МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РФ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Ю.В. Сахаров

Проектирование и технология электронной компонентной базы

Учебно - методическое пособие по выполнению
лабораторных работ
и самостоятельной работе студентов

Томск 2018

Ю.В. Сахаров

Проектирование и технология электронной компонентной базы: Учебно - методическое пособие по выполнению лабораторных работ. - Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2018. - 30 с.

© Т.И. Данилина, Сахаров Ю.В., 2018

© Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2018

СОДЕРЖАНИЕ

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1…….…… 4
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2……. 12
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3…… 20
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №4……..… 28

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТК HEMT-ТРАНЗИСТОРОВ

1. Цель работы: Исследование характеристик транзистора с высокой подвижностью электронов HEMT.

2. Схема экспериментальной установки:

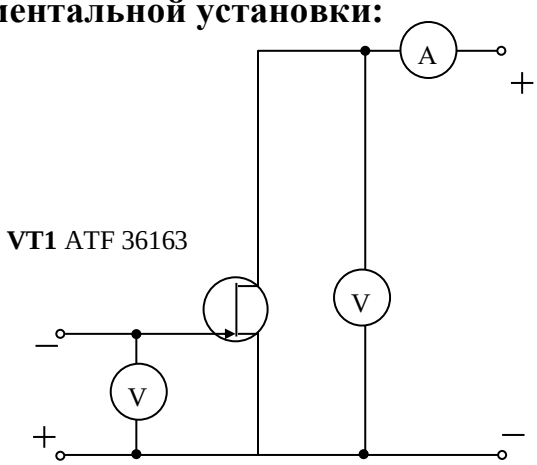


Рис. 2.1. Схема экспериментальной установки

3. Теоретическая часть.

Основным активным элементом МИС с момента их появления и до настоящего времени является полевой транзистор с барьером Шоттки (MESFET). Однако все возрастающие требования приводят к невозможности их использования в некоторых приложениях. Это связано со сложностью повышения быстродействия MESFET посредством уменьшения длины затвора. Поэтому в последнее время получили распространение транзисторы с повышенной подвижностью электронов (HEMT) псевдоморфные (pHEMT) и метаморфные (mHEMT), а также биполярные гетеротранзисторы (HBT). Диаграмма, показывающая частоты, при которых могут использоваться соответствующие приборы, показана на рис. 3.1.

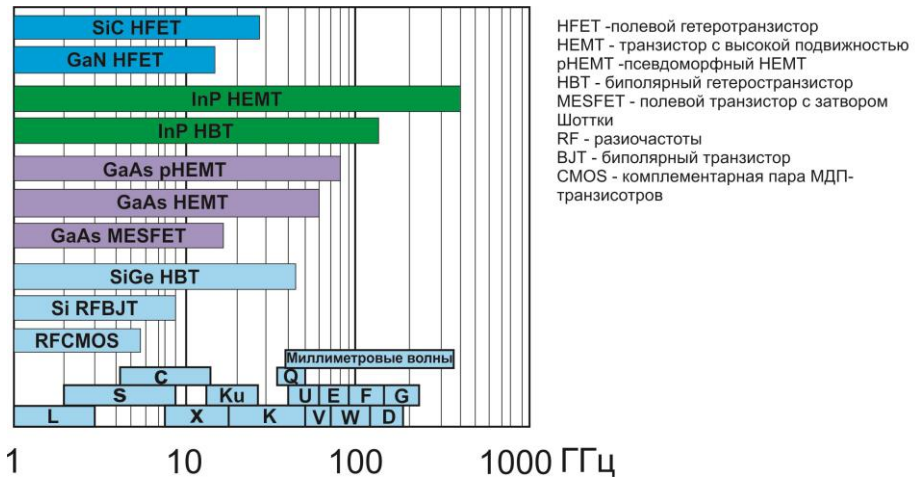


Рис. 3.1. – Диаграмма использования компонентов МИС по рабочим частотам

3.1. Структура HEMT

Первая модификация полевых транзисторов с высокой подвижностью 2D-электронов в канале была реализована на гетеропереходе *p*GaAs-*n*AlGaAs (рис.2, а). HEMT на основе GaAs отличается от обычных полевых транзисторов с управляющим барьером Шоттки (MESFET) наличием гетероперехода между барьерным (донорным) и нелегированным канальным слоями (в данном случае между слоями GaAs и AlGaAs).

Базовым материалом является полуизолирующая подложка подложка из GaAs, выполняющая роль основания (рис.3.2, а). Буферный слой эпитаксиально выращивается на полуизолирующей подложке и служит для изоляции дефектов в подложке от рабочей части транзистора – канального слоя. Задача буферного слоя – обеспечить структурный переход от полуизолирующей подложки, имеющей значительное число дефектов на поверхности из-за процессов полировки, к совершенной структуре канального слоя. Буферный слой имеет значительную толщину, которая может быть от 0,5 мкм до 2-3 мкм. Канал является тонким, слегка легированным проводящим слоем полупроводникового материала, эпитаксиально выращенным на буферном слое. Донорный слой служит источником электронов для квантовой ямы канального слоя. Высоколегированные области, показанные на схеме, необходимы для обеспечения низкого омического сопротивления контактов транзистора.

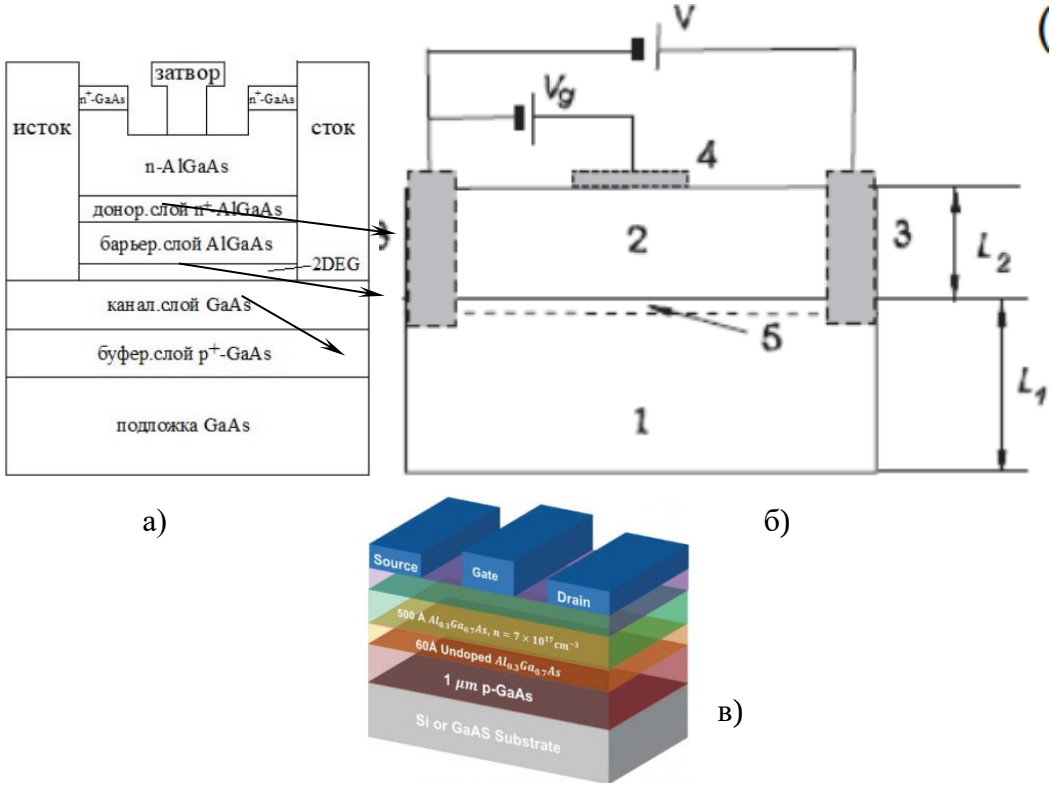
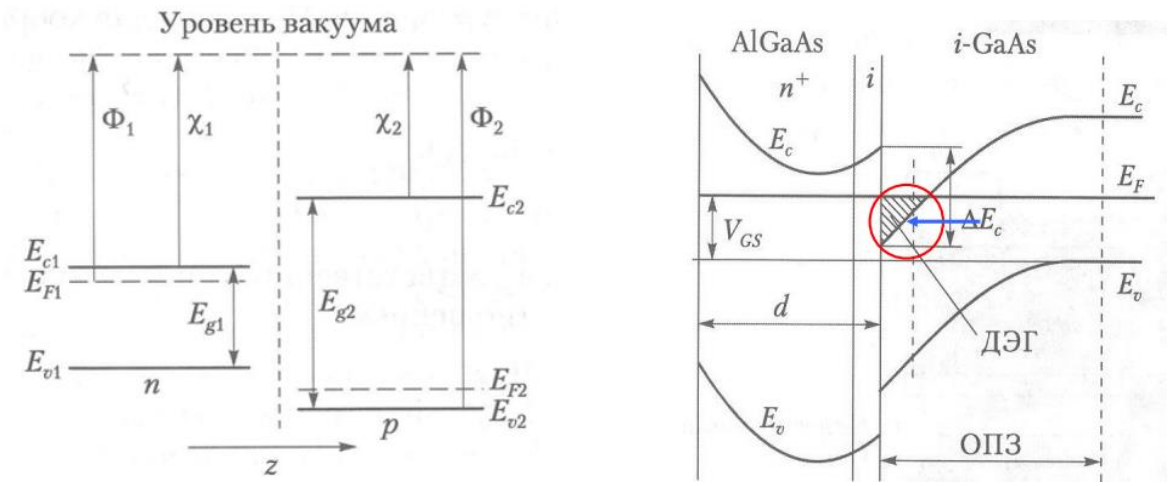


Рис. 3.2. – Структура HEMT транзистора.

На рис. 3.2, б показан контакт донорного слоя с канальным, составляющими основу HEMT транзистора. Граница между слоями 1 и 2 пример

гетероперехода – контакта двух различных полупроводников с разной шириной запрещенной зоны (рис. 3.2). При этом на границе раздела имеет место разрыв уровней энергии зон проводимости *Ec* и валентной зоны *Ev*. Если $Ec_1 > Ec_2$, то образуется область с потенциальной ямой рис. 3, а, б. Легирование слоя 2 приводит к искажению (изгибу) валентной зоны и зоны проводимости вблизи гетероперехода (рис. 3.3, б). Электроны, стремясь установить единый уровень Ферми в слоях 1 и 2 «скатываются» с донорных уровней в потенциальную яму, образованную изгибом зон на гетеропереходе (рис. 3.3, б). Поскольку размеры этой области меньшие, чем волна де Бройля, то в ней формируется область с двумерным электронным газом, в которой электроны находятся на квантовых уровнях и могут двигаться только в направлении, перпендикулярном плоскости перехода. Квантование поперечного движения в яме приводит к образованию двумерного электронного газа с поверхностной концентрацией 10^{11} — 10^{12} см. Вследствие хорошего соответствия кристаллических решёток GaAs и AlGaAs в гетеропереходе обеспечивается низкая плотность поверхностных состояний и дефектов. По этим причинам для электронов, накопленных в области канала, в слабых электрических полях достигается очень высокая подвижность, близкая к объёмной подвижности для нелегированного GaAs [$(8\text{-}9)\cdot 10^3$ см^2 /(В•с) при T = 300 К]



а) б)

Рис. 3.3. – Зонная диаграмма двух изолированных полупроводников (а) и резкого гетероперехода, образующегося при контакте их контакте (б).

Дополнительно подвижность электронов в канале увеличивается благодаря дополнительной прослойке (спейсеру) между каналом GaAs и барьером AlGaAs. **Спейсер** – тонкий (несколько нм) разделительный слой нелегированного $Al_xGa_{1-x}As$. Он способствует лучшему пространственному разделению двумерного электронного газа и рассеивающих центров между нелегированным GaAs и легированным донорами $Al_xGa_{1-x}As$ – донорным слоем. Концентрация рассеивающих центров в нелегированном слое ниже, чем в легированном, поэтому подвижность

электронов, накопленных в области насыщения затвора, дополнительно увеличивается. В этом случае волновая функция электронов в канале не проникает в барьер, а затухает в спейсере. При этом уменьшается рассеяние носителей на барьере. Введение спейсера также улучшает омический контакт, что приводит к повышению предельной рабочей частоты почти до теоретического предела. В некоторых случаях спейсер может располагаться с обоих сторон от канального слоя.

На рис. 3.4 показана структура и энергетичекая диаграмма HEMT транзистора. При подаче напряжения между стоком и истоком через область двумерного электронного газа 2DEG начинает протекать ток стока *Ic*. Изменением напряжения на затворе можно менять положение уровня Ферми и изменять концентрацию электронов в канале (зеленые линии), управляя током стока *Ic* (рис. 4).

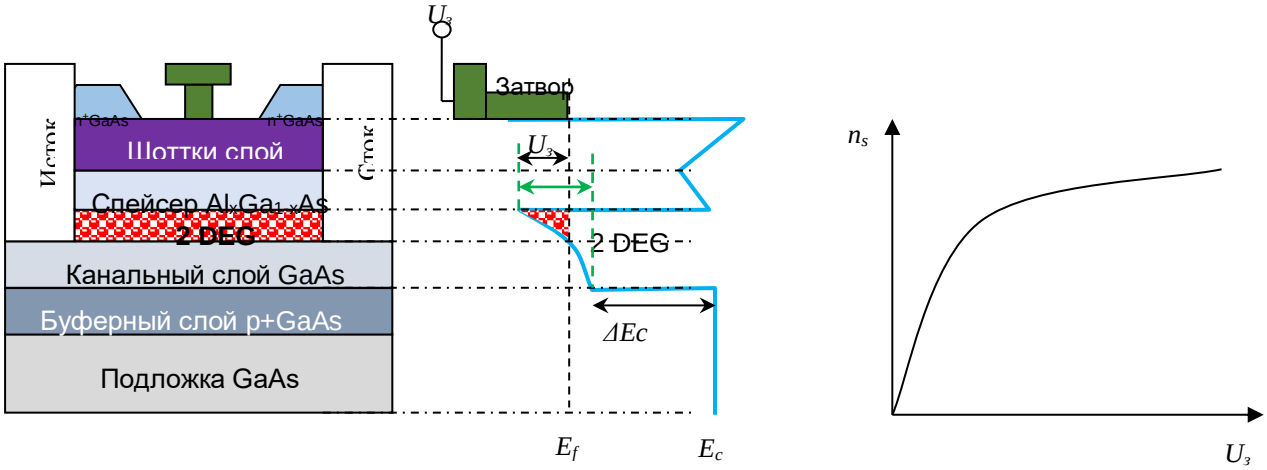


Рис. 3.4. – Структура и энергетичекая диаграмма HEMT транзистора (а), зависимость концентрации электронов в канале в зависимости от приложенного напряжения на затвор *Uз* (б).

Таблица 1. Параметры некоторых полупроводниковых материалов, применяемых для создания гетероструктур на основе GaAs.

Полупроводник	Параметр решетки a_0, нм	Ширина запрещенной зоны ΔE_g, эВ	Подвижность электронов μ_n, см²/В·с	Подвижность дырок μ_p, см²/В·с
GaAs	0,5654	1,42	8500	420
AlAs	0,5661	2,95	н/д	н/д
Ge	0,5658	0,67	3800	1820
InP	0,5869	1,26	4600	150
InAs	0,6057	0,35	27000	450
AlSb	0,6135	2,5	н/д	н/д
InSb	0,6479	0,17	78000	750

Добавление к канальному слою примеси индия позволяет увеличить подвижность электронов в канале и улучшить частотные характеристики HEMT транзисторов. Однако это приводит к рассогласованию структуры по постоянной

решетки (Таблица 1). HEMT-транзисторы, гетеропереход которых образован материалами с существенно различными константами решетки (AlGaAs/InGaAs, InGaAs/InAlAs, InGaP/InGaAs и т. п.), получили название **псевдоморфных транзисторов** (*pHEMT*). Для уменьшения дефектов на границе, возникающих из-за механических напряжений, слой одного из материалов делается очень тонким – настолько, что его кристаллическая решётка попросту растягивается до соответствия другому материалу. Такой способ позволяет изготавливать структуры с увеличенной разницей в ширине запрещенной зоны, что недостижимо другими путями. Приборы этого типа за счет увеличения разрыва между границами зон проводимости и значениями подвижности электронов обладают более высоким пробивным напряжением (свыше 12В, типичное рабочее напряжение – 5–6В) и рабочими частотами, их КПД достигает 60%.

Реальным примером *pHEMT*-гехнологии можно считать приборы компании *TriQuint Semiconductor* с минимальным размером элементов 0,15 мкм. Базовая структура ***pHEM***-транзистора формируется на полуизолирующей GaAs-подложке, на которой создают буферный слой в виде сверхрешётки AlAs/GaAs, InGaAs-канальный слой и AlGaAs-барьерный слой *n*-типа. (рис. 3.5).

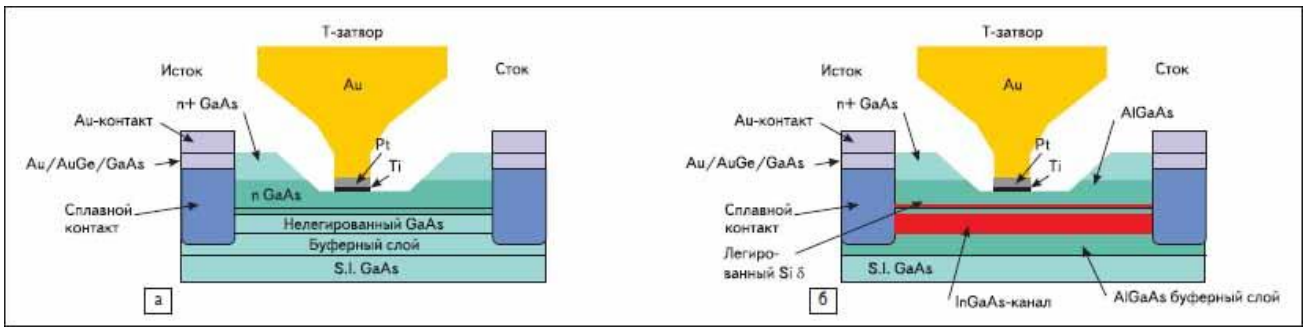


Рис. 3.5. – Базовая структура транзистора с высокой подвижностью электронов (HEMT) (а) и псевдоморфного транзистора (б)

На основе этой технологии выпускается ряд усилителей (TGA4516, TGA4046 и др.) на диапазон частот 32-38 ГГц (TGA4516) и на частоту 45 ГГц (TGA4046), с выходной мощностью до 2 Вт (рис. 3.6). Сверху и снизу к канальному слою примыкает *спейсер* слой нелегированного барьера, выполненного из AlGaAs.

Для дальнейшего повышения рабочей частоты *pHEMT*-транзисторов на основе InAlAs/In- и GaAs-структур концентрацию индия в $In_xGa_{1-x}As$-канальном слое нужно повышать, но это ухудшает характеристики прибора из-за значительного рассогласования по постоянной решетке. Возможное решение применение InP-подложек, за счет чего согласуются постоянные решёток, а это позволило получить максимальную частоту усиления по току $f_т > 400$ ГГц.

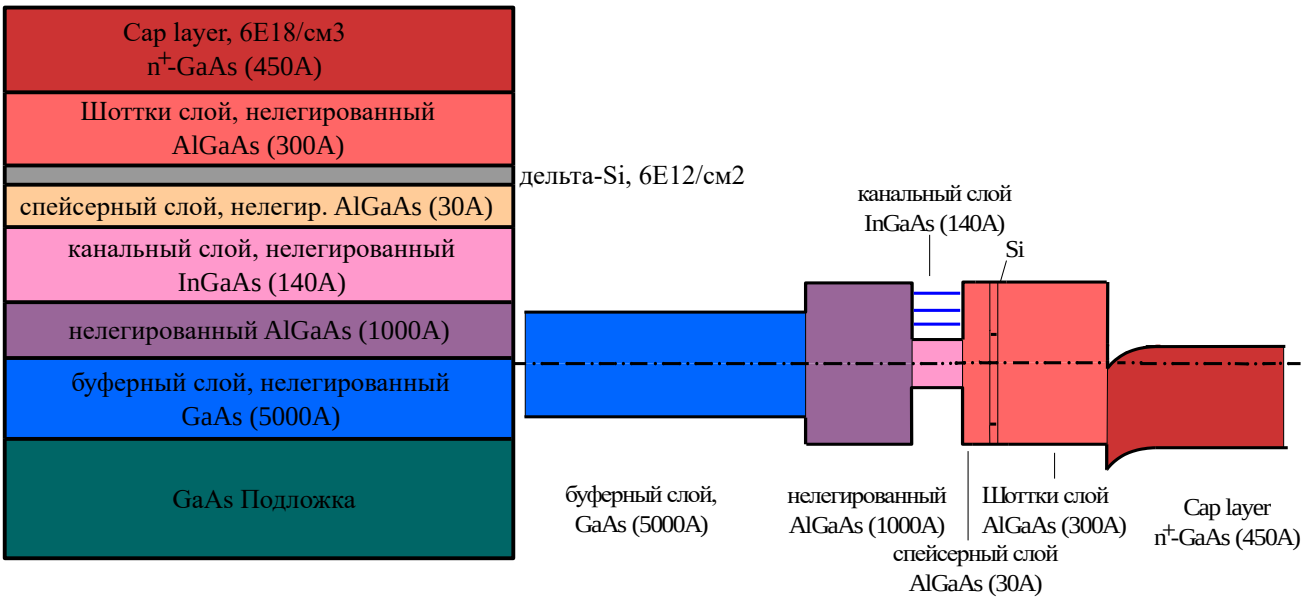
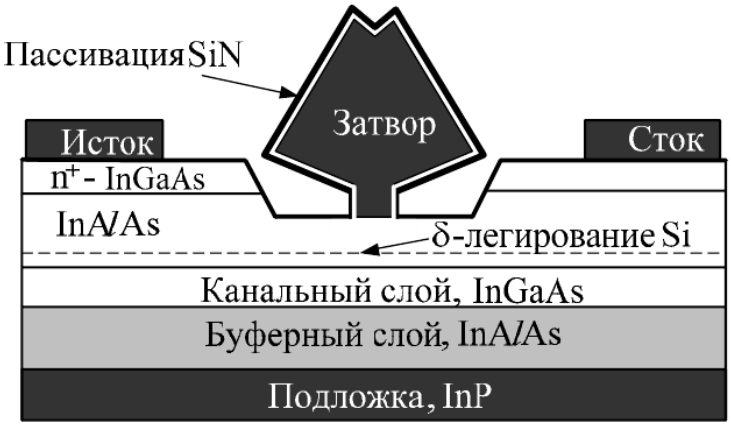


Рис. 3.6. – Базовая структура **pHEM**-транзистора на полуизолирующей GaAs-подложке

Реализованные *pHEMT* с InGaAs/InAlAs/InP-структурой на 100-мм и 75-мм пластинах по 0,1-мкм технологии (компания *Northrop Grumman Space Technology - NGST*) сегодня производятся серийно (рис. 7, *pHEMT*-струкгура InGaAs/InA/As/InP компании NGST).



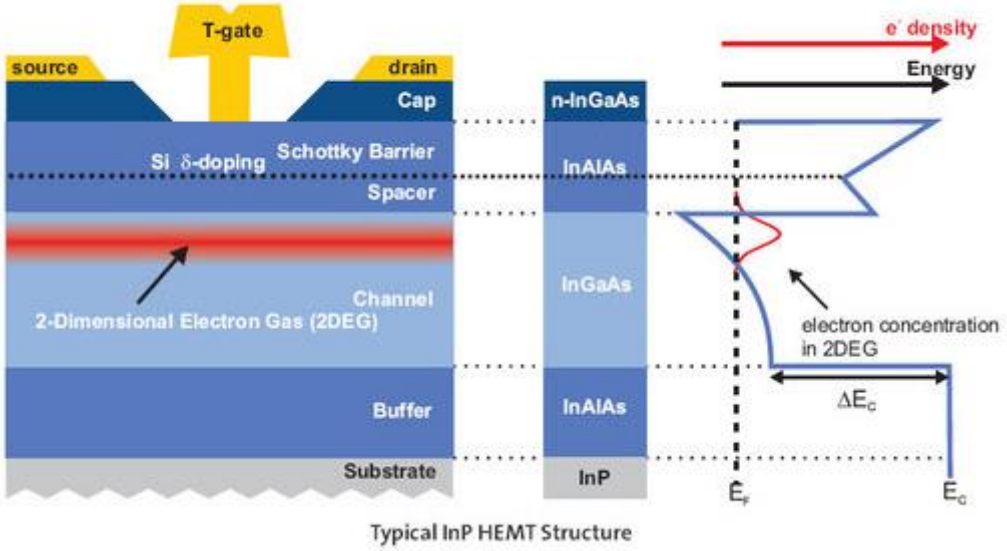


Рис.3.7 . – Структура *pHEMT* транзисторов с InGaAs/InAlAs/InP-структурой

В таких транзисторах концентрация In в InGaAs-канальном слое составляет 60 %, а подвижность носителей в канале достигает 10^4 см^2/В с при плотности электронов в *2DEG*-слое, равной $3{,}5\cdot10^{12}$ см^2. Крутизна характеристики транзистора составляет 800 мСм/мм, плотность тока 540 мА/мм^2, $f_т$ − более 190 ГГц. На базе *pHEMT* создан малошумящий двухкаскадный балансный усилитель с коэффициентом усиления свыше 17 дБ и уровнем шумов менее 2,4 дБ в диапазоне частот 27 − 39 ГГц. Однако стоимость таких транзисторов остается высокой из-за высокой стоимости подложек InP.

В качестве возможного решения сегодня рассматриваются так называемые *метаморфные HEMT-структуры* (***mHEMT***), т.е. приборы со сложным многослойным буфером (со ступенчатым изменением концентрации примеси для обеспечения плавного перехода от GaAs-подложки к InGaAs-каналу,). В каждом новом слое концентрация индия незначительно увеличивается, что обеспечивает релаксацию постоянной решетки каждого слоя и плавный переход от одной постоянной решетки к другой без образования механических напряжений, что привело бы к образованию дефектов. Этим решается проблема применения более дешёвых GaAs-подложек, что и использовала компания *Raytheon*, разработавшая технологию изготовления InAlAs/InGaAs/GaAs *mHEMT*-структур с концентрацией индия в InGaAs-канале 60 %. Получены транзисторы с крутизной передаточной характеристики порядка 850 мСм/мм, напряжением пробоя 8 В и током канала до 700 мА/мм (в постоянном режиме). В импульсном режиме последние два показателя составили 6 В и 200 мА/мм соответственно. При суммарной ширине затвора 480 мкм усиление на частоте 94 ГГц при напряжении 2,5 В составило 12 дБ, выходная мощность − 360 мВт/мм, КПД свыше 30 %. На базе подобных структур этой компанией создан ряд однокаскадных усилителей мощности для диапазона частот от 56 до 100 ГГц. Их усиление при напряжении 3,3 В составляет 6,5 дБ, КПД − 17 % при максимальной

выходной мощности 226 мВт. Преимуществом такой структуры является возможность выбора практически любой концентрации индия для создания канала, то есть прибор может быть оптимизирован для различных применений (низкая концентрация индия обеспечивает низкий шум, а высокая – бóльшую степень усиления).

Различают нормально открытый и нормально закрытый транзистор. При $U_{ИЗ}<0$ в слое нелегированного арсенида галлия на границе с гетеропереходом в области ДЭГ формируется канал нормально открытого транзистора.

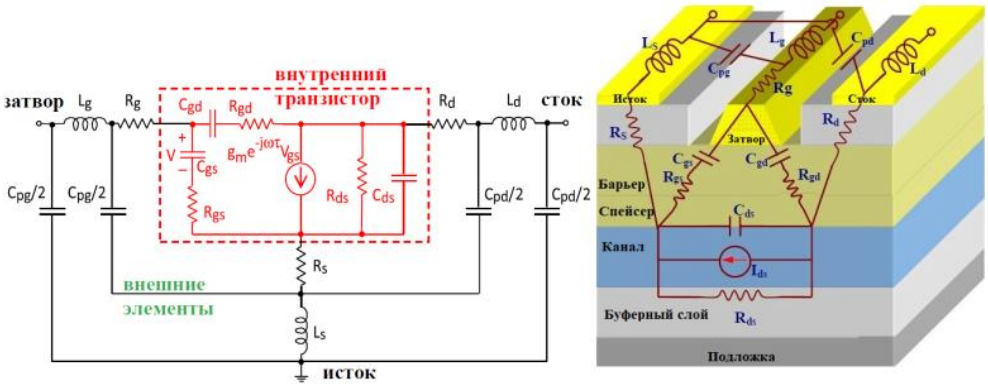
В нормально открытом транзисторе, под действием управляющего напряжения $U_{ЗИ}$, изменяется толщина обедненной области перехода металл—полупроводник, концентрация электронов в области ДЭГ и ток стока Электроны в ДЭГ поступают из истока. При отрицательном напряжении затвор—исток, величина которого равна пороговому значению, обедненная область расширяется настолько, что перекрывает поток электронов, и ток стока становится равным нулю. *В нормально закрытом транзисторе* при $U_{ЗИ}=0$ проводящий канал отсутствует вследствие того, что область ДЭГ двумерного электронного газа перекрыта объединенной областью управляющего перехода. При подаче напряжения $U_{ЗИ}>0$, величина которого равна пороговому значению, обедненная область управляющего перехода сужается настолько, что ее нижняя граница попадает в область ДЭГ.

3.2. Затвор HEMT транзистора

Максимальная частота усиления по мощности может быть аппроксимирована следующим образом:

$$f_{max} = \frac{f_t}{2\cdot\sqrt{(R_{gs}+R_s+R_g)/R_{ds}+2\pi f_t R_g C_{gd}}}$$

где R_{ds} — сопротивление между стоком и стоком; R_g — сопротивление затвора Cgd – емкость затвора (рис.3.8).



а) б)

Рис. 3.8. – Малосигнальная эквивалентная схема СВЧ HEMT: а) электрическая схема, б) электрическая схема, наложенная на поперечный срез транзистора

Очевидно, что для обеспечения высокого быстродействия транзистора необходимо стремиться к уменьшению сопротивления и емкости затвора.

Для уменьшения сопротивления затвора обычно используется материалы с высокой проводимостью, к примеру – золото. Поскольку золото создает «ловушки» в арсениде галлия, которые эффективно снижают концентрацию носителя и, соответственно, ток через транзистор, должен быть использован барьерный металл, например, платина. Для обеспечения качественного барьера Шоттки используется Ti (рис. 3.5). Для уменьшения сопротивления затвора при одновременном снижении емкости используется конструкция Т-образного затвора (рис. 3.9).

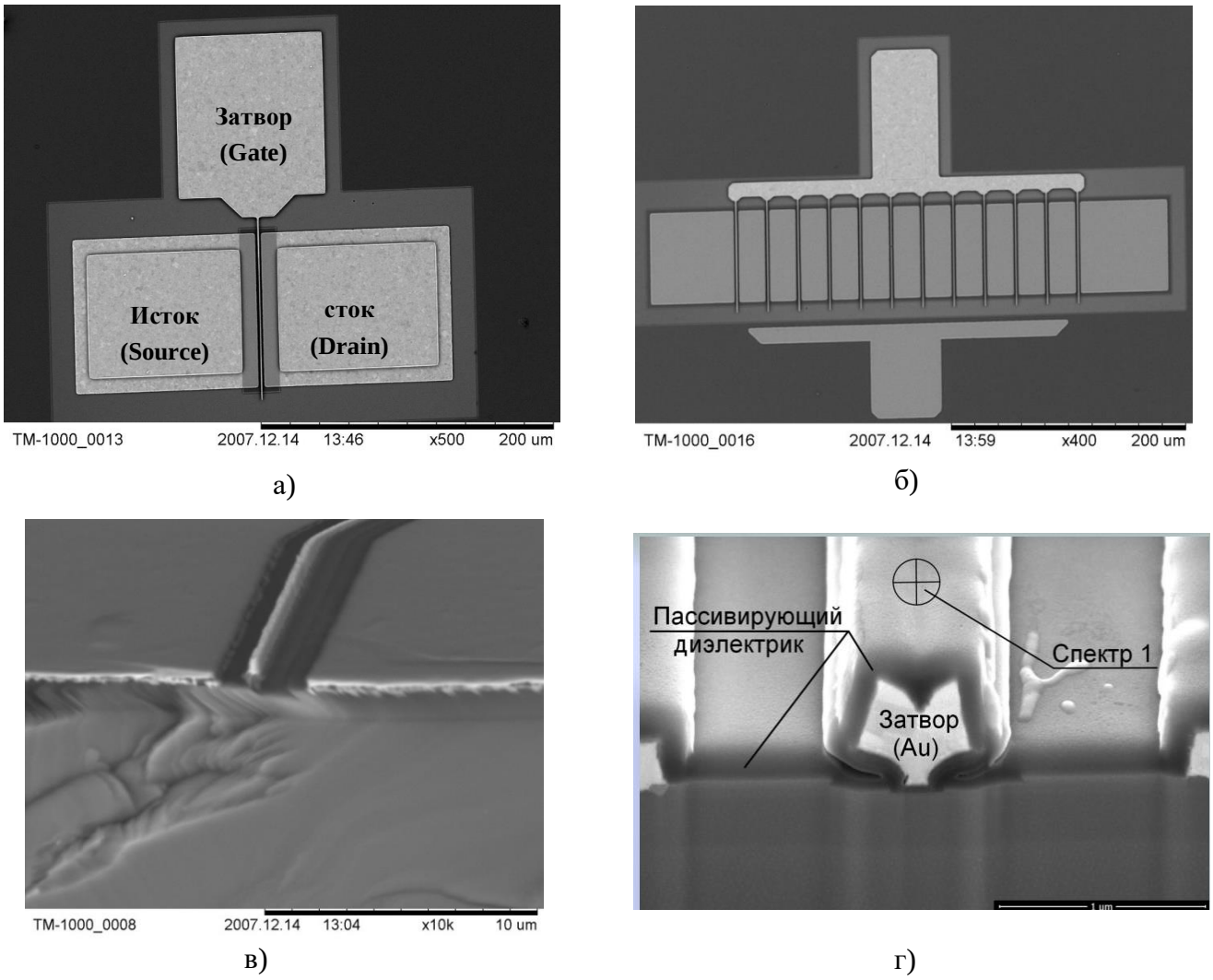


Рис.9. – Микрофотография односекционного (а) и многосекционного HEMT транзистора (б) (вид сверху), в, г – микрофотографии скола в области затвора (вид сбоку)

Пассивирующий диэлектрик необходим для защиты рабочей области транзистора от внешеней среды (рис 3.9, г). К примеру, в мощных GaN HEMT на поверхности расположены донорные состояния, обеспечивающие при ионизации канал транзистора подвижными электронами. Без пассивации они

могут захватывать электроны и уменьшать тем самым заряд носителей в двумерном электронном газе, снижая ток стока и СВЧ мощность транзистора (рис. 3.10). Пассивация поверхности GaN HEMT связывает поверхностные ловушечные состояния, ограничивая эффект коллапса, замедляет разрушающее воздействие внешних атмосферных факторов (влаги, кислорода) на слои гетероструктуры, а также ограничивает поверхностные токи утечки в транзисторах. Использование пассивации SiN успешно устраняет эффект коллапса тока, обусловленный поверхностными ловушками (обычно на его долю приходится 70÷80%), оставшиеся 20÷30% коллапса приходятся на влияние расположенных в буферном слое ловушек Это объясняется значительным уменьшением максимального электрического поля между затвором и стоком транзистора, что уменьшает полевую эмиссию электронов через барьер Шоттки и ограничивает захват электронов на поверхностных донорных центрах Кроме того, пассивация изменяет спектр ловушек на поверхности полупроводника.

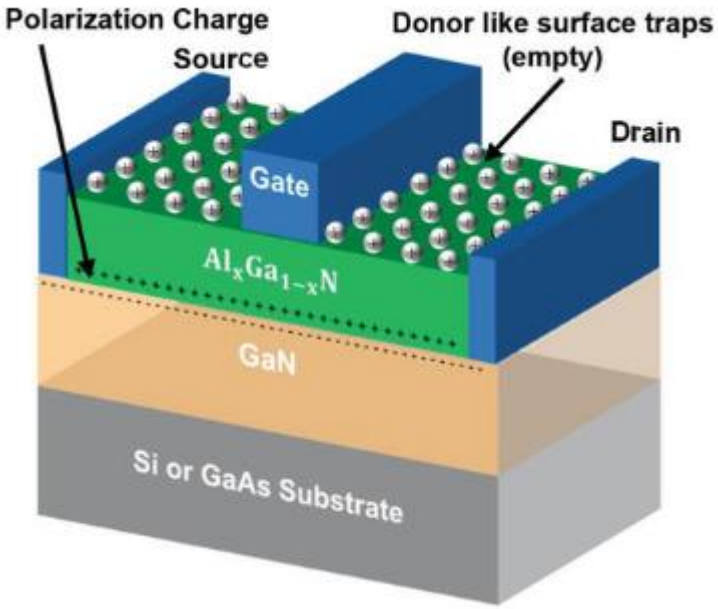


Рис. 3.10. – Донорные состояния в GaN HEMT

Использование операции пассивации *in situ*, которую проводят одновременно с процессом роста эпитаксиальных слоев AlGaN/GaN, выгодно с точки зрения уменьшения концентрации ловушек электронов, получения требуемых рабочих характеристик и повышения надежности приборов.

3.3. Коллапс тока в мощных GaN HEMT

Одна из существенных проблем GaN технологии, долго препятствовавшая достижению высоких параметров транзисторов. Резкое падение тока стока при достижении определенных значений напряжения на стоке Vds было названо коллапсом тока (рис. 3.11). Для уменьшения «коллапса тока», возникающего из-за захвата электронов в ловушки в приповерхностном барьерном слое, используется его пассивация.

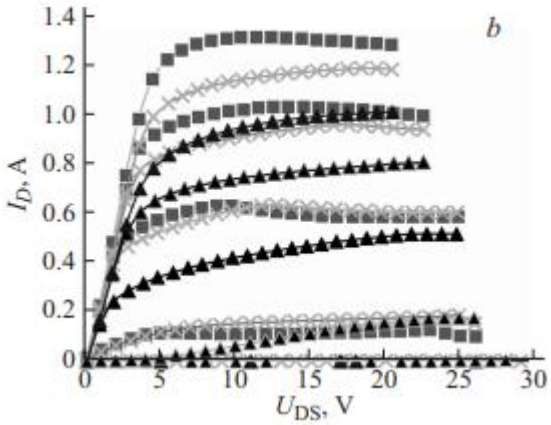


Рис. 3.11. – ВАХ транзисторов с коллапсом тока

4. Задание на работу.

4.1. Определить предельно допустимые параметры транзистора ATF36163.

4.2. Исследовать выходную характеристику ($Ic=f(Uси)/_{Uзи=const}$) *HEMT* транзистора при различных напряжениях на затворе (2 - 3 зависимости).

4.3. Исследовать передаточную характеристику ($Ic=f(Uзи)/_{Uси=const}$) *HEMT* транзистора при различных напряжениях стокисток (2 - 3 зависимости).

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТК СИЛОВОГО MOS FET ТРАНЗИСТОРА

1. Цель работы: Исследование характеристик транзистора силового MOS FET транзистора.

2. Схема экспериментальной установки:

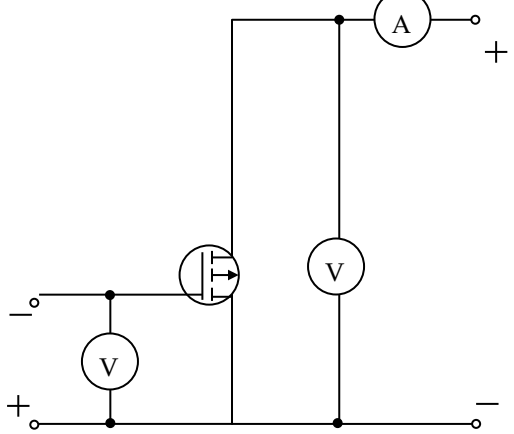


Рис. 2.1. Схема экспериментальной установки

3. Теоретическая часть.

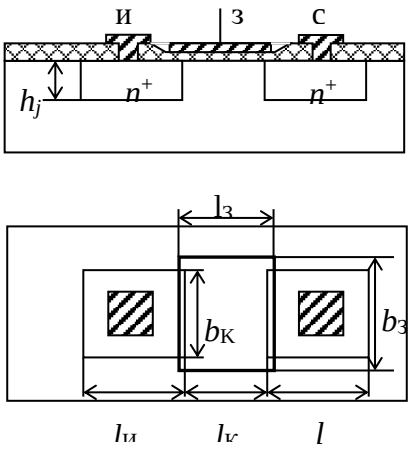


Рис. 3.1 – Конструкция МДП-транзистора

Транзисторы со структурной МДП представляют собой одну из разновидностей полевых транзисторов – активных полупроводниковых приборов, в которых используются эффекты дрейфа основных носителей под действием продольного электрического поля и модуляции дрейфового тока поперечным электрическим полем. Действие полевых транзисторов основано на перемещении только основных носителей заряда в полупроводниковом материале, в связи с чем эти транзисторы называют униполярными, в отличие от биполярных, использующих оба типа носителей.

МДП-транзисторы имеют существенные преимущества перед биполярными по конструкции (размеры и занимаемая ими площадь относительно невелики, в принципе, отсутствует необходимость их изоляции), электрофизическими параметрам (низкий уровень шумов, устойчивость к перегрузкам по току, высокие входное сопротивление и помехоустойчивость, малая мощность рассеивания, низкая стоимость).

В то же время БИС на МДП-транзисторах уступают БИС на биполярных транзисторах в технологической воспроизводимости, стабильности параметров и быстродействии.

МДП-транзистор имеет четыре электрода: исток, сток, затвор и подложку. Полупроводниковая область, от которой начинается дрейф основных носителей, называется истоком; область, в которой осуществляется дрейф основных носителей и амплитудная модуляция дрейфового тока – каналом, область, к которой под действием поля движутся (дрейфуют) основные носители – стоком; металлическая или полупроводниковая область, используемая для сознания модуляции дрейфового тока – затвором. Подложка является конструктивной основой МДП-транзистора.

Области истока и стока одного типа электропроводности формируют на некотором расстоянии l_k друг от друга локальной диффузией или ионным легированием (рис. 3.1). Они самоизолированы друг от друга *p*-*n*-переходами. Между ними поверх слоя диэлектрика расположен затвор, выполненный из проводящего материала.

Принцип действия МДП-транзистора основан на эффекте модуляции электропроводности поверхностного материала, расположенного между истоком и стоком. Этот эффект вызывают наложением поперечного электрического поля в пространстве между проводящим затвором и полупроводниковым материалом (подложкой) за счет напряжения, подаваемого на затвор. Тип электропроводности канала обязательно совпадает с типом электропроводности областей истока и стока. Так как тип электропроводности истока, стока и канала противоположен типу электропроводности подложки, то сток, исток и канал образуют с подложкой *p*-*n*-переход.

В зависимости от типа основных носителей тока в канале различают *n*-канальные и *p*-канальные МДП-транзисторы. По конструктивно-технологическому исполнению МДП-транзисто-ры подразделяют на две разновидности: со встроенным и индуцированным каналами (рис. 3.2). Встроенный канал предусмотрен конструктивно и создается на этапе производства транзистора легированием приповерхностной области между истоком и стоком.

Создавая электрическое поле в структуре металл-диэлек-трик – полупроводник, можно управлять электропроводностью канала и соответственно током, протекающим между истоком и стоком. Так, при отрицательном относительно *n*-канала напряжении на затворе в канале у границы полупроводника с диэлектриком концентрация электронов снижается и проводимость канала уменьшается (режим обеднения). В p-канальном МДП- транзисторе в зависимости от величины и полярности

напряжения на затворе наблюдается обеднение ($u_З$>0) или обогащение ($u_З$<0) канала дырками.

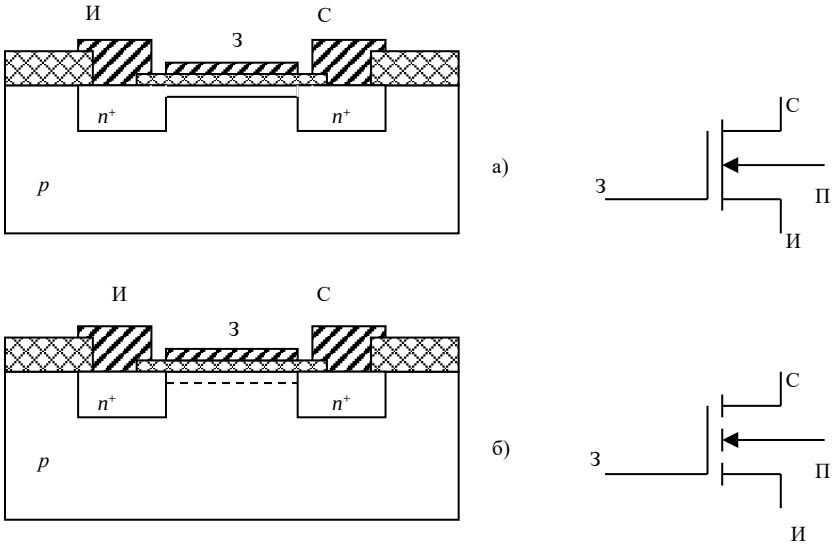


Рис. 3.2 – Структуры и условные обозначения МДП-транзисторов:

а – со встроенным *n*-каналом; б – с индуцированным *n*-каналом

В МДП-транзисторе с индуцированным каналом при нулевом напряжении на затворе канал отсутствует.

Электрическое сопротивление канала зависит от его длины $l_к$ и ширины $b_к$, оно модулируется напряжением на затворе $u_З$ и зависит от напряженности наведенного поля в полупроводнике, обратно пропорционально толщине диэлектрика $h_д$ и прямо пропорционально диэлектрической проницаемости диэлектрика $\varepsilon_д$.

Таким образом, для формирования индуцированного канала в *n*-канальном транзисторе на затвор необходимо подать положительное напряжение определенной величины, а в *p*-канальном – отрицательное. Транзисторы с индуцированным каналом работают только в режиме обогащения.

Исток и сток, в принципе, обратимы, и их можно менять местами при включении транзисторов схем. В этом случае при симметричной структуре (сток и исток могут различаться формой, размерами, площадью) его параметры сохраняются.

Помимо деления МДП-транзисторов по основному признаку – способу формирования и типу электропроводности проводящего канала – существует и более детальная классификация, учитывающая конструктивно-технологическое исполнение МДП-транзисторов, например, по материалу затвора (с алюминиевыми, молибденовыми, поликремниевыми, затворами); сочетанию с другими элементами в микросхеме, например, комплиментарные МДП-транзисторы (КМДП-транзисторы), т.е. взаимодополняющие,

сформированные в одном кристалле *p*- и *n*-канальные транзисторы; по функциям, выполняемым в схеме, например, активные и нагрузочные транзисторы.

Нагрузочные МДП-транзисторы используют в составе микросхем в качестве резисторов. Необходимое значение сопротивления каналов этих транзисторов создается конструктивно (выбором геометрических размеров каналов) и схематически (подачей на его затвор потенциала определенной величины).

Каждый из указанных типов МДП-транзисторов может быть использован в качестве нагрузки, а его подложка присоединена к источнику питания или нулевой шине. Затвор же может иметь пять вариантов подключения: ко выходу схемы, шине питания, нулевой шине, автономному источнику питания положительный или отрицательной полярности, к входу микросхемы. Иными словами, существуют более десяти вариантов использования МДП-транзистора в качестве нагрузки в инверторе.

Базовой схемой многих МДП-микросхем является инвертор – ключевая схема, содержащая активный транзистор и нагрузку, включенные между шиной питания и землей. С учетом всех вариантов использования МДП-транзисторов в качестве нагрузки и четырех вариантов схемного включения активного транзистора существует достаточно большое количество вариантов построения инверторов на основе двух МДП-транзисторов. В настоящее время используются лишь немногие из них: с линейной, нелинейной, квазилинейной, токостабилизирующей нагрузками и вариант инвертора на КМДП-транзисторах.

МДП-транзисторы могут служить в схеме и в качестве конденсаторов для чего можно использовать емкости структур затвор-подложка или емкости обратно смещенных *p*-*n*-переходов сток (исток)-подложка.

Таким образом, МДП-транзистор может быть основным и единственным элементом МДП-микросхем. Он может выполнять функции как активных приборов (ключевой транзистор в инверторе, усилительный транзистор), так и пассивных элементов (нагрузочный транзистор в инверторе, конденсатор в элементе памяти). При проектировании МДП-микросхем можно обходиться только одним элементом – МДП-транзистором, конструктивные размеры которого и схема включения будут зависеть от выполняемой функции. Это обстоятельство дает существенный выигрыш в степени интеграции (полупроводниковые резисторы и конденсаторы занимают большую площадь и требуют для себя отдельную изолированную область, кроме того, наличие пассивных полупроводниковых элементов, в частности паразитных емкостей, существенно ухудшает частотные свойства микросхем).

Конструктивно-технологические разновидности МДП-транзисторов.

Конструкции МДП-транзисторов в микросхемах с алюминиевой металлизацией. Вариант конструкции активного транзистора с прямоугольным каналом и со средним значением крутизны стоко-затворной характеристики представлен на рис. 3.3. Под алюминиевым затвором находится тонкий слой термически выращенного окисла кремния (0,05…0,10 мкм). За пределами области канала толщина окисла составляет 1 мкм. Этот сравнительно толстый слой окисла выполняет функции защитного диэлектрика, позволяет существенно снизить значения паразитных емкостей сигнальных шин и повысить пороговое напряжение паразитных МДП-транзисторов в местах прохождения алюминиевых проводников над диффузионными шинами питания.

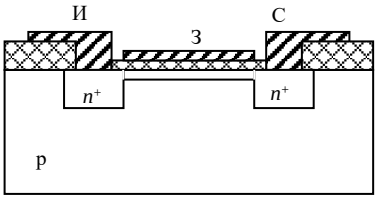


Рис. 3.3 – МДП-транзистор

В нагрузочных транзисторах значение крутизны сток-затворной характеристики может быть небольшим, и соответственно отношение длины канала к его ширине выбирается таким, чтобы при заданной крутизне нагрузочный транзистор занимал минимальную площадь. В том случае, когда для обеспечения высоких значений крутизны характеристик активного транзистора отношение b_k/l_k должно быть равно или больше 20, с целью экономии площади рекомендуется П-образная форма канала.

Конструкции D-МДП-транзисторов. Конструкция *D*-МДП-транзистора разработана специально для обеспечения высокого быстродействия за счет уменьшения длины канала до субмикронных размеров. Короткий канал получают по принципу формирования тонкой базы в биполярном транзисторе – за счет медленного, хорошо контролируемого и управляемого процесса диффузии (поэтому *D*-МДП, т.е. диффузионный МДП-транзистор). В этом транзисторе (рис. 3.4) области канала *p*-типа и истока n^+-типа формируются в процессе двух диффузий в одно и то же окно в окисной маске. Конструкция *D*-МДП-транзистора не требует высокой точности совмещения затвора с областями истока и стока, как в обычном МДП-транзисторе. В связи с этим оказалось возможной реализация МДП- структур с длиной канала 0,4…1 мкм даже при ограниченных возможностях фотолитографического процесса по разрешающей способности. Короткий канал формируется в приповерхностной области кремния *p*-типа электропроводности в промежутке между двумя *p*-*n*-переходами. Число носителей заряда в канале определяется напряжением на затворе, а скорость их перемещения – напряжением, приложенным между истоком и стоком. Произведение числа носителей на их скорость пропорционально току стока. В *n*-канальных *D*-МДП-транзисторах при длине

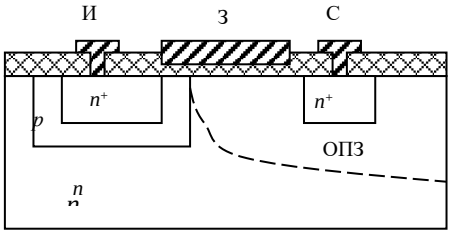


Рис. 3.4 – D-МДП-транзистор

канала менее одного микрона электроны, инжектированные из области истока, даже при сравнительно небольших напряжениях на стоке приобретают значительную скорость.

В обеденной *n*-области между каналом и стоком при нормальных смещениях ($U_{с}>U_{с\ нас}$) электроны, прошедшие канал, инжектируются в область объемного пространственного заряда, прилегающую к n^{+}-области стока, и дрейфуют к стоку в сильном электрическом поле. Такая же область дрейфа существует и в обычных МДП-транзисторах при $U_{с}>U_{с\ нас.}$.

Таким образом, несмотря на различия в конструкциях принцип работы *D*-МДП- и МДП-транзисторов одинаков. В производстве *D*-МДП-транзисторов использованы достижения как биполярной технологии (малое расстояние между *p*-*n*-переходами), так и технологии изготовления МДП-структур (формирование тонкого подзатворного диэлектрика с малой толщиной, низкой дефектностью и плотностью поверхностных состояний).

Освоение технологий микросхем на *D*-МДП-транзисторах с использованием эпитаксиальных структур позволяет, кроме того, формировать на одной и той же подложке биполярные *n*-*p*-*n*- транзисторы и изолированные от них *D*-МПД-транзисторы, что имеет исключительное значение для производства аналоговых (например, операционных усилителей) и логических микросхем.

Прикрытие электродом затвора обедненной области объемного заряда дает лишь незначительный вклад в паразитную емкость $C_{зс}$, наличие этой области позволяет повысить рабочее напряжение прибора до нескольких сотен вольт. Короткий канал и малая емкость $C_{зс}$ позволили увеличить быстродействие микросхем с *D*-МДП-транзисторами примерно в 5 раз при том же минимальном проектном геометрическом размере, что и в БИС на обычных МДП-транзисторах: значения времен переключения и задержки в логических микросхемах на *D*-МПД-транзисторах составляют 1 нс и менее. Пробивное напряжение *D*-МПД-транзисторов составляет 300…400 В.

Конструкции V-МДП-транзисторов. Все рассмотренные ранее МДП-транзисторы имеют планарную конструкцию, т.е. являются двумерными. V-МДП-технология добавляет в конструкцию МДП-транзисторов третье измерение, позволяя формировать исток прибора под его затвором и стоком, а не рядом с ними. Это третье измерение дает *V*-МДП-приборам преимущества как по быстродействию, так и по полности упаковки перед такими структурами, как *n*-канальные МДП-приборы с кремниевыми затворами.

Термин «*V*-МДП-транзистор» относится к МДП-приборам, в которых буква *V* означает, во-первых, вертикальное направление протекания тока от расположенного в подложке истока к расположенному над ним стоку и, во вторых, способ формирования приборов селективным вытравливанием в исходной заготовке углубления *V*-образного сечения (рис. 3.5). *V*-МДП-транзистор получает на боковых стенках этого углубления. Особо следует отметить, что n^{+}-исток, расположенный под n^{+}- стоком, не требует для своего формирования дополнительной площади на поверхности пластины, что

обусловливает высокую компактность *V*-МДП-структуры. Кроме этого, истоковая область n^+-типа выполняет роль земляной шины и не требует, как это бывает в других конструктивно-технологических вариантах, дополнительной площади кристалла для заземляющих шин.

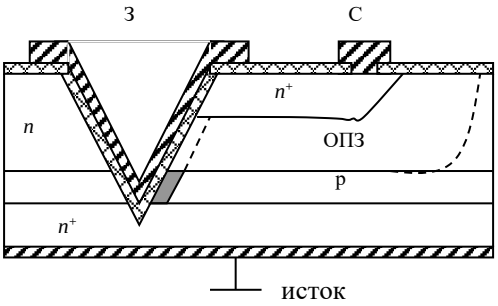


Рис. 3.5 – V- МДП-транзистор

Пирамидальная ямка вытравливается на такую глубину, чтобы она пересекла ионно-легированный слой n^+-типа и эпитаксиальный слаболегированный *p*-слой, диффузионно-легированный *n*-слой, достигнув вершиной высоколегированной подложки n^+-типа. Сечение *p*-слоя служит основой для формирования канала. Этот слой имеет глубину менее 1 мкм, его сечение плоскостями *V*-образного углубления определяет длину канала *V*-МДП-транзистора. Ширина канала в *V*-МДП-транзисторе получается большой, так как этот канал расположен по всему периметру *V*-образного углубления. Поскольку ширина канала определяет максимальный ток транзистора и его усиление, постольку *V*-МДП-транзисторы можно непосредственно сопрягать с системами, требующими больших управляющих токов, например со схемами, содержащими большое количество ТТЛ-нагрузок, светодиодными индикаторами и даже небольшими электродвигателями.

Слой подзатворного диэлектрика формируется на поверхности *V*-образного углубления. В качестве материала затвора применяют алюминий либо поликремний. Область объемного пространственного заряда выполняет в *V*-МДП-транзисторе ту же роль, что и обедненная область пространственного заряда в *D*-МДП-транзисторе: увеличивает пробивное напряжение транзистора, дает пониженные значения паразитной области $C_{зс}$.

Трехмерность *V*-МДП-транзисторной структуры является фактором существенного повышения плотности упаковки БИС.

Такие структуры обладают уникальными способностями управления очень большими токами с высокой скоростью их переключения. Они нашли применение в звуковых высококачественных усилителях мощности, в широкополосных усилителях, в источниках вторичного электропитания для преобразования постоянного тока в переменный при меньших затратах, массе и габаритных размерах, чем традиционные источники питания.

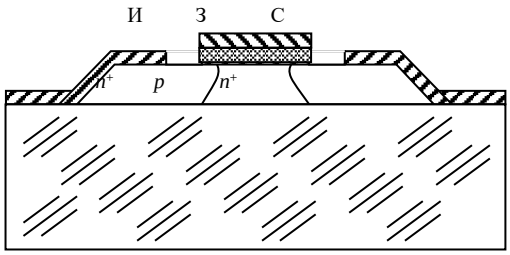


Рис. 3.6 – МДП-транзистор на диэлектрической подложке

Конструкции МДП-транзисторов на диэлектрической подложке. Использование структур с эпитаксиально выращенным на диэлектрической подложке (сапфир или шпинель) слоем монокристаллического кремния толщиной 0,7…2,0 мкм с целью изготовления МДП-транзисторов целесообразно, так как позволяет существенно снизить паразитные емкости транзистора и коммутационных проводников, избавиться от паразитных транзисторных структур, упростить технологию изготовления МДП-приборов. Транзисторы формируются в изолированных друг от друга островках, что позволяет уменьшить практически до нуля паразитные межэлементные связи через подложку. Диффузия для формирования стока и истока (рис. 3.6) проводится на всю глубину эпитаксиального слоя, что позволяет получать вертикальные *p-n*-переходы малой площади с малыми емкостями.

МДП-структуры на диэликтрической подложке обладают существенно более высоким быстродействием по сравнению с аналогичными структурами на кремниевой подложке и позволяют, кроме того, несколько сэкономить площадь при создании МДП БИС.

4. Задание на работу.

4.1. Определить предельно допустимые параметры транзистора.

4.2. Исследовать выходную характеристику ($Ic=f(Ucu)/_{Uзи=const}$) силового MOS FET транзистора при различных напряжениях на затворе (2 - 3 зависимости).

4.3. Исследовать передаточную характеристику ($Ic=f(Uзи)/_{Ucu=const}$) силового MOS FET транзистора при различных напряжениях стокисток (2 - 3 зависимости).

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТК СИЛОВОГО IGBT ТРАНЗИСТОРА

1. Цель работы: Исследование характеристик транзистора IGBT транзистора.

2. Схема экспериментальной установки:

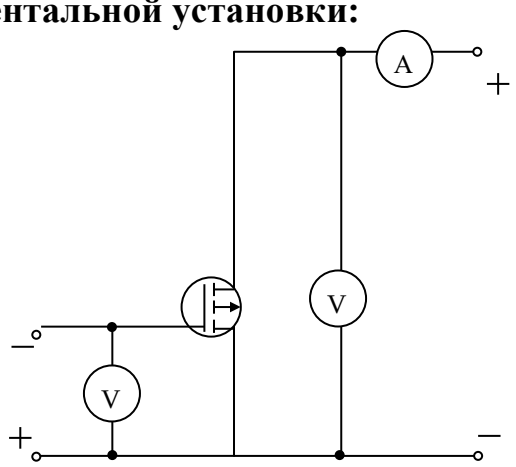


Рис. 2.1. – Схема экспериментальной установки

3. Теоретическая часть.

Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistors*) - полностью управляемый полупроводниковый прибор, в основе которого трёхслойная структура. Его включение и выключение осуществляются подачей и снятием положительного напряжения между затвором и истоком. На рис. 3.1 приведено условное обозначение IGBT.

Рис. 3.1. – Условное обозначение IGBT

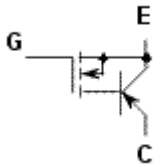


Рис. 3.2. – Схема соединения транзисторов в единой структуре IGBT

Коммерческое использование IGBT началось с 80-х годов и уже претерпела четыре стадии своего развития.

I поколение IGBT (1985 г.): предельные коммутируемые напряжения 1000 В и токи 200 А в модульном и 25 А в дискретном исполнении, прямые падения напряжения в открытом состоянии 3,0-3,5 В, частоты коммутации до 5 кГц (время включения/выключения около 1 мкс).

II поколение (1991 г.): коммутируемые напряжения до 1600 В, токи до 500 А в модульном и 50 А в дискретном исполнении; прямое падение напряжения 2,5-3,0 В, частота коммутации до 20 кГц (время включения/ выключения около 0,5 мкс).

III поколение (1994 г.): коммутируемое напряжение до 3500 В, токи 1200 А в модульном исполнении. Для приборов с напряжением до 1800 В и токов до 600 А прямое падение напряжения составляет 1,5-2,2 В, частоты коммутации до 50 кГц (времена около 200 нс).

IV поколение (1998 г.): коммутируемое напряжение до 4500 В, токи до 1800 А в модульном исполнении; прямое падение напряжения 1,0-1,5 В, частота коммутации до 50 кГц (времена около 200 нс).

IGBT являются продуктом развития технологии силовых транзисторов со структурой металл-оксид-полупроводник, управляемых электрическим полем (MOSFET-*Metal-Oxid-Semiconductor-Field-Effect-Transistor*) и сочетают в себе два транзистора в одной полупроводниковой структуре: биполярный (образующий силовой канал) и полевой (образующий канал управления). Эквивалентная схема включения двух транзисторов приведена на рис. 3.2. Прибор введён в силовую цепь выводами биполярного транзистора E (эмиттер) и C (коллектор), а в цепь управления - выводом G (затвор).

Таким образом, IGBT имеет три внешних вывода: эмиттер, коллектор, затвор. Соединения эмиттера и стока (D), базы и истока (S) являются внутренними. Сочетание двух приборов в одной структуре позволило объединить достоинства полевых и биполярных транзисторов: высокое входное сопротивление с высокой токовой нагрузкой и малым сопротивлением во включённом состоянии.

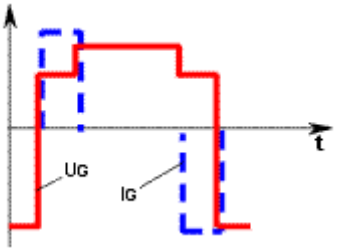


Рис. 3.3. – Диаграмма напряжения и тока управления

Схематичный разрез структуры IGBT показан на рис. 3.4,а. Биполярный транзистор образован слоями p+ (эмиттер), n (база), p (коллектор); полевой - слоями n (исток), n+ (сток) и металлической пластиной (затвор). Слои p+ и p имеют внешние выводы, включаемые в силовую цепь. Затвор имеет вывод, включаемый в цепь управления. На рис. 3.4,б изображена структура IGBT IV поколения, выполненого по технологии "утопленного" канала (*trench-gate technology*), позволяющей исключить сопротивление между p-базами и уменьшить размеры прибора в несколько раз.

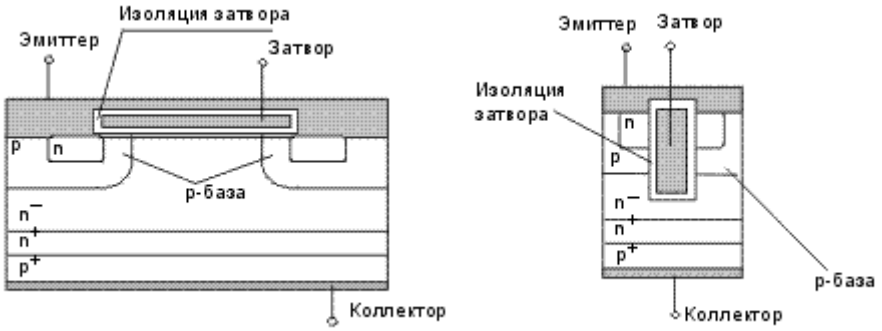


Рис. 4. – Схематичный разрез структуры IGBT: а-обычного (планарного); б-выполненого по "trench-gate technology"

Процесс включения IGBT можно разделить на два этапа: после подачи положительного напряжения между затвором и истоком происходит открытие полевого транзистора (формируется n - канал между истоком и стоком). Движение зарядов из области n в область p приводит к открытию биполярного транзистора и возникновению тока от эмиттера к коллектору. Таким образом, полевой транзистор управляет работой биполярного.

Для IGBT с номинальным напряжением в диапазоне 600-1200 В в полностью включённом состоянии прямое падение напряжения, так же как и для биполярных транзисторов, находится в диапазоне 1,5-3,5 В. Это значительно меньше, чем характерное падение напряжения на силовых MOSFET в проводящем состоянии с такими же номинальными напряжениями.

С другой стороны, MOSFET с номинальными напряжениями 200 В и меньше имеют более низкое значение напряжения во включённом состоянии, чем IGBT , и остаются непревзойдёнными в этом отношении в области низких рабочих напряжений и коммутируемых токов до 50 А.

По быстродействию IGBT уступают MOSFET, но значительно превосходят биполярные. Типичные значения времени рассасывания накопленного заряда и спадания тока при выключении IGBT находятся в диапазонах 0,2-0,4 и 0,2-1,5 мкс, соответственно.

Область безопасной работы IGBT позволяет успешно обеспечить его надёжную работу без применения дополнительных цепей формирования траектории переключения при частотах от 10 до 20 кГц для модулей с номинальными токами в несколько сотен ампер. Такими качествами не обладают биполярные транзисторы, соединённые по схеме Дарлингтона.

Так же как и дискретные, MOSFET вытеснили биполярные в ключевых источниках питания с напряжением до 500 В, так и дискретные IGBT делают то же самое в источниках с более высокими напряжениями (до 3500 В).

IGBT-модули

В настоящее время транзисторы IGBT выпускаются, как правило, в виде модулей в прямоугольных корпусах с односторонним прижимом и охлаждением ("Mitsubishi", "Siemens", "Semikron" и др.) и таблеточном исполнении с двухсторонним охлаждением ("Toshiba Semiconductor Group"). Модули с односторонним охлаждением выполняются в прочном пластмассовом корпусе с

паяными контактами и изолированным основанием. Все электрические контакты находятся в верхней части корпуса. Отвод тепла осуществляется через основание. Типовая конструкция модуля в прямоугольном корпусе показана на рис. 3.5.

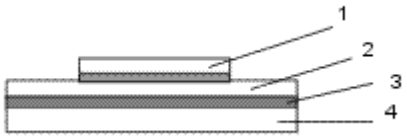


Рис. 3.5. – Типовая конструкция IGBT-модуля: 1 - кристалл; 2 - слой керамики; 3 - спайка; 4 - нижнее тепловыводящее основание

Ток управления IGBT мал, поэтому цепь управления - драйвер конструктивно компактна. Наиболее целесообразно располагать цепи драйвера в непосредственной близости от силового ключа. В модулях IGBT драйверы непосредственно включены в их структуру. "Интеллектуальные" транзисторные модули (ИТМ), выполненные на IGBT, также содержат " интеллектуальные" устройства защиты от токов короткого замыкания, системы диагностирования, обеспечивающие защиту от исчезновения управляющего сигнала, одновременной проводимости в противоположных плечах силовой схемы, исчезновения напряжения источника питания и других аварийных явлений. В структуре ИТМ на IGBT предусматривается в ряде случаев система управления с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и однокристальная ЭВМ. Во многих модулях имеется схема активного фильтра для коррекции коэффициента мощности и уменьшения содержания высших гармонических в питающей сети.

IGBT-модуль по внутренней электрической схеме может представлять собой единичный IGBT, двойной модуль (*half-bridge*), где два IGBT соединены последовательно (полумост), прерыватель (*chopper*), в котором единичный IGBT последовательно соединён с диодом, однофазный или трёхфазный мост. Во всех случаях, кроме прерывателя, модуль содержит параллельно каждому IGBT встроенный обратный диод. Наиболее распространённые схемы соединений IGBT- модулей приведены на рис. 3.6.

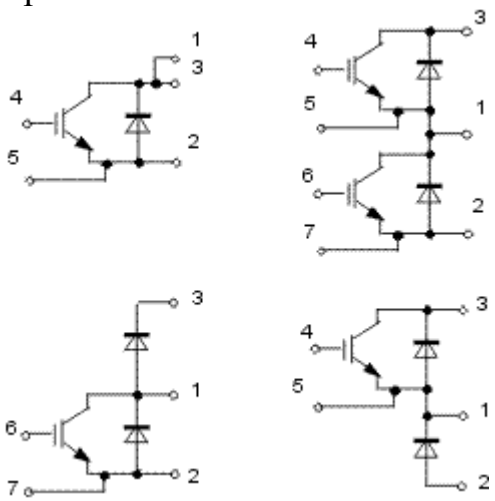


Рис. 3.6. – Схемы IGBT-модулей

Интенсивно развивается технология корпусирования паяной конструкции силовых модулей с целью дальнейшего снижения габаритов и массы, повышения надёжности, энерго- и термоциклоустойчивости, уменьшения теплового сопротивления и стоимости. Эти цели достигаются применением новых материалов и технологий сборки на тонкие и AlN керамические подложки в корпусах с малоиндуктивными выводами, разработкой специальных конструкций силовых модулей с интегрированным жидкостным охлаждением и созданием силовых модулей, включая "интеллектуальные", с использованием матричных композиционных материалов, имеющих хорошие теплопроводящие свойства и низкие, согласованные с кремнием и керамикой, коэффициенты теплового расширения (КТР).

В модулях с интегральным жидкостным охлаждением почти в четыре раза удаётся увеличить отводимую рассеиваемую мощность по сравнению с сопоставимой по электрическим параметрам традиционной конструкцией силового модуля с воздушным охлаждением.

Применение матричных композиционных материалов (ММС-*Metal Matrix Composite*) открывает новые перспективы в создании высокомощных, компактных, прочных, надёжных силовых модулей. ММС имеют высокую теплопроводность (ММС-150 Вт/(м*К), Cu-370, Al-200, Si-80), низкий КТР (ММС-7, Cu-17, Al-23, Si-4, -7, AlN-7), что позволяет снизить до минимума напряжённости в конструкции модуля, особенно в чипах силовых приборов, обеспечивая хорошую электрическую изоляцию и эффективный отвод тепла. В настоящее время по этой концепции созданы "интелектуальные" силовые модули (выпрямитель-инвертор) мощностью до 100 кВт.

Наряду с развитием технологии паяной конструкции силовых модулей с изолированным основанием (предельные параметры 1,2 кА, 3,5 кВ) продолжает интенсивно развиваться технология прижимной конструкции IGBT- модулей, подобная таблеточной конструкции SCR (*Silicon Controlled Rectifier*) и GTO - press-pack technology, в которой наряду с уменьшением более чем в 10 раз теплового сопротивления и габаритов значительно улучшены надёжность, термоциклоустойчивость. Наиболее высоких параметров IGBT- модулей прижимной конструкции достигла кампания "Toshiba"(PP HV IGBT-press pack high voltage IGBT).

Целесообразность применения IGBT в дискретном и модульном исполнениях

Дискретные приборы в корпусах ТО-220 и Т-247 ("Fullpak") изготовляются массово и имеют низкую стоимость в расчёте на один ампер номинального тока (максимальное значение рабочего тока 70 А). Сильноточные модули с электрической изоляцией, как правило, содержат ключи, соединённые по полумостовой ключевой схеме или с одноключевой конфигурацией. В этих модулях диапазон номинальных токов находится в диапазоне от 25 А (для полумостовой схемы с напряжением на 1200 В) до 600 А (для одноключевой схемы с напряжением 600 В).

Привлекательными чертами сильноточных модулей являются: наличие электрической изоляции, простота монтажа с охладителем и лёгкость связи с другими модулями для повышения нагрузки цепи. Они также позволяют избежать использования параллельного соединения ключей для токов, превышающих сотни ампер.

Использование приборов в корпусах TO-220 и TO-247 со встроенными обратными быстродействующими диодами становится особенно предпочтительным при разработке инверторов. В этом случае требуемое число силовых полупроводниковых компонентов уменьшается на 50 % по сравнению с использованием IGBT и диодов в виде отдельных элементов. Перекрываемые области диапазонов токов, где использование дискретных приборов экономически предпочтительнее по сравнению с сильноточными модулями, могут быть расширены за счёт параллельного соединения отдельных приборов.

Модуль, имеющий наибольший номинальный ток, содержит и наибольшую площадь кремниевого кристалла, которая используется при полной токовой загрузке модуля. В таком же модуле с неполной токовой нагрузкой общая площадь кремния используется частично. Полностью загруженный по току модуль с номинальными параметрами 200 А, 600 В с полумостовой схемой эквивалентен по содержанию кремния восьми дискретным приборам в корпусе TO-247. Для сравнения такой модуль с частичной загрузкой в 50 А эквивалентен двум приборам в корпусе TO-247. Так как стоимость модуля существенно зависит от количества содержащегося в нём кремния, полностью загруженный по току модуль имеет более низкую стоимость одного номинального ампера по сравнению с частично загруженным, но стоимость 1 А номинального тока полностью загруженного по току модуля в 1,5 раза и более превышает аналогичный показатель для эквивалентного числа дискретных компонентов.

В противовес преимуществу дискретных компонентов в стоимости компонента необходимо учитывать дополнительные расходы на монтаж, необходимость снижения значений номинальных токов при их параллельном соединении и другие технические факторы, связанные с использованием определённого числа соединённых между собой дискретных компонентов.

Основное различие между дискретными приборами и сильноточными модулями заключается в способе электрической связи их с другими элементами схемы. Дискретные компоненты соединяются с элементами схемы на печатной плате посредством пайки. Максимальное значение токов в контактных соединениях печатной платы обычно не превосходит 100 А в установившихся режимах работы. Это накладывает естественные ограничения на число параллельно соединяемых компонентов. С другой стороны, сильноточные модули имеют выводы под винтовые зажимы. Поэтому они могут соединяться с кабельными наконечниками или непосредственно с токопроводящими шинами. Сильноточные модули также могут напрямую соединятся с печатной платой через сквозные отверстия.

Параллельное соединение дискретных компонентов связано с необходимостью равномерного распределения между ними потерь мощности, по

возможности наиболее точного выравнивания значений температур полупроводниковых переходов соединяемых дискретных приборов. Различие электрических характеристик отдельных приборов требует создания для каждого из них определённого запаса по току нагрузки, составляющего примерно 20% максимально допустимого значения. Даже при создании такого запаса по току необходимо обеспечить хороший теплоотвод от каждого прибора, чтобы обеспечить равенство температур полупроводниковых переходов.

Наличие электрической изоляции создаёт в местах крепления приборов к охладителю тепловые барьеры, ухудшающие равномерность распределения температур переходов отдельных приборов. По этой причине приборы в корпусах "Fullpak" (Int-A-Pak, Dual-Int-A-Pak, IMS, SOT, Co-Packs, ZIP, DIP, Flange-B и другие) с электрической изоляцией не идеальны для параллельного их соединения. Параллельно соединяемые приборы следует монтировать на общем охладителе. Если же требуется обеспечить электрическую изоляцию, то приборы следует смонтировать на общей теплоотводящей пластине, обеспечивающей хорошую тепловую связь между переходами приборов. Эта пластина также может использоваться в качестве конструктивного элемента, обеспечивающего механическое соединение приборов. электроизоляционный барьер в этом случае следует создавать между токоведущими частями параллельной сборки приборов и основным охладителем.

Асимметрия в разводке электрических цепей, подключаемых к параллельно соединённым приборам, может привести к значительному различию в выделяемых в каждом из них потерях мощности. Наиболее сильно этот эффект проявляется на коммутационных интервалах работы приборов, что приводит к неравномерному распределению динамических потерь мощности. Наиболее существенно на распределение токов в динамических режимах влияют индуктивности эмиттерных цепей, значения которых по возможности должны быть равными, чтобы исключить разбаланс динамических потерь.

Известно, что динамические потери уменьшаются со снижением значений рабочей частоты и напряжения. В этих случаях простые схемы соединения приборов без симметрирования соединений могут стать вполне приемлемыми. Там, где содержание динамических потерь превышает 15% общих потерь, необходимо уделять значительное внимание разводке цепей, соединяющих дискретные приборы вследствие значительного влияния симметричности цепей. Пример идеального симметричного расположения цепей представлен на рис. 3.7. При таком расположении и соединении приборов обеспечивается равенство индуктивностей эмиттерных цепей всех соединённых приборов и тем самым обеспечивается выравнивание между ними динамических потерь.

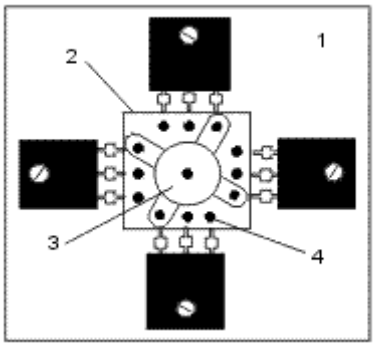


Рис. 3.7. – Симметричная разводка электрических цепей в параллельно соединяемых приборах (кольцевое соединение): 1 - охладитель; 2 - печатная плата; 3 - соединение эмиттеров; 4 - соединение входов низкой стороны

4. Задание на работу.

4.1. Определить предельно допустимые параметры транзистора.

4.2. Исследовать выходную характеристику ($Iк=f(Uэк)/_{Uзи=const}$) *IGBT* транзистора при различных напряжениях на затворе (2 - 3 зависимости).

4.3. Исследовать передаточную характеристику ($Iк=f(Uзи)/_{Uкэ=const}$) *IGBT* транзистора при различных напряжениях стокисток (2 - 3 зависимости).

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №4. ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМ ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

1. **Цель работы:** Исследование систем защиты электронных устройств.

2. Теоретическая часть.

Статическое электричество – явление, при котором на поверхности и в объеме диэлектриков, проводников и полупроводников возникает и накапливается свободный электрический заряд. Как правило, незаряженные атомы обладают одинаковым количеством положительных и отрицательных электронов, электрически заряженными объектами считаются, обладающие малым либо избыточным числом электронов. Взаимодействие точечных электрических зарядов описывается законом Кулона.

Трибоэлектрический эффект – эффект при котором электрический заряд возникает из-за механического контакта двух диэлектриков. Наиболее распространенные трибоэлектрические материалы – нейлон, бумага, резина, винил, эбонит. Человеческое тело является отличным аккумулятором статического напряжения, по мере своей активной деятельности статический заряд может накапливаться на теле человека и при контакте с токопроводящим объектом происходит разряд.

Переходный процесс – в электрической цепи, явление, возникающее при переходе из одного режима работы электрической цепи в другой, отличающийся от предыдущего амплитудой, фазой, формой или частотой действующего в цепи напряжения, значениями параметров или конфигурацией цепи.

Перепад напряжения – случайные пульсации напряжения с амплитудой большей, чем рабочее напряжение в цепи. Такие перегрузки возникают в результате возникновения электромагнитных импульсов естественного происхождения (грозовые разряды), импульсов искусственного происхождения (излучение радиопередающих устройств, высоковольтных линий передач, сетей электротранспорта и др.), а так же за счет внутренних переходных процессов в оборудовании, которые возникают при отключении емкостной, индуктивной нагрузки или электростатических разрядов. Перепад может длиться от несколько наносекунд до нескольких миллисекунд.

Для защиты цепей электронных устройств от воздействия электрических перегрузок могут использоваться различные методы, основными из которых являются: конструкционные, структурно-фукнциональные, схемотехнические.

Конструкционные методы защиты включают в себя: рациональное расположение и монтаж компонентов, экранирование, заземление и др.

Методы *структурно-функциональной* защиты включают в себя: рациональный выбор принципа действия оборудования и выбор используемых стандартов передачи сигналов.

Схемотехнические способы защиты включают в себя: пассивную и активную защиту. Наиболее эффективным средством защиты оборудования от воздействия является активная защита.

Основными элементами активной защиты являются: TVS-диоды (transient voltage suppressors) (или так называемые супрессоры, защитные диоды, ограничители напряжения), варисторы, TVS-тиристоры и разрядники. За рубежом TVS-диоды известны под названиями (торговыми марками) Trans Zorb, Transil, Inscl и т. д.

Защитный элемент	Преимущество	Недостатки	Варианты использования
Разрядник	Высокое значение допустимого тока. Низкая емкость. Высокое сопротивление изоляции.	Высокое напряжение возникновения разряда. Малый срок службы. Низкая надежность. Значительное время срабатывания. Шунтирование защищаемой цепи после прохождения импульса. Высокая цена.	Первичная защита телекоммуникационных и силовых цепей. Первая ступень комбинированной защиты.
Варистор	Высокое значение допустимого тока. Низкая цена. Широкий диапазон рабочих токов и напряжений.	Ограниченный срок службы. Высокое напряжение ограничения. Большая собственная емкость. Проблема SMD монтажа. Значительный низкочастотный шум и старение — изменение параметров со временем и при колебаниях температуры.	Вторичная защита. Защита силовых цепей и автомобильной электроники. Защита электронных компонентов печатной платы. Первая и вторая ступень комбинированной защиты.

TVS-тиристор	Не подвержен деградации. Высокое быстродействие. Высокий управляющий ток.	Ограниченный диапазон рабочих напряжений. Шунтирование защищаемой цепи. Необходимость понижения значения прямого тока для возврата устройства в непроводящее состояние. Высокая цена.	Первичная и вторичная защита в телекоммуникационных цепях
TVS-диод	Низкие уровни напряжения ограничения. Высокая долговечность и надежность. Широкий диапазон рабочих напряжений. Высокое быстродействие. Низкая собственная емкость. Удобные корпуса для SMD монтажа. Низкая стоимость.	Низкое значение номинального импульсного тока.	**Оптимален для защиты полупроводниковых компонентов** на печатной плате. Вторичная защита. Защита от электростатического разряда и переходных процессов. Оконечная ступень в комбинированных защитных устройствах.