К. Сирахара // Хандотай Кэмкюсе Хококу. – 1980. – Т. 16, № 1. – С. 21–27.

23. Максименко Ю. Перспективы использования кремния при создании силовых приборов / Ю. Максименко // СТЭК-В. – 2024. – № 2. – С. 42–46.

24. Максименко Ю. Мощный высоковольтный транзистор со статической индукцией КП926А, Б / Ю. Максименко // Современная электроника. – 2023. – № 3. – С. 22–24.
25. Dodge J. Latest Technology PT IGBTs vs. Power MOSFETs / Dodgy J. // Advanced Power Technology. PCIM China, 2003.
26. Исмаилов Т.А. Технологическое решение по улучшению параметров кристалла биполярного со статической индукцией транзистора / Т.А. Исмаилов, А.Р. Шахмаева, П.Р. Захарова // Вестник Дагестанского гос. техн. ун-та. – 2011. – Т. 20, № 1. С. 6–11.
27. Максименко Ю.Н. Мощные полупроводниковые приборы со статической индукцией: моногр. / Ю.Н. Максименко. – Новосибирск: PVN, 2022. – С. 214.
28. Полевой транзистор: заявка 57-29063 Япония: МКИ НОІ 29/80 / Нишизава Д. (Япония); Дзайда Ходзии Хандотай Кэнкю синкокай (Япония). № 48-48055; заявл. 22.05.73; опубл. 21.06.82.
29. Vertical type field effect transistor: патент 4297718 США: МКИ НОІ 29/80 / Nishizawa I. (Япония); Semiconductor Research Foundation Mitsubishi Dent К.К. (Япония). № 693844; заявл. 08.06.76; опубл. 27.10.81.
30. Полевой транзистор с управляющим р-п-переходом: заявка 55-49428 Япония: МКИ НОІ 29/80/ Мацусита Дэнки Санге К.К. (Япония). № 49-57200; заявл. 20.05.74; опубл. 11.12.80.
31. Полупроводниковый прибор: заявка 57-53991 Япония: МКИ НОІ 29/74 / Конти А. (Япония); Токе Сибаура Дэнки К.К. (Япония). № 51-24749; заявл. 08.03.76; опубл. 16.11.82.
32. Способ изготовления полевого транзистора с продольным расположением областей: заявка 58-28782 Япония: МКИ НОІ 29/80 / Сони К.К. (Япония). № 50-38313; заявл. 28.03.75; опубл. 17.06.83.
33. Transistor structure and method of making the Same: патент 2968750 США: МКИ НОІ 29/80* / Noyse R.N. (США); Clevite Corp. (США). № 647236; заявл. 20.03.57; опубл. 17.01.61.

34. Normally-off type high speed SI-thiristor / Y. Nakamura, H. Tadano, S. Sagiya at al. // International Electron Devices Meet. – Sun-Fransisco, Calif., 1982. – P. 480–483.
35. Ozawa O. A Vertical FET with Self-Aligned Ion-Implanted. Source and Gate Regions / O. Ozawa, H. Iwasaki // Manuscript received Ianury 27, 1977. Revised August 29. – 1977. – P. 56–57.
36. International Electron Devices Meet / A. Cogan, R. Regan, I. Bencuye at al. –Washington, 1983. – P. 221–224.
37. Полевой транзистор с продольным управляющим р-n-переходом: патент 52-3791 Япония: МКИ НОИ 29/80 / Акиясу И. (Япония); Сони К.К. (Япония). № 48-115121; заявл. 13.10.73; опубл. 29.01.77.
38. Power static induction transistor fabric: патент 4375124 США: МКИ НОИ 21/225 / Codan A. (США); GTE Lab. Inc (США). № 320238; заявл. 12.11.81; опубл. 01.03.83.
39. Semiconductor Devices: патент 4404575 США: МКИ НОИ 29/72 / Nishizawa I. (Япония); Zaidan Hojin Handotai Kenkun Shinko (Япония). № 374301; заявл. 03.05.82; опубл. 13.09.83.
40. Semiconductor devises design and process: патент 4403396 США: МКИ НОИ 23/265 / Stein R.S. (США); GTE Lab. Inc (США). № 334393; заявл. 24.12.81; опубл. 13.09.83.
41. Static induction transistor: патент 4326209 США: МКИ НОИ 29/80 / Nlshizawa I. Yoshida T. (Япония); Nippon Gakki; Seizo К.К. (Япония). № 86670; заявл. 19.10.79; опубл. 20.04.82.
42. Baligs V.I. Power function Gate Field-Effect Transistor structure With High Blocking Gain / V.I. Baligs // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1980. – Vol. 27, № 2. – P. 368–373.
43. Полупроводниковый прибор, управляемый полем с поверхностной сеткой, управляющей током: патент 4037245 США: МКИ НОИ 29/06 / Регго А.Р. (США); General Electric Co. (США). № 636070; заявл. 28.11.75; опубл. 19.07.77.

44. Vertical channel field effect transistor: патент 4343015 США: МКИ НОИ 29/06 / Valida B.I. (США); General Electric Co. (США). № 149936; заявл. 14.05.80; опубл. 03.08.82.

45. Способ изготовления полупроводникового прибора: заявка 54-15747 Япония: МКИ НОИ 21/265 / Сони К.К. (Япония). № 47-110438; заявл. 04.11.72; опубл. 16.06.79.

46. Thyristor a effect de champ: заявка 2394175 Франция: МКИ НОИ 29/743 / Terasawa A., Miyato H., Uaito K. at al. (Япония); Hitachi (Япония). № 17031; заявл. 07.06.78; опубл. 09.02.79.

47. Полупроводниковый переключающий элемент: заявка 60-956 Япония: МКИ НОИ 29/74 / Хитати Сэйсакусе К.К. (Япония). № 53-54475; заявл. 10.05.78; опубл. 11.01.85.

48. Тиристор со скрытой решеткой, управляемый электрическим полем: патент 406082X США: МКИ НОИ 7/54 / Houston D.E., Krishna S. (США); General Electric Co. (США). № 697984; заявл. 21.06.76; опубл. 29.11.77.

49. Полевой транзистор с управляющим р-п-переходом: заявка 55-915 Япония: МКИ НОИ 29/80 / Мисаси О., Хироси А., Кадзивара Т. (Япония); Мацусита Дэнки Санге К.К. (Япония). № 48-135539; заявл. 30.11.73; опубл. 10.01.80.

50. Methods of manufacturing semiconductor devices: патент 3841917 США: МКИ НОИ 7/54 / Shannon I.M. (Великобритания); Philips Co. (США). № 285456; заявл. 31.08.72; опубл. 06.11.74.

51. Блихер А. Физика силовых биполярных и полевых транзисторов / А. Блихер; пер. с англ.; под ред. И.В. Грехова. – Л.: Энергоатомиздат, 1986.

52. Многоканальный полевой транзистор: заявка 54-3600 Япония; МКИ НОИ 29/80 / Ишитани А. (Япония); Сони К.К. (Япония). № 48-115120; заявл. 13.10.73; опубл. 24.09.79.

53. Силовой полупроводниковый прибор с полевым управлением: авт. свидетельство 1001830 СССР: МКИ НОИ 29/80 / Асина С.С., Евсеев Ю.А.,

Ефремов М.Л., Зигта Н.Ф. (СССР). № 3275444/18-25; заявл. 14.04.81; зарег. в Госреестре изобр. СССР 02.11.82.

54. Hoshi I. SIIs are overtaking BPTs, FETs / I. Hoshi // IEE Journal of Electronic Engineering. – 1977. – № 11. – P. 64–66.

55. Масатака Т. Транзистор со статической индукцией / Т. Масатака, Т. Тзцу, Е. Хидэдзи // Тохоку Киндзоку Гито. – 1980. – № 1. – С. 77–79.

56. Bozler C.O. Fabrication and Microwave Performance of the Permeable Base Transistor / C.O. Bozler, R.A. Murphy, W.T. Lindley // IEEE Tech. Dig., Int. Electron Device Meet., 1979. – P. 384–396.

57. Shino T. 2 GHz high power silicon SIIs / T. Shino, H. Kamo, M. Aoki // Proc. 1979 Int. Conf. Solid State Devices (Tokyo) Iap, I. Appl. Phys. Suppb. – 1980. – Vol. 19. – P. 283–287.

58. 1 GHz 100 W internally matched Static induction transistor / M. Aiga, Y. Higashi, M. Kato, Y. Kajiwara et al. // Proc. 1979 European Microwave Conf. – 1979. – P. 561–565.

59. Alley G.D. High – Voltage two – dimensional simulations of permeable base transistors / G.D. Alley // IEEE Trans. Jn Electron Dev. – 1983. – Vol 30, № 1. – P. 52–60.

60. Nishizawa I. Analysis of Static Characteristic of a Bipolar-Mode SIT (BSIT) / I. Nishizawa, T. Ohmi, H. Chen // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1982. – Vol. ED-29, № 8. – P. 1233–1244.

61. Tamama T. Voltage-Controlled negative resistance in A submicron Vertical IFET / T. Tamama, K. Murase, Y. Mizushima // Solid-State Electronics. – 1984. – Vol. 27, № 10. – P. 855–866.

62. Полевой транзистор и способ его изготовления: заявка 3132955 ФРГ: МКИ НОИ 29/78 / Волф И. № Р 3132995; заявл. 20.08.81; опубл. 03.03.83.

63. Ozawa O. A vertical channel IFET fabricated using Silicon planar technology / O. Ozawa, H. Iwasaki, K. Muramoto // IEEE I. Solid-State Circuits. – 1976. – Vol. SC-11. – P. 511–518.

64. Способ изготовления полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом и вертикальным каналом: авт. свидетельство 1215546 СССР: МКИ НОИ 21/18 / Максименко Ю.Н., Корнилова С.Н., Жуковский Н.М. (СССР). № 3052227; заявл. 22.06.82; зарег. в Госреестре изобр. СССР 01.11.85.

65. Способ изготовления полевого транзистора: заявка на изобретение от 29.01.86 № 4013934/25 / Максименко Ю.Н., Корнилова С.Н., Спиридонов А.Н. Решение о выдаче авторского свидетельства от 22.07.66.

66. Способ изготовления полупроводниковых приборов со статической индукцией: авт. свидетельство 1272920 СССР: МКИ НОИ 21/30 / Коренев Е.В., Кучеренко К.В., Максименко Ю.Н. (СССР). № 38586/21; заявл. 20.02.85; зарег. в Госреестре изобр. СССР 22.06.86.

67. Полевой транзистор: авт. свидетельство 893097 СССР: МКИ НОИ 29/78 / Максименко Ю.Н., Антонов М.И., Путинцев С.В. (СССР). № 2964141; заявл. 23.06.80; зарег. в Госреестре изобр. СССР 21.08.81.

68. Максименко Ю.Н. Можно ли сделать идеальный полупроводниковый ключ? / Ю.Н. Максименко, В.К. Грабежова // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2023. – Вып. 1 (268). – С. 45–53.

69. Yamauchi K. Optimum design of triode – like IFET's by two-dimensional computer simulation / K. Yamauchi, H. Kodera // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1974. – Vol. ED-24. – P. 1061–1069.

70. Yamauchi K. Two-dimensional analysis of vertical junction gate FETs / K. Yamauchi, T. Toyabe, H. Kodera // Proc. of the 7th conference on Solid-State devices. – Tokyo, 1975. – P. 163–168.

71. Анализ работы статического индукционного транзистора с помощью перекрестной модели / Я. Кадзивара [и др.] // Дэнки Пуски Гаккай Рамбунси. – 1980. – Т. 63, № 8. – С. 529–536.

72. Горбатюк А.В. Теория блокирующего состояния тиристора с электростатическим управлением / А.В. Горбатюк, И.В. Грехов // Физика и техника полупроводников. – 1981. – Т. 15, № 7. – С. 1353–1358.

73. Kun X.C. Calculation of amplification factor M of static in ductich transistor / X.C. Kun // IEE Proc. – 1984. – Pt. I, Vol. 131. – P. 87–93.
74. Ozava O. Electrical Properties of a Triode — Like Silicon Vertical-Channel IET / O. Ozava // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1980. – Vol. ED-27, № 11. – P. 2115–2123.
75. Bellone S. ON-State modeliny of power IFET Structures in the bipolar mode / S. Bellone // S.S.E. – 1985. – Vol. 28, № 4. – P. 317–324.
76. Талазиро О. Транзисторы со статической индукцией и их применение / О. Талазиро // Тэрэбидзен Гаккайси. – 1981. – Т. 35, № 5. – С. 383–391.
77. Nishizawa I. High speed current mode logic of static induction transistor – SIT CML / I. Nishizawa, N. Takeda, T. Ohmi // Proc. First Speciality Conf on Gigabit Logic for Microwave Systems. – 1979. – P. 65–72.
78. Муковкин К.В. Прохождение электронов через индуцированный барьер в транзисторах с электростатическим управлением / К.В. Муковкин // Микроэлектроника. – 1985. – Т. 14, № 2. – С. 182–183.
79. Федотов Я.А. Основы физики полупроводниковых приборов / Я.А. Федотов. – М.: Сов. радио, 1963.
80. Букашев Ф.И. Математические модели биполярных транзисторов и полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом и оценка их применимости для описания биполярных транзисторов со статической индукцией / Ф.И. Букашев, М.И. Бичурин, В.М. Петров. – М: Деп. ВИНТИ, № 959-Во2, 29.05.2002. – 27 с.
81. Бичурин М.И. SPICE-модели биполярного транзистора со статической индукцией / М.И. Бичурин, Ф.И. Букашев, В.М. Петров // Современные наукоемкие технологии. – 2005. – № 3. – С. 50–51.
82. Дудар Н.Л. Моделирование кремниевого транзистора со статической идукцией / Н.Л. Дудар // Доклады Белорусского гос. ун-та информатики и радиоэлектроники. – 2005. – Т. 10, № 2. – С. 79–85.
83. Кремниевые планарные транзисторы / В.Г. Колесников [и др.]; под ред. Я.А. Федотова. – М.: Сов. радио, 1973.

84. Lisiak K. Optimization of nonplanar power MOS transistors / K. Lisiak, I. Berger // IEEE Electron Dev. – 1978. – Vol. ED-25. – P. 1229–1234.
85. Самарин А. Новое семейство IGBT 6-го поколения от International Rectifier / А. Самарин, М. Соломин // Компоненты и технологии. – 2014. – № 6. – С. 95 – 98.
86. Чиола Д. Новые высокоскоростные 600/1200-вольтовые IGBT-компании Infineon / Д. Чиола, Х. Хюскен // Компоненты и технологии. – 2011. – № 1. – С. 88–90.
87. Боднарь Д. Полупроводниковая микроэлектроника – 2023. Ч. 1. Широкозонные полупроводники раздвигают горизонты достигнутого / Д. Боднарь // Электронные компоненты. – 2023. – № 11.
88. Отечественные транзисторы: БСИТ, СИТ, БТИЗ // Библиотека электронных компонентов. Вып. 16. – М.: Додэка-XXI, 2001.
89. Максименко Ю.Н. Транзистор со статической индукцией КП926 с повышенным быстродействием / Ю.Н. Максименко // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2022. – Вып. 3 (266), с. 51-54.
90. Максименко Ю.Н. Мощный высоковольтный составной транзистор со статической индукцией / Ю.Н. Максименко // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2022. – Вып. 4 (267), с. 69-73.
91. Максименко Ю.Н. Мощный полупроводниковый прибор с N-образной вольт-амперной характеристикой / Ю.Н. Максименко // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2022. – Вып. 4 (267), с. 74-78.
92. Максименко Ю.Н. Мощный высоковольтный транзистор со статической индукцией с антипараллельным диодом / Ю.Н. Максименко // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. 2022. Вып. 3 (266), с. 55-62.
93. Максименко Ю. Н. Новая технологическая схема формирования структуры кристалла транзистора со статической индукцией КП926 / Ю.Н. Максименко, В.К. Грабежова // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2023. – Вып. 2 (269). – С. 54–60.

94. Составной высоковольтный переключающий транзистор: заявка на изобретение от 29.01.86 № 4034830/25 / Максименко Ю.Н., Данилов В.С., Корнилова С.Н., Сергеев А.Г. Решение о выдаче авт. свидетельства от 30.12.86.
95. Составной транзистор: авт. свидетельство от 15.09.1989 № 1538831 / Максименко Ю.Н., Криштафович И.А., Фелькер Г.А.
96. Составной высоковольтный переключающий транзистор: авт. свидетельство от 22.12.1989 № 1559990 / Максименко Ю.Н., Данилов В.С., Бессонов Г.К.
97. Мощный высоковольтный составной транзистор: авт. свидетельство от 15.08.1990 № 1614715 / Максименко Ю.Н., Макаров В.А., Агафонов С.М.
98. Составной транзистор со статической индукцией: авт. свидетельство от 22.08.1990 № 1616449 / Максименко Ю.Н., Макаров В.А., Фелькер Г.А., Пальмихин М.Б.
99. Максименко Ю.Н. Полностью защищенный транзистор со статической индукцией / Ю.Н. Максименко, В.К. Грабежова // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2023. – Вып. 1 (268). – С. 24–30.
100. Дефензор: патент РФ № 2022112569/28 Россия / Максименко Ю.Н., Глухов А.В., Романюк А.И. Заявл. 05.05.2022.
101. Максименко Ю.Н. Приборы со статической индукцией / Ю.Н. Максименко, В.К. Грабежова // Современная электроника. – 2023. – № 3. – С. 22–28.
102. Рогачев К.Д. Современные силовые запираемые тиристоры / К.Д. Рогачев. – URL: <http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/publ/igbt/tiristor.htm> (дата обращения: 20.05.24).
103. Ржеуская А.Д. Устройство и применение запираемых тиристоров / А.Д. Ржеуская, О.А. Корюшко // Актуальные проблемы энергетики: мат-лы 72-й науч.-техн. конф. / Белорусский национальный технический университет. – Минск: БНТУ, 2016. – С. 596–599.

104. Nishizawa I. Static induction transistor logic / I. Nishizawa, T. Nonaka, Y. Mochida // Proc. 1979 Int. Conf. Solid State Device (Tokyo) Iap, I. Appl. Phys. Suppl. –1980. – P. 279–282.
105. Yang J. An analytical model for the saturation characteristics of bipolar-mode static induction transistors / J. Yang, T. Wang // Solid-State Electronics. – 1999. – Vol. 43, issue 4. – P. 823–827.
106. Максименко Ю.Н. Тиристор со статической индукцией с повышенным быстродействием / Ю.Н. Максименко, В.К. Грабежова, А.И. Гордеев // Современная электроника. – 2023. – № 5. С. 22–27.
107. Высоковольтный полевой транзистор со статической индукцией и истоком из гетерперехода: патент № 2023101620/28(003359) Россия / Максименко Ю.Н., Грабежова В.К., Гордеев А.И. Заявл. 25.01.2023; опубл. 15.08.2024.
108. Wang Y. Improvement on the dynamical performance of a power bipolar static induction transistor with a buried gate structure / Y. Wang, J. Feng, C. Liu et al. // Journal of Semiconductors. – 2011. – № 32 (11). – P. 962.
109. Wang Y. Improvements on voltage-resistant performance of bipolar static induction transistor (BSIT) with buried gate structure / Y. Wang, J. Feng, C. Liu et al. // Science in China Series F: Information Sciences. – 2012. – № 55(4). – P. 962.
110. Казалиева Э. Обеспечение надежности работы биполярного со статической индукцией (БСИТ) транзистора / Э. Казалиева, А.Р. Шахмаева // Техника и технология современных производств: сб. ст. III Всерос. науч.-практ. конф. (Пенза, 25–26 апреля 2022 года) / под науч. ред. В.А. Скрыбина, А.Е. Зверовщикова. – Пенза: Пензенский гос. аграр. ун-т, 2022. – С. 41–45.
111. Лагунович Н.Л. Усовершенствование технологического маршрута изготовления и приборно-технологическое моделирование биполярного транзистора со статической индукцией / Н.Л. Лагунович, В. М. Борздов, А.С. Турцевич // Доклады Белорусского гос. ун-та информатики и радиоэлектроники. – 2017. – № 3(105). – С. 70–77.

112. Шахмаева А.Р. Применение САПР SYNOPSIS для моделирования БСИТ-транзистора / А.Р. Шахмаева, П.Р. Захарова // Перспективные технологии, оборудование и аналитические системы материаловедения и наноматериалов: труды VIII Междунар. конф. (Москва, 9–10 июня 2011 года). – М: Изд-во МИСиС, 2011. – С. 823–828.
113. Шахмаева А.Р. Разработка конструктивно-технологических решений создания БСИТ-транзисторов с применением средств приборно-технологического моделирования / А.Р. Шахмаева, Б.А. Шангереева, П.Р. Захарова // Актуальные направления фундаментальных и прикладных исследований: мат-лы IV Междунар. науч.-практ. конф. (Москва, 4–5 августа 2014 г.). – М., 2014. – С. 172–174.
114. Максименко Ю.Н. TCAD-моделирование транзистора со статической индукцией / Ю.Н. Максименко, К.О. Петросянц, Д.С. Силкин, В.К. Грабежова // Известия вузов. Электроника. – 2024. – Т. 29, № 4. – С. 489–503.
115. TCAD Modeling of NPN-Si-BJT electrical performance improvement through SiGe extrinsic stress layer / Al-Sa'Di M. et al. // Materials Science in Semiconductor Processing. – 2010. – Vol. 13, Issues 5-6. – P. 344–348.
116. Кюрегян А.С. Сравнение средних временных потерь мощности в биполярных транзисторах с изолированным затвором и комбинированных SIT-МОП-транзисторах / А.С. Кюрегян, А.В. Горбатюк, Б.В. Иванов // Электротехника. – 2017. – № 2. – С. 52–56.
117. Бономорский О.И. Сравнительный анализ статических характеристик биполярных транзисторов с изолированным затвором и тиристоров с полевым управлением / О.И. Бономорский, А.С. Кюрегян, А.В. Горбатюк, Б.В. Иванов // Электротехника. – 2015. – № 2. – С. 51–56.
118. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П.А. Воронин. – М.: Додэка – XXI, 2001. – 384 с.
119. Максименко Ю.Н. Высокочастотная модель транзистора со статической индукцией / Ю.Н. Максименко, К.О. Петросянц, Д.С. Силкин, В.К. Грабежова // Известия вузов. Электроника. – 2024. – № 6. С. 772-786.

120. Лементуева Н.В., Пыхтунова А.И. Мощные полевые транзисторы с р-п-переходом / Н.В. Лементуева, А.И. Пыхтунова // Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 1978. – № 7.

121. Максименко Ю.Н., Грабежова В.К. Транзистор со статической индукцией с нормально закрытым каналом / Ю.Н. Максименко, В.К. Грабежова // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2023. – Вып. 4 (271). – С. 19–27.

122. Усилитель мощности: авт. свидетельство от 15.11.1986 № 1270874 / Максименко Ю.Н., Воронцов А.А., Бессонов Г.К., Семенов Ю.Н.

123. Мощные полевые транзисторы и их применение в преобразовательной технике / А.К. Шидловский, Ю.И. Юрабович, И.А. Криштафович, Ю.Н. Максименко [и др.]. – Киев: Ин-т электродинамики АН УССР, 1987. Препринт № 540.

124. Устройство для управления силовым транзистором со статической индукцией: авт. свидетельство от 15.06.1990 № 1599951 / Максименко Ю.Н., Мишин В.Н., Пчельников В.А., Кононов В.К., Фелькер Г.А.

Приложение «А» АКТ внедрения в серийное производство ХК ПАО «НЭВЗ-Союз» (г. Новосибирск) результатов диссертации

УТВЕРЖДАЮ

И.о. генерального директора

ХК ПАО «НЭВЗ-Союз»

 Елков С.Н.

< 29 > / 05 2024 г.



АКТ

внедрения в серийное производство ХК ПАО «НЭВЗ-Союз» результатов диссертации Максименко Юрия Николаевича <<Мощные приборы со статической индукцией>>

Диссертация Максименко Юрия Николаевича посвящена разработке и исследованию физических принципов создания промышленных технологий получения мощных высоковольтных приборов со статической индукцией с планарной структурой управляющего электрода.

В диссертации Максименко Ю. Н. представлены авторские результаты решения проблемы создания мощных высоковольтных приборов со статической индукцией. Полученные лично Максименко Ю. Н. и руководимым им коллективом результаты положили начало созданию новому классу мощных высоковольтных приборов со статической индукцией.

На основе результатов диссертации Максименко Ю. Н. разработаны и внедрены в серийное производство:

- транзистор КП801 для высококачественных УМ для изделий <<Вега>> и <<Арктур>>, выпускаемых БРЗ;

- транзисторы КП802, 2П802, КП926, 2П926, КП942 с нормально открытым каналом и 2Т9154 с нормально закрытым каналом для использования их в качестве силового ключа во ВИЭП.

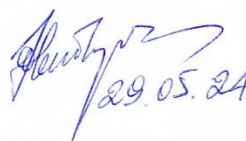
В течении 1977.....1996 г.г., Максименко Ю. Н. был главным конструктором 18 НИР и ОКР по исследованиям, разработкам технологий, конструированию и внедрению в серийное производство приборов со статической индукцией.

Максименко Ю. Н. были предложены и созданы конструкции принципиально новых приборов:

- транзистор со статической индукцией с защитном быстродействующим диодом, выполненных на одном кристалле;
- прибор с N-образной характеристикой, для защиты РЭУ от перегрузок по току;
- составные транзисторы;
- транзисторы защитными стабилитронами на входе и на выходе.

Данные приборы были изготовлены в виде опытных образцов и экспериментальных макетов и проведено их исследование в составе РЭУ.

Главный конструктор-
зам. технического директора



29.05.24

Ю.К. Непочатов

**Приложение «Б» АКТ внедрения в серийное производство ООО «Эльдаг»
(г. Махачкала) результатов диссертации**



**Общество с ограниченной ответственностью
ЭЛЬДАГ**

ИНН: 0573011549/ КПП: 057301001/ ОГРН: 1180571012104 от 04.10.2018г.

367009, РД, г. Махачкала, ул. Керимова, 7
№ 157 от 20.11.2019
на исх. № _____

Тел: [8722]69-29-85.
Т/Факс: [8722]69-29-90.
E-mail: oao_eldag@yahoo.com

АКТ

**внедрения в серийное производство ОАО «Эльдаг» результатов
диссертации Максименко Юрия Николаевича
«Мощные полупроводниковые приборы со статической индукцией»**

Диссертация Максименко Юрия Николаевича посвящена исследованию и разработке физических принципов создания промышленных технологий получения мощных высоковольтных приборов со статической индукцией с планарной структурой управляющего электрода.

В диссертации Максименко Ю. Н. представлены авторские результаты решения проблемы создания мощных высоковольтных приборов со статической индукцией с планарной структурой затвора.

Полученные лично Максименко Ю. Н. и руководимым им коллективом результаты, положили начало созданию новому классу мощных высоковольтных приборов со статической индукцией, в том числе транзисторов со статической индукцией КП810, КП946, КП948, КП953, КП954, КП955, КП957, КП858, КП959, КП960, КП961, КП964, КП965, КП97, и внедрены в производство предприятия ОАО «Эльдаг», где была использована технологическая схема, которая создана на базе изобретения Максименко Ю. Н. (а. с. № 1215546 от 01.11.1985 г).

Генеральный директор
ООО «Эльдаг»



Ш. Д. Алиев

Приложение «В» Авторские свидетельства и патенты СССР и РФ по теме
диссертации





СОЮЗ СОВЕТСКИХ СОЦИАЛИСТИЧЕСКИХ РЕСПУБЛИК

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР
ПО ДЕЛАМ ИЗОБРЕТЕНИЙ И ОТКРЫТИЙ

АВТОРСКОЕ СВИДЕТЕЛЬСТВО

№

1215546

На основании полномочий, предоставленных Правительством СССР, Государственный комитет СССР по делам изобретений и открытий выдал настоящее авторское свидетельство на изобретение:
"Способ изготовления полевых транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом и вертикальным каналом"

Автор (авторы): Максименко Юрий Николаевич, Корнилова Светлана Николаевна и Жуковский Николай Моисеевич

Заявитель:

Заявка № 3052227 Приоритет изобретения 22 июля 1982г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений СССР

1 ноября 1985г.

Действие авторского свидетельства распространяется на всю территорию Союза ССР.

Председатель Комитета

Начальник отдела



СОЮЗ СОВЕТСКИХ СОЦИАЛИСТИЧЕСКИХ РЕСПУБЛИК

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР
ПО ДЕЛАМ ИЗОБРЕТЕНИЙ И ОТКРЫТИЙ

АВТОРСКОЕ СВИДЕТЕЛЬСТВО

№ 1270874

На основании полномочий, предоставленных Правительством СССР, Государственный комитет СССР по делам изобретений и открытий выдал настоящее авторское свидетельство на изобретение:
"Усилитель мощности"

Автор (авторы): Бессонов Геннадий Константинович, Семенов Юрий Евгеньевич, Максименко Юрий Николаевич и Воронцов Анатолий Андреевич

Заявитель: НОВОСИБИРСКИЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Заявка № 3843424 Приоритет изобретения 11 января 1985г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений СССР

15 июля 1986г.

Действие авторского свидетельства распространяется на всю территорию Союза ССР.

Председатель Комитета

Начальник отдела

Максименко



СОЮЗ СОВЕТСКИХ СОЦИАЛИСТИЧЕСКИХ РЕСПУБЛИК

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР
ПО ДЕЛАМ ИЗОБРЕТЕНИЙ И ОТКРЫТИЙ

АВТОРСКОЕ СВИДЕТЕЛЬСТВО

№ 1272920

На основании полномочий, предоставленных Правительством СССР, Государственный комитет СССР по делам изобретений и открытий

выдал настоящее авторское свидетельство на изобретение:
"Способ изготовления полупроводниковых приборов со статической индукцией"

Автор (авторы): Корнев Евгений Владимирович, Кучеренко Константин Владимирович и Максименко Юрий Николаевич

Заявитель:

Заявка № 3858621

Приоритет изобретения 20 февраля 1985г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений СССР

22 июля 1986г.

Действие авторского свидетельства распространяется на всю территорию Союза ССР.

Председатель Комитета *[Signature]*

Начальник отдела *[Signature]*



Максименко



СОЮЗ СОВЕТСКИХ СОЦИАЛИСТИЧЕСКИХ РЕСПУБЛИК

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР
ПО ДЕЛАМ ИЗОБРЕТЕНИЙ И ОТКРЫТИЙ

АВТОРСКОЕ СВИДЕТЕЛЬСТВО

№

1371471

На основании полномочий, предоставленных Правительством СССР, Государственный комитет СССР по делам изобретений и открытий выдал настоящее авторское свидетельство на изобретение:
"Составной высоковольтный переключающий транзистор"

Автор (авторы): Данилов Вячеслав Семенович, Максименко Юрий Николаевич, Корнилова Светлана Николаевна и Сергеев Андрей Григорьевич

Заявитель:

Заявка № 4034830 Приоритет изобретения 29 января 1986г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений СССР

1 октября 1987г.

Действие авторского свидетельства распространяется на всю территорию Союза ССР.

Председатель Комитета

Начальник отдела

Максименко



СОЮЗ СОВЕТСКИХ СОЦИАЛИСТИЧЕСКИХ РЕСПУБЛИК

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР
ПО ДЕЛАМ ИЗОБРЕТЕНИЙ И ОТКРЫТИЙ

АВТОРСКОЕ СВИДЕТЕЛЬСТВО

№

1371451

На основании полномочий, предоставленных Правительством СССР, Государственный комитет СССР по делам изобретений и открытий выдал настоящее авторское свидетельство на изобретение:
"Способ изготовления полевых транзисторов с управляющим р-п переходом и вертикальным каналом"

Автор (авторы): Максименко Юрий Николаевич, Корнилова Светлана Николаевна и Спиридонов Александр Николаевич

Заявитель:

Заявка № 4013937 Приоритет изобретения 29 января 1986г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений СССР

1 октября 1987г.

Действие авторского свидетельства распространяется на всю территорию Союза ССР.

Председатель Комитета

Начальник отдела



СОЮЗ СОВЕТСКИХ СОЦИАЛИСТИЧЕСКИХ РЕСПУБЛИК
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ ПО ИЗОБРЕТЕНИЯМ И ОТКРЫТИЯМ
ПРИ ГОСУДАРСТВЕННОМ КОМИТЕТЕ СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ
(ГОСКОМИЗОБРЕТЕНИЙ)

АВТОРСКОЕ СВИДЕТЕЛЬСТВО

№ 1538831

На основании полномочий, предоставленных Правительством СССР,
Госкомизобретений выдал настоящее авторское свидетельство
на изобретение:
"Составной транзистор"

Автор (авторы): Криштафович Игорь Алексеевич, Максименко
Юрий Николаевич и Фелькер Георгий Александрович

Заявитель:

Заявка № 4377002 Приоритет изобретения 22 декабря 1987г.

Зарегистрировано в Государственном реестре
изобретений СССР

15 сентября 1989г.

Действие авторского свидетельства распро-
страняется на всю территорию Союза ССР.



Председатель Комитета

Начальник отдела



СОЮЗ СОВЕТСКИХ СОЦИАЛИСТИЧЕСКИХ РЕСПУБЛИК
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ ПО ИЗОБРЕТЕНИЯМ И ОТКРЫТИЯМ
ПРИ ГОСУДАРСТВЕННОМ КОМИТЕТЕ СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ
(ГОСКОМИЗОБРЕТЕНИЙ)

АВТОРСКОЕ СВИДЕТЕЛЬСТВО

№

1559990

На основании полномочий, предоставленных Правительством СССР, Госкомизобретений выдал настоящее авторское свидетельство на изобретение:

"Составной высоковольтный переключающий транзистор"

Автор (авторы): Бессонов Геннадий Константинович, Данилов Вячеслав Семенович и Максименко Юрий Николаевич

Заявитель:

Заявка № 42I58I5 Приоритет изобретения 25 марта 1987г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений СССР

22 декабря 1989г.

Действие авторского свидетельства распространяется на всю территорию Союза ССР.



Председатель Комитета

Начальник отдела

Ю. Бессонов
Данилов



СОЮЗ СОВЕТСКИХ СОЦИАЛИСТИЧЕСКИХ РЕСПУБЛИК
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ ПО ИЗОБРЕТЕНИЯМ И ОТКРЫТИЯМ
ПРИ ГОСУДАРСТВЕННОМ КОМИТЕТЕ СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ
(ГОСКОМИЗОБРЕТЕНИЙ)

АВТОРСКОЕ СВИДЕТЕЛЬСТВО

№ 1614715

На основании полномочий, предоставленных Правительством СССР, Госкомизобретений выдал настоящее авторское свидетельство на изобретение:
"Мощный высоковольтный составной транзистор"

Автор (авторы): Максименко Юрий Николаевич и другие,
указанные в описании

Заявитель:

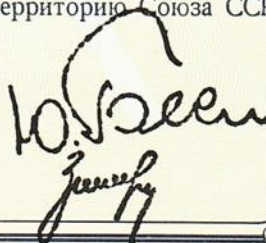

Заявка № 469260I Приоритет изобретения 19 мая 1989г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений СССР
15 августа 1990г.

Действие авторского свидетельства распространяется на всю территорию Союза ССР.

Председатель Комитета

Начальник отдела





СОЮЗ СОВЕТСКИХ СОЦИАЛИСТИЧЕСКИХ РЕСПУБЛИК
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ ПО ИЗОБРЕТЕНИЯМ И ОТКРЫТИЯМ
ПРИ ГОСУДАРСТВЕННОМ КОМИТЕТЕ СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ
(ГОСКОМИЗОБРЕТЕНИЙ)

АВТОРСКОЕ СВИДЕТЕЛЬСТВО

№

1616449

На основании полномочий, предоставленных Правительством СССР, Госкомизобретений выдал настоящее авторское свидетельство на изобретение:

"Составной высоковольтный переключающий транзистор"

Автор (авторы):

**Максименко Юрий Николаевич и другие,
указанные в описании**

Заявитель:

Заявка №

4657285 Приоритет изобретения **1 марта 1989г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений СССР

22 августа 1990г.

Действие авторского свидетельства распространяется на всю территорию Союза ССР.

Председатель Комитета

Начальник отдела

Ю. Г. Селин
Земля



СОЮЗ СОВЕТСКИХ СОЦИАЛИСТИЧЕСКИХ РЕСПУБЛИК
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ ПО ИЗОБРЕТЕНИЯМ И ОТКРЫТИЯМ
ПРИ ГОСУДАРСТВЕННОМ КОМИТЕТЕ СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ
(ГОСКОМИЗОБРЕТЕНИЙ)

АВТОРСКОЕ СВИДЕТЕЛЬСТВО

№ 1599951

На основании полномочий, предоставленных Правительством СССР, Госкомизобретений выдал настоящее авторское свидетельство на изобретение:
"Устройство для управления силовым транзистором со статической индукцией"

Автор (авторы): Максименко Юрий Николаевич и другие, указанные в описании

НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ АВТОМАТИКИ И ЭЛЕКТРО-
Заявитель: МЕХАНИКИ ПРИ ТОМСКОМ ИНСТИТУТЕ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Заявка № 4439789 Приоритет изобретения 20 апреля 1988г.
Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений СССР

15 июня 1990г.
Действие авторского свидетельства распространяется на всю территорию Союза ССР.

Председатель Комитета

Начальник отдела

Ю. Г. Селин
Земель

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ
(РОСПАТЕНТ)

Форма № 01 ИИ-2014

Бережковская наб., 30, корп. 1, Москва, Г-59, ГСП-3, 125993

Телефон (8-499) 240-60-15 Факс (8-495) 531-63-18

На № - от -

Наш № 2022112569/28(026205)

При перетиски просим ссылаться на номер заявки

Исходящая корреспонденция от

10.11.2022

Глухову Александру Викторовичу
ул. Менделеева, 11, кв. 72
г.Новосибирск
630110

РЕШЕНИЕ
о выдаче патента на изобретение

(21) Заявка № 2022112569/28(026205)

(22) Дата подачи заявки 05.05.2022

В результате экспертизы заявки на изобретение по существу установлено, что заявленное изобретение относится к объектам патентных прав, соответствует условиям патентоспособности, сущность заявленного изобретения (изобретений) в документах заявки раскрыта с полнотой, достаточной для осуществления изобретения (изобретений)*, в связи с чем принято решение о выдаче патента на изобретение.

Заключение по результатам экспертизы прилагается.

Приложение: на 6 л. в 1 экз.

Начальник Управления
организации
предоставления
государственных услуг

Документ подписан электронной подписью
Сведения о сертификате ЭП
Сертификат
039AA693000AAF80874ECA83C664A50CA7
Владелец Травников
Дмитрий Владимирович
Срок действия с 08.09.2022 по 08.09.2023

Д. В. Травников



*Проверка достаточности раскрытия сущности заявленного изобретения проводится по заявкам на изобретения, поданным после 01.10.2014.

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2805777

**ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР
СО СТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИЕЙ**

Патентообладатель: *Общество с ограниченной
ответственностью Арсенид-галлиевые актуальные
технологии (RU)*

Авторы: *Гордеев Александр Иванович (RU), Войтович
Виктор Евгеньевич (EE), Еремьянов Олег Геннадьевич
(RU), Максименко Юрий Николаевич (RU)*

Заявка № 2023112607

Приоритет изобретения 16 мая 2023 г.

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации 24 октября 2023 г.

Срок действия исключительного права
на изобретение истекает 16 мая 2043 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2824888

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР СО СТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИЕЙ И ИСТОКОМ ИЗ ГЕТЕРПЕРЕХОДА

Патентообладатель: **ОБЩЕСТВО С ОГРАНИЧЕННОЙ
ОТВЕТСТВЕННОСТЬЮ "ДИЗАЙН-ЦЕНТР
БИОМИКРОЭЛЕКТРОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ "ВЕГА" (RU)**

Авторы: **Максименко Юрий Николаевич (RU), Грабежова
Виктория Константиновна (RU), Гордеев Александр
Иванович (RU)**

Заявка № **2023101620**
Приоритет изобретения **25 января 2023 г.**
Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **15 августа 2024 г.**
Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **25 января 2043 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

документ подписан электронной подписью
Сертификат 0692e7c1a6300b15412401670acc2026
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

