

Власник документу:
Бевза Олег Миколайович

ID перевірки:
1004017887

Дата перевірки:
13.06.2020 14:41:58 EEST

Тип перевірки:
Doc vs Internet + Library

Дата звіту:
13.06.2020 15:47:56 EEST

ID користувача:
90740

Назва документу: 2020-bachelor-EDS_Kyvhylo_n-p_prystroyii_fch

ID файлу: 1004030973 Кількість сторінок: 28 Кількість слів: 12287 Кількість символів: 88667 Розмір файлу: 103.53 KB

2% Схожість

Найбільша схожість: 1.23% з джерело https://revolution.allbest.ru/radio/00604791_0.html

1.61% Схожість з Інтернет джерелами 34 Page 30

0.71% Текстові збіги по Бібліотеці акаунту 53 Page 30

0.6% Цитат

Цитати 3 Page 31

Вилучення переліку посилань вимкнено

0% Вилучень

Вилучений текст відсутній

Підміна символів

Заміна символів 104

Кивгило Владиславу Михайловичу
Дослідження напівпровідникових пристроїв з подільними шарами
АНОТАЦІЯ

В дипломній роботі представлено огляд науково-технічної літератури за темою дослідження напівпровідникових пристроїв з подільними шарами.

В дипломній роботі представлено зображення структурних схем різних типів потужних напівпровідникових приладів. Данні структурні схеми з їх описом та поясненням дають уявлення про принципи роботи та реалізації ПНП. Це дає можливість дослідити та запропонувати нові технологічні рішення які можуть покращити розподілення напруги та струму у структурі приладу та забезпечувати таку ж швидкодію без виходу за масо-габаритні розміри.

Було запропонована фізико-математична модель одномірного розподілення поля та потенціалу в діодній структурі котра в своїй структурі має об'ємний подільний шар а рішення рівняння Пуассона показало, що р-п перехід в ОПШ може бути представлений у вигляді еквівалентної схеми, котрі включають у себе дві послідовно під'єднані ємності, одна з яких постійна а інша змінна, та зменшується з ростом напруги на перехідіобъемний подільний шар – база.

На прикладі фізико математичної моделі біполярного транзистору з об'ємним подільним шаром отримано залежність максимальної відстані до ОПШ від концентрації домішок в колекторі біполярного транзистору при різних значеннях коефіцієнта підсилення. Показано, що зі збільшенням концентрації домішок в колекторі і для транзисторів з більшим високим коефіцієнтом підсилення, відстань яка потрібна до об'ємногоподільного шару зменшується.

Результати було проаналізовано та оформлено згідно чинних вимог оформлення дипломних робіт.

ANNOTATION

The thesis presents a review of scientific and technical literature on the topic of research of semiconductor devices with separable layers.

The thesis presents the image of structural diagrams of different types of powerful semiconductor devices. These block diagrams with their description and explanation give an idea of the principles of operation and implementation of PNP. This makes it possible to research and propose new technological solutions that can improve the distribution of voltage and current in the structure of the device and provide the same speed without going beyond the mass and dimensions.

A physico-mathematical model of one-dimensional distribution of field and potential in a diode structure with a three-dimensional divisible layer was proposed, and the solution of the Poisson equation showed that the pn junction in OPS can be represented as an equivalent scheme, which includes two sequential subdivisions. connected capacities, one of which is constant and the other variable, and decreases with increasing voltage on the transition volume separating layer - base.

The dependence of the maximum distance to the OPS on the concentration of impurities in the collector of the bipolar transistor at different values of the gain is obtained on the example of the physical and mathematical power of a bipolar transistor with a bulk separation layer. It is shown that with increasing concentration of impurities in the collector and for transistors with a higher high gain, the distance required to the volume separating layer decreases.

The results were analyzed and designed in accordance with the current requirements for thesis.

ВСТУП

На сьогоднішній день ситуацію у світі промислової електроніки дуже ускладнюється через потребу у розвитку більш надійних та в той же час потужніших елементів. Така необхідність з'явилась через невинний рух світового прогресу уперед, який потребує більш технологічних та досконаліх рішень не тільки в мікроелектроніці а ще й силових системах. З кожним роком пікові потужності систем зростають швидше ніж зростають пікова потужність елементів, адже людство все більше переносить своє життя в цифрові носії, що невинно збільшує електричне та теплове навантаження на силові елементи.

Актуальність теми

Загальною проблемою для всіх потужних напівпровідникових приладів (ПНП) є відсутність можливості реалізації суперечливих між собою потреб, через потребу збільшити потужність без втрати швидкості реагування системи чи підвищення чутливості без втрати надійності та загальної потужності. Тому головна проблема це збільшення пробивної напруги та області безпечної роботи (ОБР) системи без вище наведених проблем.

Перспективним напрямком розвитку (ПНП) та зняття протиріччя між необхідністю зняття малого падіння напруги відкритого ключа та високої пробивної напруги в комутаційних приладах, в даний момент є інтеграція позитивних властивостей окремих елементів в одному суцільному приладі чи пристрої. Таким чином біполярні транзистори з ізолюваним затвором (IGBT) являють собою ніщо інше як симбіоз двох типів транзисторів, а саме симбіоз швидкодіючого МОП – транзистору та біполярного транзистору з низьким коефіцієнтом передачі котрий забезпечує зниження статистичних втрат в (1,5-...3) рази за рахунок зниження швидкодії.

РОЗДІЛ 1. ФІЗИКО-КОНСТРУКТИВНІ МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ГРАНИЧНОЇ НАПРУГИ І ОБЛАСТІ БЕЗПЕЧНОЇ РОБОТИ КРЕМНІЄВИХ ПРИЛАДІВ

1.1 Основні типи і області застосування потужних напівпровідникових приладів.

Силова електроніка є ключовою технологією 21 століття. В реальний час в області силовій електроніки домінують два типи приладів: польові і біполярні транзистори з ізолюваним затвором (**MOSFET** і **IGBT**) і інтегровані структури на їх основі силові інтегральні схеми і гібридні модулі [1-5]. Традиційні прилади: тиристори, включаючись замикаються, потужні біполярні транзистори (ПБТ) витісняються приладами з польовим управлінням, і знаходять застосування в областях, де параметр «коммутована потужність /ціна» є визначальним: для ПБТ ключові джерела живлення (SMPS), для тиристорів та триаків у побутовій апаратурі [6].

Спектр застосування потужних напівпровідникових приладів (ПНП) [7] визначається вимогами до їх характеристик. Дослідження в цій області спрямовані на створення кращого твердотільного комутатора, що має більш низький опір відкритого стану, низькі втрати перемикавання, більш широку область безпечної роботи (ОБР), простоту управління і захисту. ПНП мають широку малолеговану область, для забезпечення високої пробивної напруги в закритому стані, і вона ж повинна забезпечувати високий струм в відкритому стані. При збільшенні граничного напруження на порядок опору приладу у відкритому стані збільшується більш ніж у двічі [8], і втрати провідності, стають неприпустимо

високими при досить невеликій щільності струму і замикаючих напругах вище, ніж 600В. Суперечливі вимоги забезпечення необхідних характеристик сприяють створенню різних ПНП, що забезпечують компромісне рішення оптимізації мінімальних втрат провідності відкритого стану, мінімальних втрат при виключенні і високої пробивної напруги.

Сучасний стан і можливості швидко-регенеруючихся діодів (ШРД) на базі кремнію визначають «канавочні» (траншейні-trench) структури, рpn -діоди з бар'єром Шоттки, технології опромінення для зменшення часу життя і регулювання ефективності емітера, маючи блокуючу напругу до 8кВ. Потенціал силових діодів з карбіду кремнію (SiC) розкриється в області високочастотних застосувань, якщо будуть вирішені проблеми отримання вихідного матеріалу. В даний час застосовуються SiC діоди (Шоттки) на напрузі до 1200В і струми до 20 А а потенційно найближчим часом до 5 **кВ** / 200 А [9].

Розвиток тиристорів так само йде за шляхом розвитку нових технологій внутрішніх з'єднань: пайки, електроактивні пасивації подібної DLC (Diamond like Carbon), що дозволяє підняти робочу температуру і підвищити термостійкість. Опотиристори (LTT), запираємі тиристори (GTO) і комутовані по затвору запираємі тиристори (GCT, IGCT) є похідними тиристорних технологій і знаходять застосування в мегаватному діапазоні потужностей. Комбіновані тиристори з структурою **MOSFET**, такі як MCT (MOS-controlled Thyristor), MTO (MOS Turn-off Thyristor) і EST (Emitter Switched Thyristor) не сильно поширені і їх майбутнє залежить від розвитку технологій, подібних технології прямого зрощування пластин (wafer bonding).

Високовольтні МДН (в зарубіжній літературі **MOSFET**) характеризуються високими швидкостями перемикавання, відсутністю накопичення надлишкового заряду, простою схемою управління, стійкістю до перевантажень по струму і швидкості наростання напруги. Однак, опір відкритого стану MOSFET при високій напрузі пробою, теоретично обмежений [10,11] так званою «кремніевою межею». У роботах [12-14] запропоновані структури, що використовують двовимірний розподіл електричного поля підкладки, з метою зменшення товщини підкладки при збереженні пробивної напруги.

Револьюційною технологією виробництва високовольтних **MOSFET** стало створення суперпереходу, реалізована фірмою «Infineon **Technology**» в сімействі високовольтних **CoolMOS™**, який дозволив зменшити опір в відкритому стані більш ніж в 5 разів у порівнянні зі звичайною вертикальної структурою, забезпечити більш високу швидкість перемикавання завдяки меншій площі кристала і, як наслідок, зменшити втрати перемикавання. Недоліком польових транзисторів з вертикальною структурою є відмінність вбудованого антипаралельними діодами з незадовільними характеристиками зворотнього відновлення [15], для чого застосовуються структури які покращують характеристики вбудованого діода (сімейство **HiPerFET™** - транзисторів компанії IXYS), або шляхом блокування паразитного діода послідовним з транзистором діодом Шоттки і підключенні зустрічно-паралельно ULTRAFast – або SiC-діода. Однак наявність послідовного діода різко збільшує статичні втрати в порівнянні зі звичайним MOSFET. Потужні біполярні транзистори (ПБТ) мають найнижчу напругу відкритого стану серед усіх активних потужних приладів. Основні характеристики ключів побудованих на ПБТ: блокує здатність на рівні 2500 ÷ 2000 В на рівні комутованих струмів 3 ÷ 20 А з частотами комутації 15 ÷ 110 кГц. Для забезпечення робочих частот, часи

наростання і спаду повинні бути на рівні $0,1 \div 0,3$ мкс, а рівень залишкової напруги на ньому повинен бути не більше 1В. Проте, високовольтний режим роботи ПБТ з прямим зміщенням емітера, підвержений впливу як теплової нестійкості, так і електронного механізму стиснення струму.

Прагнення створити ПНП, об'єднавши переваги польових і біполярних транзисторів, призвело до розробки біполярного транзистора з ізольованим затвором (IGBT). Сучасні IGBTs працюють при пробивній напрузі більше 5кВ [16], струмом більш 1.2кА, [17]. Сучасні 600В IGBTs можуть комутувати струм з частотами понад 100 кГц при жорсткій комутації [18] і більше 300 кГц при м'якій комутації [18]. Структурно IGBT діляться на РТ (punch-through) – з пульсаціями і NPT (non-punch-through) -без змикання. У РТ-приладів додатково є p^+ -буферний шар між p^+ -підкладкою і n^- -епітаксильної областю [19-21], що збільшує частотні властивості і зменшує струм розсмоктування посилення р-п-р-транзистора. У NPT IGBT p^+ -буферний шар відсутній, що, з одного боку, призводить до зменшення прямого падіння напруги колектор-емітер, але, з іншого боку, збільшує час розсмоктування і втрати вимикання на високих частотах. Сучасні РТ IGBT [22-26], наприклад, з компанії Advanced Power Technology, завдяки технології зниження товщини n^- -епітаксильної області мають величину прямого падіння напруги не більш, ніж у NPT-приладів [10].

Модифікація IGBT з збільшеною інжекцією (IEGT Injection Enhanced Gate Transistor) [27], дозволила об'єднати переваги IGBT по малій потужності управління, малим комутаційним втратам і широкій ОБР з перевагами GTO за низького прямого падінням.

1.2. Забезпечення динамічних і статичних параметрів високовольтних імпульсних діодів

Вимоги до потужних ШРД, застосовуваним в якості елементної бази керованих твердотільних ключів, вельми жорсткі і технологічно тяжко виконувани, так як вони не повинні поступатися IGBT по пробивній напрузі, швидкодії і повинні мати оптимальне поєднання статичних і динамічних параметрів [28-30]. Крім того, ШРД повинні забезпечувати м'який характер зворотнього відновлення і мати підвищену стійкість до високих швидкостей зростання зміни струму комутації при роботі на індуктивне навантаження [31-35]. В сучасних високовольтних діодах поліпшити «м'якість» відновлення можливо за рахунок збільшення товщини діода [36] або реалізацією емітерної концепції. Так, наприклад, "р-і-п / Шотткі діод", складається з послідовності р + - областей і областей з переходом Шотткі [35] (рис. 1.1, а) і забезпечує «м'якість» перемикавання для приладів з напругою пробою - 600В. Подальше поліпшення режиму зворотнього відновлення можливо шляхом зменшення концентрації домішок у емітері [36, 37] (рис. 1.2, б), що призводить до збільшення падіння прямої напруги і динамічної стійкості [38]. Комбінування пористроїв осередкованої структури і структури з чередуючимися p^+ і p^- областями, так само зменшує динамічну стійкість через наявність дрібних слабологованих областей (з концентрацією носіїв менше 10^{16} см^{-3}), так як при зворотньому зміщенні області дрібного переходу не завжди захищаються за рахунок перекриття об'ємного заряду суміжних p^+ -областей, що обумовлено поверхневими дефектами кристалу,

котрі виникають при проведенні технологічних операцій. Зазначені недоліки можна усунути шляхом формування глибокої (6-20 мкм) слабологованої (менше $7 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$) області емітера і подальшого легування поверхневого шару до концентрації $5 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ для забезпечення надійного контакту емітера з металом.

Рис. 1.1. Структури емітерів швидко відновлюючихся діодів [38]: а) з рп - Шотткі структурою; б) емітером з низькою концентрацією носіїв.

Найкращими динамічними параметрами володіють матричні діоди p^+r^- - Шотткі. Однак при температурі 125 °С зворотні струми цих діодів виявився значно більшими в порівнянні з іншими типами діодів (до 4 мА), що не дозволяє використовувати їх у якості елементної бази керованих твердотільних ключів постійного струму. У той же час, по виходу придатних діодів з глибоким r^- шаром емітера перевершували в півтора рази діоди з p^+ -Шотткі з осередкованими структурами емітера. Очевидно, така структура емітера краща з точки зору одночасного забезпечення "м'якого" відновлення зворотнього опору і технологічності виготовлення ШРД.

1.2.1. Структура діодів з обмеженою рекомбінаційною областю бази $\text{p}^+\text{N-p-n}^+$.

Наявні недоліки в реалізації високовольтних імпульсних діодів можуть бути зменшені при застосуванні структури з обмеженою по глибині рекомбінаційною областю $\text{p}^+\text{N-p-n}^+$ (рис. 1.2, а) [40], які виготовляються методами дифузійно-епітаксильної технології або багат шарової епітаксії. При протіканні прямого струму через структуру діода накопичується заряд неосновних носіїв в базі діода, зосереджений в основному поблизу кордону p-n переходу. При перемиканні діода для забезпечення високої швидкодії приладу досить, щоб частина бази поблизу p-n переходу (близько 2 дифузійних довжин) мала підвищені рекомбінаційні властивості по відношенню до основної частини бази, яка забезпечує необхідну напругу пробую.

Рис. 1.2. Структура (а) і розподіл (б) концентрації ННЗ в базі діода [39].

Область Н являє собою частину p -базі і примикає до p-n переходу, має мінімально досяжний час життя τ_1 . Товщина області p дорівнює двом-трьом дифузійним довжинам в цій області, для зменшення і локалізації поблизу переходу основної частини накопиченого заряду (рис. 1.2, б). Загальна товщина бази W забезпечує необхідну пробивну напругу. Час життя носіїв в другій області значно більше, ніж в першій $\tau_1 \ll \tau_2$, що необхідно для модуляції провідності широкої частини бази, і забезпечення низького прямого падіння напруги. При перемиканні діода велика частина накопиченого заряду, швидко розсмоктується з постійною часу (τ_1). Менша частка накопиченого заряду в найширшій частині бази буде розсмоктуватися з постійною часу (τ_2), котра вище (τ_1), у результаті цього виникає дифузійний потік дірок з другої області в першу. Якщо час прольоту H -області буде вище, ніж (τ_1), то велика частина дірок рекомбінує в ній, знижуючи частку дірок, що випливають в зовнішній ланцюг, тим самим, зменшуючи час відновлення зворотнього опору. Крім цього, в подібній структурі зменшується заряд перемикання, що знижує енергетичні втрати в перехідному режимі. Величина зворотньої напруги відповідає інтегралу від розподілу поля по координаті. Пробій p-n переходу настає при досягненні максимального значення

критичної напруженості поля, при якому настає ударна іонізація атомів напівпровідника [40].

Зі збільшенням концентрації домішків в низькоомній базі від до см^{-3} критична величина поля зростає від В/см до В/см. Відповідно, для структур з досить тонкою високолегованою областю можна отримати величину пробивної напруги аналогічну, як у діода з високоомною базою або більш високого значення. Наявність високолегованої області бази дозволяє проводити легування рекомбінаційною домішкою (золотом) до високих рівнів, що забезпечить підвищення швидкодії діода [41]. При цьому сильнолегова область Н виступатиме в ролі геттера для атомів золота в низьколегованій області структури, що знижує ймовірність перекомпенсації цієї галузі і збільшення прямого падіння напруги.

Для забезпечення високого рівня пробивної напруги і малого прямого падіння напруги необхідно, щоб товщина низькоомної області Н була достатньо точно мала, менше величини ОПЗ при виникненні пробою для діода з однорідною базою, що має концентрацію N_1 . У той же час для забезпечення швидкодії товщина Н повинна бути досить велика, близько двох дифузійних довжин ННЗ, щоб локалізувати накопичення надлишкового заряду в області з високими рекомбінаційними властивостями. Компромісне значення товщини високолегованої бази оцінюється з часу прольоту носіїв заряду. Структури з обмеженою рекомбінаційною областю забезпечують зменшення часу відновлення зворотного опору в п'ять і більше разів в порівнянні з теоретичним при збереженні рівня пробивної напруги.

1.2.2. Структура діода з гетерогенними по площі рекомбінаційними властивостями.

Для забезпечення високої швидкодії діодів найбільше поширення отримали технологічні методи зниження часу життя носіїв заряду, такі як легування бази р-п переходу рекомбінаційними домішками (Au, Pt для кремнію) [42] і радіаційної обробки. Збільшення темпу рекомбінації через введені центри призводить до зменшення часу життя. Для радіаційної обробки використовуються частки високих енергій: γ -кванти, β - випромінювання (електрони), N (швидкі нейтрони), P (протони), α -частинки. Час життя носіїв заряду в опроміненому напівпровіднику зменшується пропорційно поглиненій дозі або інтегральному потоку (Φ [см^{-2}]):

- де, - час життя ННЗ до опромінення;
- коефіцієнт радіаційної зміни часу життя.

Сучасні методи контролю часу життя використовують технології імплантації, **RTA** (швидкодуючого термічного віджигу), низькотемпературну дифузю [43-45] або комбінацію іонно-променевого опромінення з електронним опроміненням [46,47] або дифузєю важких металів [48]. До недоліків методів зниження часу життя слід віднести збільшення рівня зворотніх струмів, обумовлених збільшенням темпу теплової генерації, збільшення питомого опору, а значить, прямого падіння напруги діода.

Зняття протиріччя забезпечення високого рівня пробивної напруги, високої швидкості перемикавання і малого падіння напруги імпульсного діода можливо при реалізації структури р-п переходу з високоомною базою, в якій створюються локальні по площі рекомбінаційні області по всій глибині бази. Подібна структура може бути реалізована, наприклад, опроміненням пластини з діодними структурами потоком α -частинок або протонів через відповідну маску. У прямому

зміщенні практично весь струм проходить по нерекомбінаційній області бази, в якій опір не збільшується, а, отже, постійна пряма напруга не відрізняється від вихідної неопроміненої структури. На (рис. 1.3) [50] зображена структура р-п переходу з локальними рекомбінаційними областями в базі (1-провідна неопромінена область, 2 рекомбінаційні області).

Рис. 1.3. Структура діода (а) і вид зверху (б).

У рекомбінаційних областях (рис. 1.3) опір великий через відсутність ефекту модуляції провідності і величина накопиченого заряду при прямому зміщенні мала. При перемиканні діода в зворотне зміщення накопиченого в неопромінених ділянках бази заряд буде розсмоктуватися в латеральному напрямі в рекомбінаційній області, де буде відбуватися процес рекомбінації надлишкових носіїв заряду. Час життя носіїв заряду в рекомбінаційних областях може бути зменшено до граничних значень, визначених поглиненою дозою α -частинок, яка в даному випадку не лімітується концентрацією легуючої домішки в базі. Якщо відстань між рекомбінаційними областями (б) буде менше, ніж товщина бази **W_B** забезпечуюча необхідну напругу пробую, то швидкодія такої структури буде вище, ніж у традиційної.

1.2.3. Охоронні і подільні кільця в структурі діодів на основі р-п переходу і бар'єра Шотткі.

Потужні діоди Шотткі (ДШ) для силової електроніки виготовляються на основі кремнію n-типу, мають робочі струми до декількох сот ампер, висока швидкодія, але низькі робочі напруги, що не перевищують декількох десятків вольт [50], що пов'язано з наявністю крайових ефектів при лавинному пробіі

бар'єру Шотткі на периферії металевого контакту. Для зменшення просторової кривизни бар'єру Шотткі формують більш глибоку з меншою концентрацією (або градієнтом концентрації) домішкову область у вигляді кільця (рис. 1.4, а) [49]. Через більш низьку концентрацію (або градієнта I , концентрації) товщина ОПЗ на периферії р-п переходу більше, ніж в плоскій частині, що забезпечує об'ємний лавинний пробій. Така конструкція використовується в лавинно-пролітних діодах, лавинних фотодіодах і ін., де необхідно виключити поверхневий пробій. У діодах з бар'єром Шотткі охоронне кільце дозволяє значно знизити струми витоку і підвищити напругу лавинного пробую. Недолік такої конструкції-зниження швидкодії через збільшення ємності. Для діодів з бар'єром Шотткі на великих токах можлива інжекція неосновних носіїв заряду з охоронного кільця, що також призводить до зниження швидкодії.

Подільне кільце являє собою дифузійну область, розташовану на фіксованій відстані по периметру основного р-п (рис. 1.4, б) [49]. Можливі конструкції з двома і більше подільними кільцями. При збільшенні зворотньої напруги ОПЗ розширюється як в глиб, так і латерально і при певній напрузі ОПЗ периферії змикається з подільним кільцем і подальше збільшення потенціалу буде ділитися між основним і перехідним кільцем n-база в латеральному напрямку. В результаті зменшується просторова кривизна і напруженість поля на поверхні ($\delta s > \delta v$), що підвищує значення напруги пробую.

Рис. 1.4. Структура діодів з бар'єром Шотткі з охоронним кільцем (а) і з охоронним і подільним кільцями (б) [49].

1.2.4. Матрична структура імпульсних діодів з комбінацією бар'єру Шотткі і р-п переходу і об'ємним подільним шаром в базі.

Сучасні суміщені PIN діоди з бар'єром Шотткі (**MPS**) [50,51] і саморегулюючі р-еміттерні потужні діоди (SPEED) [52] мають конструкцію,

засновану на структурованих анодах, дозволяють забезпечити високі швидкості перемикання, при низькому прямому падінні напруги, високій зворотній напрузі і високій надійності.

В роботі [51, 53] представлений комбінований діод PIN з бар'єром Шотткі (MPS) показує краще співвідношення між низькою напругою від того стану і втратами перемикання, при високій напрузі пробою, використовуючи метод управління осьового часу життя [53-57]. Конструкція сучасного комбінованого PIN з бар'єром Шотткі діода з IGBT представлена в роботі [58]. Застосування радіаційних методів управління часом життя в 80-их і на початку 90-их років було обмежено в промисловому виробництві [59]. В наш час технології опромінення важкими частинками відпрацьовані і отримують широке комерційне застосування [56]. За останні 10-15 років створені комбіновані структури з оптимальним співвідношенням втрат відкритого стану і комутаційних втрат [60-68].

Структура (рис. 1.5.) Дозволила забезпечити рівномірність розподілу плазмизавдяки локальній зміні часу життя носіїв при опроміненні важкими частинками [68]. Структура суперпереходу (SJ) [69] і структура об'ємного подільного шару (ОПШ) [70, 73] так само дозволяють подолати кремнієвий поріг. При проектуванні діода з бар'єром Шотткі та структурою ОПШ (рис. 1.6, а) показав кращий опір відкритого стану в порівнянні з структурою суперпереходу (рис. 1.6, б). ОПШ з бар'єром Шотткі має так само перевагу перед структурою суперпереходу при виготовленні приладу, так як ця структура не вимагає прецизійного контролю дози впровадження бору в р-прихованому шарі для забезпечення балансу заряду, ні суміщенні прихованого шару з структурною поверхнею [69]. Діод з бар'єром Шотткі та структурою суперперехода має характеристику жорсткого зворотнього відновлення [76], [77], в той час як, ОПШ з бар'єром Шотткі має м'яку характеристику відновлення, так як шар дрейфу поступово виснажується, як і в звичайному діоді з бар'єром Шотткі (рис. 1.6, с). Так само оскільки розробка структури суперперехода передбачає зменшення напруженості поверхневого поля, доза імплантації повинна, бути жорстко контрольованою, для забезпечення компенсації заряду в вертикальній області p-дрейфу і сусідніх r-областях [77], в той час, як структура з ОПШ, розроблена використовуючи механізм, подібний, охоронним кільцям. У конструкції з ОПШ НЕ проходить зменшення напруги пробою, і управління дозою бору реалізується набагато простіше, ніж для структури суперперехода. Діоди, виготовлені за такою технологією (рис. 1.7), показали можливість збільшення концентрації області p-дрейфу, більш ніж у двічі, і, відповідно, зменшення опору у відкритому стані до 50% при пробивній напрузі близько 300В.

Рис. 1.5. Схема MPS діода з опроміненням альфа-частками [68].

Рис. 1.6. Поперечні перерізи структур і розподіл напруженості електричних елементів поля [77]: а - діод Шотткі з ОПШ; б - діод з бар'єром Шотткі та з суперпереходом; с - звичайний діод з бар'єром Шотткі.

Рис. 1.7. Поперечний переріз матричної структури імпульсних діодів з комбінацією бар'єру Шотткі і r-n переходу і ОПШ в базі [77].

1.3. Біполярні дискретні і складові транзистори з розширеною областю безпечної роботи

1.3.1. Баластні опори в багатоеміттерних і багатоструктурних транзисторах.

Один із способів забезпечення рівномірності розподілу струму в багатоелементній структурі полягає у вбудовуванні в емітерні смужки баластних опорів, або використання багатоструктурної конструкції з

запаралеленими емітерами і базами, застосовуваними зазвичай в НВЧ-транзисторах. У транзисторних структурах з сильно розвиненим периметром емітера розподілення струму між частинами емітера складної (гребінчатої або сітчастої) форми, а також між окремими емітерами в **overlay**-структурі або багатоемітерній смуговій структурі надзвичайно нерівномірно, в результаті чого, через цей емітер може піти досить великий струм, який стане причиною вторинного пробою [78, 79]. Для поліпшення рівномірності розподілу струму в транзисторах додають розподілений (баластний) емітерний опір R_e , який обмежує будь-яке небажане збільшення струму через емітер (рис. 1.8). При малих баластних резисторах (менше 0.74 Ом) і при високій щільності струму диференційний опір dV/dI стає від'ємним, а струм - не керованим. Якщо R_e досить велике, транзистор абсолютно стійкий, так як диференціальний опір позитивний.

Рис. 1.8. Залежність колекторного струму від напруги при різних баластних емітерних резисторах R_e [79].

У гребінчастих структурах, наприклад, можна в якості таких резисторів використовувати ділянки самих емітерних зубців, що примикають до загальної частини емітера [80]. У структурах типу **overlay** таким резистором може служити внутрішня частина емітерної області. У багатоемітерних смугових структурах використовується спеціально звужена частина смужок емітерної металізації або плівку з якого-небудь порівняно високоомного сплаву (наприклад, ніхром), що включається в спеціально створені розриви емітерної металізації або спеціальні дифузійні області, створювані поза транзисторної структури [81]. У сучасних НВЧ-транзисторах застосовуються металізація золотом, використання стабілізує резистори, формування субмікронних дифузійних шарів, підвищення щільності упаковки топологічних елементів транзисторної структури, двошаровий колектор [82-85].

1.3.2. Розподілені технологічні шунти в емітері.

Для зменшення струму витoku при підвищених температурах і збільшення робочої напруги ключа в схемі з загальним емітером аж до U_{bc0} , емітерний перехід шунтують невеликим опором R_{BE} [49]. У ключових транзисторах для нейтралізації внутрішнього зворотного струму вбудовані в емітерні смужки технологічні шунти наведено на схемі ДЕ.ДЕ61.8.000.ТК аркуш 1, рівномірно розташовані по площі.

Рис. 1.10. Схема транзисторного ключа (а) і зміна вихідний ВАХ транзистора при шунтуванні емітера (б) [49].

Структура підвищує стійкість до теплових перевантажень за рахунок подавлення коефіцієнта посилення на малих токах ($I_{ce0} \approx I_{cb0}$) і збільшують максимальне напруження в режимі відсічення ($U_{cer} \approx U_{bc0}$), а також закорочується внутрішній зворотній струм бази на емітер.

Рис. 1.11. Фрагмент структури транзистора з технологічним шунтом в переході база-емітер [49].

1.3.3. Забезпечення однорідності розподілу щільності струму при вимиканні транзистора.

Для потужних високовольтних високочастотних (ВЧ) транзисторів, які використовуються в комутаторах безконтактних систем запалювання, схемах

управління двигунами, вторинних джерелах живлення, що працюють на індуктивне навантаження, вкрай важливим є забезпечення стійкості транзистора до вторинного пробію (ВП) в момент його виключення. Ініціював механізмом ВП є електрична нестабільність, що виникає при значеннях $U_{сг}$ значно менших, ніж граничне у транзисторних ключах, які працюють на індуктивне навантаження, доповнюючи захист від вторинного пробію [49] можна забезпечити включенням стабілітрона в ланцюг між колектором і базою потужного транзистора наведено на схемі ДЕ.ДЕ61.8.000.ТК аркуш 2. Так, транзистори електронного запалювання автомобілів працюють на індуктивність котушки запалювання, заряджаючи її під час подачі відкриваючого струму на базу. По закінченню імпульсу вторинна обмотка котушки генерує іскру

запалювання паливної суміші в циліндрі двигуна. У разі якщо енергія витрачається не повністю, вона виділяє напруга на колекторі і розсіюється в транзисторі VT3.

Для забезпечення безпечного поглинання надлишкової енергії між колектором і базою VT3 включений транзистор VT2 з обірваною базою, що має меншу напруга пробію $U_{сЕ02}$ у порівнянні з VT1 і VT3 ($U_{сЕг}$)

Тому при появі напруги на колекторі в базу VT3 втікає значний прямий струм через VT2, який нейтралізує падіння напруги від внутрішнього зворотнього струму, що протікає по опору бази і стягуючого струму емітера до центру. В результаті цього розподіл струму стає рівномірним по всій площі емітера, і транзистор не входить у вторинний пробій.

1.3.4. Гетероструктурні транзистори.

Гетероструктурні транзистори характеризуються широкозонним емітером, що обумовлює відсутність ефекту накопичення неосновних носіїв заряду в квазінейтральному обсязі емітера. Гетероперехід емітера здійснює майже односторонню інжекцію носіїв заряду, що дозволяє легувати базу сильніше, ніж емітер. Висока легованість базової області забезпечує малий опір і одночасно пригнічує ефект відтискування емітерного струму, що збільшує однорідність токорозподілення і на порядки збільшує критичну щільність струму j , падіння ефективності емітерного переходу і щільність струму Кірка, таким чином збільшуючи область безпечної роботи транзистору. Практична відсутність зворотньої інжекції знімає обмеження на товщину емітера і зменшує паразитну ємність емітера. В області великих токів колектора для гомогенних транзисторів зростання інерційності спостерігається у всіх областях транзистора. Для гетероструктурних транзисторів залежність $f_{\psi}(I_c)$, буде зростати в усьому діапазоні струмів, так як в транзисторах з широкозонним емітером відсутні ефекти накопичення неосновних носіїв заряду в квазінейтральній області емітера ($C_{де}=0$).

У гетероструктурних транзисторах основним ефектом стабілізації розподілення густини струму по площі емітера є внутрішній зворотній від'ємний токотемпературний зв'язок [49], зумовлений зменшенням (на відміну від кремнієвих) коефіцієнта посилення зі зростанням температури. Для НВЧ транзисторів, що працюють на більш високих частотах, проявляється додатковий ефект депферування неоднорідності розподілу потужності, пов'язаний із збільшенням температурної залежності зарядної ємності емітера при великих рівнях інжекції. В області з підвищеним виділенням потужності відбувається збільшення інерційності локального емітера $\tau_{Е} \equiv \tau_{Е}(T) \cdot C_{зЕ}(T)$

В результаті цього ефекту гранична частота елементарного транзистора знижується, що призводить до зменшення модуля коефіцієнта посилення і змінного струму колектора, тобто виділяється потужності. Цей ефект пояснює експериментальні результати в генераторних транзисторах, що володіють більш високою потужністю розсіювання в режимі НВЧ генерації, в порівнянні зі стаціонарним режимом.

1.3.5. Структура транзистора з тришаровим колектором.

Потужний біполярний транзистор (ПБТ) [86] - є найпершим керуючим пристроєм з досить гарною прямою і зворотною характеристиками. Його динамічна робота і швидкість перемикання краще, ніж у таких же запираючих тиристорів (ГТО). Однак, співвідношення між його пробивною напругою і прямим падінням напруги незадовільне. Управління приладом складне і супроводжується втратами, так як ПБТ-струмовий прилад. Прямі і зворотні характеристики також значно обмежені вторинним пробоем [87].

У високовольтних транзисторах для розширення ОБР в сторону великих токів використовують структуру з двошаровою базою і тришаровим колектором [49]. Структура і розподіл поля в транзисторі з тришаровим колектором представлена на (рис. 1.13).

Рис. 1.13. Структура транзистора з тришаровим колектором [49].

Перший шар більш легований на відміну від бази, запобігає локальному змиканню, що приводить до стягання струму. Між n^- і n^+ областями колектора вбудовується проміжний порівняно високолегований шар ($5 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$) товщиною (20...30) мкм. У стаціонарному режимі відсічення напруга U_{CER} блокує товстий низьколегований n^- -шар. У динамічному режимі при великій щільності струму, що приводить до відтискання поля до кордона n^- , додатковий шар, блокує цю напругу.

1.3.6. Структура транзистора з об'ємним подільним шаром в тілі колектора.

Одним з методів підвищення характеристик є оптимальна побудова прихованих дискретних (за конфігурацією) шарів з протилежним типом провідності в об'ємі високоомної області колектора. Підвищення граничного значення робочої напруги біполярних транзисторів за допомогою об'ємних подільних шарів (ОПШ) в тілі високовольтного колектора [88].

ОПШ (рис. 1.14) являє собою локальні області протилежного типу провідності з регулярною структурою, відстань між якими не перевищує подвоєної товщини області просторового заряду, а глибина залягання під колекторним переходом не перевищує товщину області просторового заряду при цій напрузі. При зворотньому зсуві колектора об'ємний подільний шар розподіляє напруження між основним колекторним переходом і переходом об'ємний подільний шар - колекторна область, аналогічних дії подільних кілець в планарних р-п переходах.

Введення об'ємного подільного шару веде за собою збільшення опору колектора через зменшення його ефективної площаті. Однак у зв'язку з тим, що в режимі насичення проявляється модуляція провідності тіла колектора, це збільшення буде не дуже значним.

Рис. 1.14. Структура високовольтного біполярного транзистора з ОПШ [88].

1.4. Польові та інжекційно-польові прилади

1.4.1. Польові транзистори з ізолюваним затвором і суперпереходами в області стоку.

Опір у відкритому стані традиційного високовольтного MOSFET-транзистора визначається в основному опором дрейфової області приладу. Її товщина і ступінь легування визначають блокуючі властивості приладу і для збільшення блокуючої напруги, необхідно з одного боку зменшити рівень легуваності інший збільшити товщину області. Основне обмеження використання приладу в області високої напруги і високої щільності струму традиційного потужного MOSFET описується так званою «кременевою межею»
$$R_{on} = 8.2 \cdot 10^{-9} \cdot V_B^{2.5} \cdot \Omega \cdot \text{cm}^2$$
.

Для подолання вищезгаданої межі і зменшення опору дрейфової області була запропонована CoolMOS структура, в якій питому провідність забезпечують тільки

основні носії заряду. У структури приладу введені додаткові вертикальні р-області, що компенсують залишковий n-заряд і збільшуючи рівень легування дрейфової області приладу, що дозволяє досягти високого порогу пробивної напруги з більш високим рівнем легування області дрейфу. Структура елементарної комірки в CoolMOS приладу представлена на (рис. 1.15). У роботах [97-103] показано, що така конструкція забезпечує високу пробивну напругу, значне зменшення струму витоку приладу, ємності входу і виходу і комутуючих перехідних часів. Сучасна технологія CoolMOS в даний час дозволяє досягти 5-ти кратного підвищення опору у відкритому стані в порівнянні з MOSFET приладами 600В класі [104].

Висока напруга пробою в CoolMOS структурі досягається завдяки ефекту компенсації заряду P і N областей під час вмикання більш рівномірного розподілу напруженості електричного поля навідрізу від трикутного як в VDMOS транзисторі. Використовуючи пакет моделювання ISE-DESSIS, автори [98] порівняли роботу області дрейфу VDMOS в області дрейфу суперпереходу (рис. 1.16). Розподіл потенціалу і розподілення електричного поля в області дрейфу звичайного MOSFET (рис. 1.17) такого виду (трикутне) являється причиною «Кременевої межі» [113-114]. Моделювання області дрейфу суперпереходу з тієї ж самої геометрії, але зі збільшенням рівнем легування, на величину одного порядку, показало істотне поліпшення R_{on} при збереженні пробивної напруги. На (рис. 1.18) показано співвідношення R_{on} пробивної напруги чотирьох різних структур приладу і їх теоретичних меж [98,99].

Рис. 1.15. Поперечний переріз осередку CoolMOSM транзистора [102].

Рис. 1.16. Область дрейфу звичайного VDMOS транзистора і CoolMOS транзистора [118]: а-VDMOS область дрейфу; б - зона дрейфу суперпереходу.

Для досягнення максимальної пробивної напруги в структурі супер переходу [103] потрібне дотримання балансу заряду (тобто, $N_a W_p = N_d W_n$).

Умовою балансом заряду прийняте в більшості досліджень, призводить до порівняно однорідному або постійного розподілу електричного поля, що забезпечує високу пробивну напругу. Автори роботи [99] загострюють увагу, що забезпечення умови балансу заряду можливо при симетричній геометрії, як у випадку структури суперперехода, в той час як для CoolMOS технології відбувається порушення рівноваги заряду, через фізичні обмеження технології, що значно погіршує напругу пробою структури. У разі структури CoolMOS для забезпечення максимального напруження пробою рівень легування вертикальної р-області повинен бути трохи більше ніж n-області. Недоліком CoolMOS

структури є поганий динамічний режим зворотніх діодів, що обмежує їх застосування при «жорсткій» комутації з індуктивним навантаженням.

Рис. 1.17. Розподіл напруженості електричного поля [101]: 1-в області дрейфу звичайного MOSFET; 2 -з суперпереходом.

Рис. 1.18. Співвідношення R_{on} і напруження пробою для 4 різних структур і їх теоретичних меж.

1.4.2. МДН-транзистори з характеристиками в області стоку.

Забезпечення зменшення опору провідного каналу високовольтних вертикальних МОП-транзисторів при збереженні блокуючої здатності приладу є актуальним завданням. В роботі [105] була запропонована структура вертикального МОП-транзистора з ОПШ (рис. 1.19), і представлені результати двовимірного чисельного моделювання. Структура включає протилежно леговані приховані об'ємні області (**oppositely doped buried regions (ODBR)**) в області яка забезпечує пробивну напругу. Завдяки перерозподілу напруженості електричного поля, знижується пікове значення напруженості і, можливо використання більш високого рівня легування напівпровідника, тобто може бути отримана висока напруга пробою з опором у відкритому стані нижче, ніж передбачає теоретичний максимум.

Нова високовольтна структура з об'ємним шаром протилежної провідності (об'ємний подільний шар (ОПШ)), завдяки компенсації електричного поля, дозволяє істотно знизити питомий опір i / або товщину блокуючої області в порівнянні зі звичайною структурою при такій самій пробивній напрузі, що дозволяє, таким чином знизити опір відкритого стану приладу.

Рис. 1.19. Структура вертикального МОП-транзистора з ОПШ: а - уздовж областям ОПШ р-типу; б- перпендикулярно областям ОПШ р-типу.

В роботі [81] теоретично розглянуто виробництво подібних структур та представлені результати двовимірного моделювання. Було виготовлено 500V VD-МОП - транзистори, з такою структурою в області дрейфу. Результати показують, що опір у відкритому стані такої структури нижче, ніж значення, обмеження "кремневої межі".

1.4.3. Біполярні транзистори з ізованим затвором IGBT.

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) являє собою двохкаскадний з'єднаний за схемою Шиклаї n-канального MOSFET транзистора і високовольтного р-n-р біполярного транзистора. Сучасні технології виготовлення IGBT з проколом бази (Punch Through - PT, або епітаксіальна структура), без проколу бази (Non Punch Through - NPT, або гомогенна структура) і з затвором-канавкою (Trench-gate) і т.д. являють собою відображення пошуку оптимального технологічного компромісу, що дозволяє досягти або хороших статичних характеристик при прийнятному рівні динаміки, або навпаки хороших динамічних характеристик при прийнятному рівні статистики. У теперешній час NPT IGBT структура є домінуючою високовольтної структурою IGBT завдяки високій надійності, кращих статичних і динамічних харатеристиках і відсутності контролю часу життя в порівнянні з PT IGBTs [95-101]. На відміну від приладів PT IGBT, в кристалі NPT IGBT відсутня N + буфер, а товщина кремнієвої пластини значно менше (рис. 1.20). Застосування більш тонких пластин дозволило знизити заряд затвора і поліпшити характеристики перемикання, особливо при високих температурах. Прилади NPT IGBT позбавлені основного недоліку PT IGBT - негативного температурного коефіцієнта напруги насичення колектор-

емітер відкритого транзистора, що порушує баланс струмів при паралельному включенні приладів. Розроблена фірмою **Toyota** структура GBT з використанням управління локальним часом життя іонами гелію з високою енергією і технологією субмікронної траншеї дозволили забезпечити низьку пряму напругу до 1.55V при 250A/см² і достатньо точну потужність короткого замикання.

Рис. 1.20. Поперечний переріз PT IGBT і NPT IGBT [104].

У **NPT** IGBT з затвором-канавкою, виконуваних TrenchStop (+ Fieldstop) (рис. 1.21), завдяки конструкції затвора досягнуто значне зниження напруги насичення і зниження (на 40%) втрат провідності без зменшення швидкодії [105]. Впровадження конструктивно технологічних рішень, що використовують активне недонасичення транзисторного ключа, так само дозволяє помітно знизити і стабілізувати за величиною тимчасові параметри, при збереженні невеликих (<1,5 В) значень залишкової напруги (UCESAT); впровадження конструктивно-технологічних рішень використовуючи технологію багаторазової епітаксії з «перфорованим» емітером, дозволяє розширити області безпечної роботи ОБР (F) і ОБР (R) і підвищити переважувальні можливості транзисторів, як по току, так і за напругою. Сучасні комутуючі ключі типу SwitchMax, SwitchMode, H2**BiP** працюють при частотах від 10 до 50...70 кГц при рівні вихідної потужності від одиниць Вт до декількох кВт [76-80]. Ефективне зниження прямого падіння напруги в IGBT, можливо використовуючи метод акумуляції носіїв з боку емітера IGBTs [74-76] або шляхом обмеження напруженості електричного поля IGBT, використовуючи концепцію суперперехода (SJ) і структури.

Рис. 1.21. Структура стандартного IGBT [104]: а -NPT-транзистор; б-TrenchStop (+ FieldStop) транзистор.

Для поліпшення характеристик IGBTs, автори [85,96] застосували концепцію ОПШ в структурі **IGBT**. На (рис. 1.22) показано поперечний переріз і розподіл напруженості вертикального електричного поля звичайної структури (рис. 1.22, а) і структури з ОПШ (рис. 1.22, б). У новій структурі утворюються два піки електричного поля; один пік розташований в р + шар / n- епіслой, інший біля р-об'ємний шару / n + буферний шару. В результаті поділу пікового значення напруженість зменшується максимальна напруженість в ОПЗ. Моделювання структури з ОПШ (рис. 1.23). Показали [90], що в порівнянні зі звичайною структурою (рис. 1.22, а), яка має тільки n-шар, напруга пробою запропонованої структури (рис. 1.22, б) збільшилася на 50-100В, при товщині р-шару 15- 30мкм. Сучасні дослідження ведуться в напрямку комбінування данної структури та інших структур типу CSTBTS (Carrier Stored Trench-Gate Bipolar Transistor), HIGTS (Trench High-Conductivity IGBT) M FS-IGBT (The Field Stop IGBT).

У той же час, IGBT мають ряд «вроджених» недоліків-схильність ефекту «замикання», складні схеми захисту, велика вартість в розрахунку на один ампер.

Рис. 1.22. Поперечний переріз і розподіл напруженості електричного поля структури вертикального IGBT (а) і нової структури **IGBT** (б) [93].

Рис. 1.23. Залежність напруги пробою від товщини р-прихованого шару [90].

ВИСНОВКИ ПО ПЕРШОМУ РОЗДІЛУ

В першому розділі моєї дипломної роботи було проведено аналіз технологічних методів з поглибленням у фізико-конструктивні тонкощі кожного з них з метою дослідження розширення області безпечної роботи з дотриманням тих самих або кращих параметрів швидкодії, зменшення динамічних втрат потужних напівпровідникових приладів, встановлено три основних напрямки з поліпшення характеристик в трьох основних схемах.

Перший включає у себе створення суперпереходів в блокуючій області приладу котре забезпечує рівномірне розподілення електричного поля, що дозволяє досягти високої пробивної напруги з одночасним збереженні малого опору відкритого стану та високої швидкодії.

Друге для швидкодіючих інжекційних приладів метод полягає у створенні структур з гетерогенними рекомбінаційними властивостями, як за глибиною так і за площею блокуючої області, що забезпечує високу швидкодію та зменшення динамічних втрат при збереженні малого прямого падіння напруги та високих значень блокуючої напруги. Реалізується такий метод завдяки локальному опроміненню протонами та іонами гелію. Найбільш широко використовується цей метод для виготовлення високовольтних імпульсних діодів, біполярних транзисторів і тиристорів.

Третій шлях, це використання об'ємних подільних шарів в блокуючій області приладу. Існуючою перевагою ОПШ перед методом супер переходів є економічна сторона питання так як технічно ОПШ не потребує додавання прицевійних технологій під час виготовлення транзисторів.

Через це дипломний проєкт присвячена теоретичному розрахунку систем побудованих завдяки ОПШ в порівнянні з вже існуючими та більш складними та затратними моделями виробництва.

РОЗДІЛ 2. ОБ'ЄМНИЙ ПОДІЛЬНИЙ ШАР - КОНСТРУКТИВНИЙ ЕЛЕМЕНТ ВИСОКОВОЛЬТНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

2.1. Одномірний розподіл поля в діодній структурі діоду з ОПШ

Як було показано для ПНП, що використовуються в якості твердотільних ключів, вимоги до основних параметрів (опір ключа у відкритому стані, швидкодія, блокуюча напруга) знаходяться в суперечності один з одним. Аналіз катастрофічних відмов ПНП показує, що відмова проходить завдяки концентрації струму в межах малих областей активної площі приладу при досягненні граничного електричного режиму, коли втрачається стійкість вихідного токоросподілення. Струм стягується в шнур, що різко збільшує температуру локальної області структури, і кристал локально проплавляється. Таким чином, обмеження фізичних процесів призводять до нерівномірного токоросподілення в структурі ПНП за рахунок зниження напруженості електричного поля, зменшення щільності струму в транзисторній структурі, призведе до збільшення запасів по електричним і тепловим параметрам.

Досягнення цієї мети можливе шляхом оптимального побудови обсяжних подільних шарів з протилежного провідності в обсязі високовольтної області ПНП [101-103]. Об'ємний подільний шар (ОПШ) представляє собою тонку сітку з регулярною структурою вбудовану в високоомну область бази р-п переходу (рис. 2.1). Елемент цієї сітки виконаний у вигляді тонкого плоского шару прямокутної або кругової конфігурації з протилежним до бази типом провідності: для п бази використовується p^+ сітка, для р бази p^+ сітка.

Основне призначення ОПШ полягає в збільшенні обсягу (при тримірному вимірі фізичних процесів в структурі ПНП) ОПЗ і зниженні за рахунок цього напруженості електричного поля високовольтної області ПНП. Розмір елементів сітки подільного шару повинен бути співмірний з розміром кроку сітки, щоб істотно не зменшувати площі перетину п бази в прямому зміщенні. Крок сітки (відстань між елементами сітки) визначається рівнем легування високоомної бази

i

становить десятки мікрметрів (товщина ОПШ при робочій зворотній напрузі). Глибина залягання сітки W визначається півшириною товщини ОПШ при максимальній зворотній напрузі (рис. 2.2).

Рис. 2.1. Поперечний переріз сітки об'ємного подільного шару.

Рис. 2.2. Структура p^+ переходу з об'ємним подільним шаром.

Принцип дії ОПШ аналогічний дії поверхневих подільних кілець планарного p - n переходу. При досягненні зворотньої напруги величини напруги змикання подальше підвищення напруги буде перерозподілюватись між металургійним переходом і переходом сітка - база, в результаті чого, максимальна напруженість поля буде знижуватися і умови пробою (досягнення критичного значення напруженості поля) будуть реалізовуватися при більшій величині зворотньої напруги, як в структурі планарного p - n переходу з подільними кільцями. Технологічно сітка виконується в процесі двоступеневого епітаксiального нарощування n -шару на p^+ підкладку і аналогічна вбудовування заглибленого шару біполярних інтегральних схем.

Елементи сітки формуються або локальною дифузією домішки в нижній епітаксiальний шар, або іонною імплантацією. Потім наростає верхній епітаксiальний шар і формується p - n перехід.

Конструктивна міра введення ОПШ в структурі p - n переходу, спрямована, перш за все, на зниження максимальної напруженості електричного поля в структурі потужних високовольтних напівпровідникових приладів і забезпечення додаткових запасів по електричним і тепловим параметрам.

У загальному випадку для знаходження розподілу потенціалу в структурі p - n переходу з ОПШ необхідно проводити двовимірне інтегрування чисельними методами. Результати чисельного інтегрування для елемента сітки (рис. 2.3, а), проведені в [72] показали, що максимальне значення напруженості поля релізується уздовж осі x при $y=0$ пунктир, (рис. 2.3, б), що проходить через центр p^+ - області елемента сітки. Тому для якісної оцінки впливу місця знаходження сітки в базі (W) на максимальну напругу пробою в структурі з ОПШ разглянемо одномірне наближення рішення рівняння Пуассона для модельної структури [96] з нескінченно тонкими сильнолегованих p^+ -елементами (рис. 2.3).

При напрузі U , меншим U_{cm} рішення рівняння Пуассона (рис. 2.3, б, в) при граничних умовах $E(d)=0$; $U(0)=0$;

має вигляд:

Де ϵ_s - абсолютна діелектрична проникність кремнію;

$\rho(x)$ - об'ємна щільність заряду;

d - товщина області просторового заряду (ОПЗ) металургійного p - n переходу.

При досягненні напруги $U=U_{cm}$, при якому $d=W$, максимальна напруженість поля і потенціал відповідають:

Подальше збільшення напруги в структурі з ОПШ призведе до перерозподілу потенціалу між металургійним переходом і переходом p^+ - n_2 (ОПШ - n_2 база)

де U_1 , - збільшення потенціалу на металургійному p - n переході;

U_2 на переході ОПШ - n_2 база.

Шар бази товщиною W в цьому випадку представляє собою аналог діелектрика з вбудованим зарядом іонів $Q=qN_{v1}W$, а сама структура-МДП

елемента і приладу з зарядовим зв'язком. Рівняння Пуассона для областей $x \leq W$ і $W < x \leq \delta + W$ має вигляд:

з рішення (2.3) і граничної умови $U_2(W) = 0$ слідує (рис. 2.3, г, д):

Різниця потенціалів U_1 , відповідає падінню напруги на діелектрику конденсатора, поверхнева щільність заряду обкладання якого дорівнює $\Delta Q_1 = Q_2 = q N_{D2} \delta$, щільності заряду в другому шарі бази. Тому

Підставивши значення U_1 , і U_2 з (2.4) в (2.2), отримаємо:

Як випливає з (2.5), рішення рівняння Пуассона в одновимірному приближенні для р-п переходу з ОПШ може бути представлено у вигляді еквівалентної схеми, яка включає в собі дві послідовно включені ємності, одна з яких постійна (C_{10}), а друга (C_{20}) зменшується з ростом U_2 ($\delta U_2^{0.5}$).

В структурі приладу при переході від повних ємностей до питомих, необхідно враховувати двовимірну топологію ОПШ. При послідовному з'єднанні ємностей

де, - площа металургійного р-п переходу,

S_p , - площа р-елементів ОПШ.

Рис. 2.3. Розподіл напруженості поля і потенціалу в модельній структурі з об'ємним подільним шаром.

З (2.6) випливає: (2.7)

де, коефіцієнт форми ОПШ.

Аналіз (2.7) показує, що зі зменшенням коефіцієнти форми ОПШ збільшується вплив подільного шару (велика частина зовнішнього напруги блокується ОПШ). В реальній структурі з ОПШ товщина p^+ елемента має визначене значення. Тому може бути порушена еквіпотенціальність p^+ сітки і, необхідно враховувати падіння напруги по X координаті в p^+ шарі. Однак, якщо рівень легування p^+ області буде суттєво вище рівня легування бази (\gg), то цієї похибкою можна знехтувати, як це прийнято при розрахунках несиметричних р-п переходів [99].

Для з'ясування впливу розташування ОПШ (W) в структурі р-п переходу на напругу пробую розглянемо модель, в якій для спрощення

$N_{D1} = N_{D2}$ і $S_p = 0,5 S_j (\alpha = 1)$. В цьому випадку р-п перехід з ОПШ моделюється ланцюгом з двома послідовно включеними ємностями C_{10} і C_{20} .

З рівності заряду (2.7) можна визначити відповідний приріст до напруги змикання U_1 і напруга між ОПШ і п-базою (рисунок 2.3) U_2

Підставивши значення питомих ємностей, отримаємо

Використовуючи значення напруги змикання (2.1), перетворимо ці вирази до виду:

Повна напруга на р-п переході з ОПШ

Максимальна напруга (2.9) визначається лавинним пробоем або металургійного переходу ($X=0$), або переходу ОПШ - п-база ($X=W$). Якщо ОПШ знаходиться ближче до металургійного р-п переходу, ніж напівширина δ_0 , -ОПШ при напрузі лавинного пробую ($W < 0,5 \delta_0$), то при цих умовах критична напруженість поля ударної іонізації досягається в площині переходу ОПШ- п-база. Прирівнявши U_2 (2.8) до U_{B0} напрузі лавинного пробую, отримаємо залежність максимальної напруги від місця розташування ОПШ

Якщо глибина залягання ОПШ перевищує половину максимальної ОПЗ ($W < 0.5 \delta_0$), та пробій відбувається на металургійному р-п переході, і залежність максимальної напруги ОПШ приходить до вигляду:

З (2.10) і (2.11) випливає, що при для ОПШ з коефіцієнтом форми $\alpha = 1$, обидва вірази дають максимальне значення, яке складає $1,75 U_{во}$.

Отриманий результат якісно збігається з двовимірним чисельним аналізом розподілення поля в стоковій області з ОПШ МДП - транзистора [72], котрий показав наявність максимуму блокуючої напруги при ($W = 0.5 \delta_0$).

Таким чином, структура р-п переходу з ОПШ дозволяє в півтора рази збільшити блокуючу напругу в порівнянні з традиційною структурою [95]. При збільшенні числа ОПШ в базі конфігурація поля в ній буде аналогічна постійному полю в і-області р-і-п структури. Тому можливе збільшення максимальної зворотної напруги за рахунок збільшення товщини бази при збереженні малого прямого падіння напруги.

2.2. Розподіл потенціалу в структурі діода Шотткі з ОПШ

Потужні діоди Шотткі (ДШ) для силової електроніки виготовляються на основі кремнію n-типу, мають робочі струми до декількох сот ампер і дуже високу швидкодію в порівнянні з діодами на основі р-п переходів, але низькі робочі напруги, що не перевищує кількох десятків вольт. Властивості діода Шотткі багато в чому схожі з властивостями різкого несиметричного р-п переходу. Однак, оскільки перенесення заряду тут здійснюється основними носіями, швидкодія діодів Шотткі значно вище. Звідси слідує, що діоди Шотткі в принципі можуть виконувати багато функцій діодів з р-п переходами. Низькі робочі напруги ДШ перш за все пов'язані з наявністю крайових ефектів при лавинному пробі бар'єру Шотткі, які мають місце на периферії металевого контакту. Зі збільшенням зворотної напруги збільшується напруженість електричного поля в ОПЗ ДШ. При критичних полях 300 кВ/см в кремнії починається ударна іонізація електронно-діркових пар і їх лавинне розмноження, що призводить до сильного зростання зворотнього струму переходу [102]. Цей ефект найбільш виражений при слабкому легуванні напівпровідника і призводить до крайового лавинного пробію при дуже низькій напрузі (декілька вольт). Для збільшення надійності необхідно створити умови, при яких критичне значення напруженості не досягатиме на кордоні розділу метал-напівпровідник [103]. Для підвищення напруги пробієм найбільш вдалою і вживаною є структура з охоронним р-п переходом. Таким чином, при глибині залягання р-п переходу в кілька мікрометрів вдається збільшити напругу пробієм ДШ до декількох десятків вольт. Подальше підвищення вимагає створення широкого і глибокого охоронного р-п переходу. Однак при великих прямих токах р-п перехід сам починає інжектувати неосновні носії заряду (дірки) в n-область

діода. Це призводить до накопичення великого надлишкового заряду дірок, що спільно з додатковою ємністю охоронного р-п переходу погіршує швидкодію ДШ.

Наявні протиріччя в реалізації імпульсних діодів на основі БШ можуть бути зменшені при застосуванні структури з об'ємним подільним шаром (ОДШ) [89,90,94].

Реалізація прихованих (дискретних по конфігурації) шарів протилежного типу провідності в обсязі бази дозволяє збільшити обсяг ОПЗ і знизити за рахунок цього напруженість електричного поля в переході, і, отже, підвищити рівень напруги пробієм.

У структурі діода Шотткі з ОПШ (рис. 2.4) сітка р-типу виконує роль подільника напруги в базі. При напрузі, що відповідає пробією в діоді без подільного шару, в діоді з об'ємним подільним шаром напруженість поля в кожній з областей бази буде нижче критичної напруженості.

Рис. 2.4. Конструкція діода Шотткі з ОПШ в базі: 1-шар металу;
2- шар діелектрика.

Ця обставина передбачає, що пробій в такій структурі настане при великих напругах, ніж в структурі без ОПШ. Крім того, зменшується вплив крайових ефектів, оскільки зона пробією може бути зміщена в об'єм приладу.

В електростатичному наближенні (відсутність струмів провідності) рішення рівняння Пуассона для структури з ОПШ може бути змодельоване завдяки двом послідовно з'єднаним ємностям (рис. 2.5).

Ця модель справедлива при розташуванні ОПШ в межах $0 \leq w \leq \delta$ (**U_{во}**), де **U_{во}** – напруга пробією діоду без ОПШ, і при напрузі, прикладеній до структури, більшому, ніж напруга змикання першої області. При виконанні цих умов С1 є конденсатором з постійною ємністю, а С2 з змінною, яка залежить від напруги, прикладеного до другої області.

Рис. 2.5. Еквівалентна схема заміщення діода з ОПШ в базі.

На (рис. 2.6) показано розподіл поля і зростання напруги такому діоді. Як видно з цього малюнка пробією в діоді відбувається при досягненні критичної величини напруженості електричного поля. При підвищенні прикладеного зміщення від 0 до **U_{змик}** (напруги змикання) всі напруги падають на першій області (до d). Подальше зростання напруги йде в другій області при одночасному «паралельному» зростанні в першій області.

Проведемо оцінку напруги пробією для даного типу діода. Skorиставшись теоретичною моделлю, представленою на (рис. 2.5) запишемо рівняння рівності заряду при протіканні струму через діод $Q_1 = Q_2$ а, так як струм протікає однаково кількість часу $Q = I \times t$. Переходячи до напруг і ємностей (враховуючи, що С1 і С2 є плоскими конденсаторами) отримаємо такий вираз для заряду.

де С - спільна ємність діода, С1 і С2 ємності відповідних областей переходу
де U* - загальне напруга без напруги зсуву,
U1, U2 відповідна напруга в першій і другій областях.

Таким чином, з рівності заряду в першій і другій областях можна побачити відповідний приріст до напруги змикання (ΔU_1) і напруга між подільним шаром і n-базою (ΔU_2):

Де $V = U - U_{см}$; С1, С2-ємність відповідних областей.

Перепишемо систему рівнянь (2.12) через **U_{зм}** напруга змикання:

Рис. 2.6. Розподіл поля (а) і потенціалу (б) в діоді з ОПШ в базі.

Виходячи із отриманої системи, можна записати наступну систему рівнянь для повного падіння напруг:

Щоб встановити залежність між напругою пробією структури і глибиною залягання ОПШ необхідно встановити критерій досягнення U_b . В залежність від розташування ОПШ відносно до півширини ОПЗ δ_0 з (2.14) можна визначити напругу пробією в структурі з ОПШ. Для нашої структури критерієм буде служити досягнення величини критичної напруженості електричного поля Екр.

Якщо ОПШ знаходиться ближче до бар'єра Шотткі, то при цих умовах пробією структури буде визначатися ударною іонізацією на кордоні ОПШ -n- база. У цьому випадку ($w/\delta_0 \leq 0,5$),

У випадку якщо глибина залягання перевищує половину ширини ОПЗ ($(W/\delta_0) \geq 0,5$), пробій відбувається на фізичному бар'єрі Шоттки, і вираз для максимальної напруги структури має вигляд.

Таким чином, при значенні відношення обидва вирази дають максимальне значення, яке становить $1,75 U_{B0}$.

З співвідношень (2.15, 2.16), можна побудувати графік залежності пробивної напруги структури з ОПШ від глибини залягання об'ємного подільного шару W (рис. 2.7).

З (рис. 2.7) видно, що при розташуванні ОПШ на глибині $0,5W$ прикладена структурі напругу можна підвищити до значення $1,75U_{B0}$.

Отриманий результат дозволяє оцінити напруга пробою структури з об'ємним подільним шаром, яке перевищує або дорівнює напрузі пробою металургійного р-п переходу.

Максимальні напруженості поля на бар'єрі Шоттки в структурі з ОПШ при напрузі пробою при i при визначаються з (2.15) і (2.16) (рис, 2.8).

Як видно з цієї залежності, при виборі глибини залягання ОПШ менше $0,5 \cdot \delta_0$ можна домогтися умов, при яких пробій наступатиме в об'ємі бази діода, а не на контакт метал-напівпровідник. Структури подібного типу забезпечують високу зворотню напругу і надійність, аналогічну діодам на основі р-п переходу, при значно більш високій швидкодії.

Рис. 2.7. Залежність максимальної напруги від глибини залягання об'ємного подільного

Рис. 2.8. Залежність максимальної напруженості на бар'єрі Шоттки в структурі з ОПШ в режимі лавинного пробою.

ВИСНОВОК ПО ДРУГОМУ РОЗДІЛУ

В другому розділі була запропонована фізико-математична модель одновимірного розподілення поля та потенціалу в діодній структурі котра в своїй структурі має об'ємний подільний шар а рішення рівняння Пуассона показало, що р-п перехід в ОПШ може бути представлений у вигляді еквівалентної схеми, котрі включають у себе дві послідовно під'єднані ємності одна з яких постійна а інша змінна та зменшується з ростом напруги на переході ОПШ – база. Шар бази в такій моделі представляє собою аналог діелектричної підкладки з вбудованим зарядом іонів. З зменшенням кофіцієнту форми ОПШ збільшується вплив ОПШ і більша частини зовнішньої напруги блокується ОПШ. Оцінка максимально допустимої відстані до ОПШ показало наявність максимальної блокуючої напруги при $W=0,5\delta_0$, яке дорівнює $1,75 U_{B0}$, що співпадає з двовірним чисельним аналізом розподілення поля в стоковій області з ОПШ ПНП – транзистору [72].

РОЗДІЛ 3. ПІДВИЩЕННЯ ДОПУСТИМОЇ НАПРУГИ БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗСТОРА В СХЕМІ ІЗ ЗАГАЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ

Високовольтний режим роботи біполярного транзистора з прямим зміщенням емітера схильний як до теплової нестійкості, так і електронному механізму стиснення струму. Цьому сприяє поява негативного диференціального опору в локальній області за рахунок лавинного розмноження носіїв заряду. При цьому додатковий струм, буде сприяти подальшому шнуруванню струму з переходом в теплову форму вторинного пробою.

При розробці транзисторів, використовуваних в ключових схемах з індуктивним навантаженням, необхідно враховувати, що при замиканні транзистора в ньому або в інших спеціально передбачених для цієї мети елементах повинна виділитися енергія, накопичена в індуктивності при протіканні

перед вимиканням струму. Якщо при виключенні в транзисторі відбувається шнуровання струму і енергія виділяється в малому обсязі, то напівпровідниковий матеріал перегрівається і відбувається руйнування приладу.

У зв'язку з цим в роботі [99] був запропонований універсальний критерій оцінки граничної щільності потужності для ОБР біполярного транзистора, який обумовлений явищем лавинної інжекції. Для кремнієвих транзисторів величина граничної щільності потужності становить 200 кВт/см^2 . Аналогічний підхід був використаний в роботі [105] для оцінки граничної щільності потужності в біполярних транзисторах з ізольованим затвором IGBT. Проведений чисельний двомірний аналіз за допомогою пакета **MEDICI** рівняння Пуассона з урахуванням динамічного заряду показав, що, як і в разі біполярного транзистора, причиною відмови приладу є лавинна інжекція на кордоні дрейфової області $p-n^+$, яка викликає неконтрольоване збільшення струму $p-n$ транзистора, яка призводить до втрати керуваності затвором IGBT. Експериментальне значення критичної щільності потужності склало 2000 кВт/см^2 , що на порядок перевищує критичну щільність потужності біполярного транзистора. Підвищена стійкість IGBT до перевантажень по потужності пояснюється квазірівномірним розподіленням електричного поля в дрейфовій p -області внаслідок нейтралізації заряду

електронів зарядом рухомих дірок порівнянної концентрації. Саме у коефіцієнт передачі струму складеного $p-n$ транзистора повинен бути великим, незважаючи на збільшення падіння напруги відкритого ключа при зменшенні коефіцієнта посилення.

В біполярному транзисторі придушення заряду рухливих носіїв принципово неможливо. Зниження ймовірності виникнення електричної **форми** вторинного пробую в структурі потужного високовольтного біполярного транзистора і в цілях запобігання шнуровання струму, підвищення напруги вторинного пробую залучаються конструкційні заходи, пов'язані з модифікацією будови емітера [103]. Обмеження фізичних процесів, що призводять до зниження граничної напруги колектора в схемі з загальним емітером U_{α} а також усунення ділянки негативного диференціального опору на **ВАХ**, яке є безпосередньою ознакою нерівномірного токорозподілення в структурі потужного високовольтного транзистора, за рахунок зниження напруженості електричного поля і підвищення критичної щільності струму колектора в транзисторній структурі.

Ділянка негативного диференціального опору на ВАХ або «вторинний пробій» охоплює характерне для багатьох напівпровідникових приладів явище утворення «струмових шнурів» локалізованих в вузьких областях, що супроводжується різким зниженням робочої напруги $U_{\text{св.пр}}$ і втратою управління через базу. Вид ВАХ, який ілюструє це явище представлено на (рис. 3.1). Параметр $U_{\text{св.пр}}$ дуже важливий електричний параметр, що визначає мінімальну напругу пробую колекторного переходу при найгірших умовах.

Рис. 3.1. Вихідні характеристики потужного транзистора в схемі із загальним емітером (ЗЕ).

$U_{\text{св.пр}} (U_{\alpha})$ - максимально допустимий значення граничної напруги колекторного переходу при підключенні джерела живлення між выводами колектор і емітер при роботі транзистора в області посилення. Індекс α відповідає режиму пробую, при якому $M_{\alpha} = 1$ (коефіцієнт передачі струму в схемі з загальним еміте - U_{α} встановлюється з умови $g_k=0$ (диференціальний

опір колекторного переходу в діапазоні низьких частот) і $M^{\alpha} = 1$, де M коефіцієнт розмноження носіїв в переході (2.17).

де $n=3$ для n-p-n Si

$n=5$ для p-n-p Si транзисторів

де I_{ce0} - наскрізний струм транзистора при обриві ланцюга бази ($I_b=0$) або $R_b=\infty$ і при зворотньо зміщеному колекторному переході;

I_{cbo} - зворотний струм колекторного переходу при роботі транзистора в режимі відсічки.

Для біполярних транзисторів справедливо співвідношення:

де f додатковий коефіцієнт для електронів $(\beta)_n = \beta \cdot 0.5 - 0.8$;

для дірок $(\beta)_p = 1$;

- максимальне значення коефіцієнта посилення по току в схемі з загальним емітером.

Як видно з (2.18) для розумно високих значень $h_{21_{ce}}$ напруга U_{ce0} значно нижче, ніж U_{cbo} . При дуже малому емітерному струмі значення α і $h_{21_{ce}}$. Досить малі через низького коефіцієнта інжекції емітера і, відповідно, значення U_{ce0} наближається до значення U_{cbo} , при цьому розширюється пряма ОБР. Однак за рахунок наявності ділянки зворотнього диференційного опору напруга U_{ce0} завжди більше за значенням, ніж U_{α} ($U_{ce0} > U_{\alpha}$) для високовольтних біполярних n-p-n транзисторів.

Таким чином, наявність негативного диференційного опору на ділянці ВАХ $I_c(U_{ce})$ є серйозною проблемою знижує рівень U_{α} ($U_{ce} > U_{\alpha}$) у потужних високовольтних транзисторів (МВТ) і, отже, звужує пряму ОБР.

Для збільшення пробивної напруги біполярного транзистора в схемі із загальним емітером необхідно придушити ефект лавинного розмноження носіїв в колекторному переході, тобто стабілізувати напруженість поля в колекторі безпосередньо під емітером, яка не повинна перевищувати значення, при якому коефіцієнт лавинного розмноження дорівнює зворотній величині коефіцієнта передачі струму емітера. Введення об'ємного подільного шару в квазі-нейтральній області високоомного колектора (ОПШ), що представляє собою локальній області протилежного типу провідності з регулярною структурою, відстань між якими не перевищує подвоєної товщини області просторового заряду при напрузі перевертоту струму бази U_{α} а глибина залягання під колекторним переходом не перевищує товщину області просторового заряду при цій напрузі, дозволяє поліпшити граничні характеристики потужних біполярних транзисторів [92]. При зворотньому зсуві колектора ОПШ розподіляє напруження між колекторним переходом і переходом ОПШ - колекторна область, аналогічно дії подільних кілець в планарних p-n переходах. Це забезпечує зростання U_{ce} до значення U_{cbo} . У транзисторі з ОПШ при підвищенні напруги, прикладеного до колекторного p-n-переходу, збільшення напруженості електричного поля на металургійному кордоні база-колектор призупиняється, а її величина стає нижче максимальної напруженості поля за відсутності ОПШ, і не перевищує критичного значення, починаючи з якого відбувається лавинний пробій.

Введення ОПШ так само веде за собою невелике збільшення опору тіла колектора через зменшення його ефективної площі. Однак у зв'язку з тим, що в режимі насичення проявляється модуляція провідності тіла колектора, це збільшення буде незначним. Глибина залягання ОПШ може бути визначена з пробою транзистора в схемі із загальним емітером. Максимально допустима

напруга U_{α} значно нижче напруги пробою колекторного переходу U_{BCB} . Оскільки напруга перевертоту фази базового струму відбувається при умові $\alpha M = 1$, то в структурі з ОПШ необхідно виконати умову $\alpha M < 1$ за рахунок перерозподілу колекторного потенціалу, де α коефіцієнт передачі еміттерного струму, M коефіцієнт лавинного розмноження.

При збільшенні напруги колектора в структурі з ОПШ напруженість в площині металургійного p-n переходу зростає лінійно до напруги змикання з ОПШ. При перевищенні напруги цього значення напруженість поля стабілізується в зв'язку з перерозподілом надлишкового потенціалу між основним переходом і переходом ОПШ-колектор. При правильному розташуванні ОПШ напруженість поля в колекторному переході під емітером не перевищить критичного значення, що визначається інжектованим емітером носіями заряду.

Оцінку максимально допустимої відстані до ОПШ можна провести з умови лавинного пробою колекторного переходу в присутності динамічного заряду інжектованих носіїв. Скористаємося іонізаційним інтегралом як критерій лавинного пробою:

де α - коефіцієнт ударної іонізації інжектованих носіїв заряду.

На кордоні колекторного переходу під емітером має виконуватися умова $\alpha \cdot M < 1$.

Оскільки в граничному випадку відповідно

де β - коефіцієнт посилення по струму в схемі з загальним емітером.

З урахуванням підсилюючих властивостей транзистора умова пробою транзистора в схемі із загальним емітером приводиться до вигляду:

Використовуючи рівняння Пуассона для колекторного переходу з рівномірною легуванням, його рішення для максимального значення поля та апроксимацію коефіцієнта іонізації [98] у вигляді, отримаємо вираз для визначення максимальної відстані до ОПШ шару:

де ϵ відносна діелектрична постійна,

ϵ_0 діелектрична проникність вакууму,

N_c - концентрація домішок в колекторі.

З проведеного аналізу випливає, зі збільшенням концентрації домішок в колекторі і для транзисторів з більш високим коефіцієнтом посилення відстань до ОПШ зменшується.

Для експериментального підтвердження розширення ОБР були проведені дослідження різних модифікацій конструкцій біполярного транзистора на базі кристалу потужного біполярного n+-p-n-n+ транзистора КТ-841. [97]

Основні технічні характеристики приладу: $P_C \max = 50$ Вт; $U_{BCB} = 600$ В; $U_{CE \text{ ogr}} = 350$ В. Прилади виготовлялися за епітаксійно-планарною технології. Об'ємний подільний шар був сформований у вигляді суцільної сітки осередків під всією областю структури розміром 10×10 мкм (рис. 3.2).

Рис. 3.2 – Топологія елемента фотошаблону для формування об'ємного подільного шару у вигляді сітки, розміри наведені в мкм.

Рис. 3.3 – Поперечні розрізи структур транзисторів з об'ємним подільним шаром використовуваних в експерименті: А - з баластними стабілізуючими резисторами; Б - конструкція полого емітера; В - звичайна конструкція. [97]

Результати вимірювань значень параметрів транзисторів кожного типу, наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1. Результати вимірювання параметрів транзисторів.

З даних таблиці 3.1 слідує, що введення об'ємного подільного шару в структуру потужного біполярного транзистора не привело до погіршення основних електричних параметрів.

ВИСНОВКИ ПО ТРЕТЬОМУ РОЗДІЛУ

В третьому розділі на прикладі біполярного транзистору з об'ємним подільним шаром в області високоомного колектора отримано залежність максимальної відстані до ОПШ від концентрації домішок в колекторі біполярного транзистору при різних значеннях коефіцієнта підсилення. Показано, що зі збільшенням концентрації домішок в колекторі і для транзисторів з більшим високим коефіцієнтом підсилення відстань яка потрібна до ОПШ зменшується.

Проведено аналіз та експериментальні дослідження по розширенню області безпечної роботи (ОБР) потужних біполярних транзисторів. З цією метою в структуру колектора біполярного транзистора вводиться об'ємний подільний шар. Результати експериментальних досліджень показали, що застосування об'ємного подільного шару поряд з іншими конструктивними методами підняття граничних характеристик, дозволяє використовувати переваги кожного з них і отримати транзистор з максимальною площею ОБР.

Підвищення надійності електронної апаратури передбачає поліпшення гранично-допустимих параметрів потужних біполярних транзисторів. Однією з найважливіших характеристик для них є область безпечної роботи (ОБР), в якій транзистор може працювати без руйнування або деградації електричних параметрів. Розширення цієї області є вкрай актуальним завданням.

ВИСНОВОК

В результаті теоретичних досліджень, проведених у дипломній роботі, обґрунтована ефективність застосування ОПШ в структурі ПНП для розширення ОБР, запропонований технологічний метод реалізації ОПШ в блокуючій області ПНП, встановлено зв'язок між динамічною ОБР, параметрами структури і режимом роботи транзистора в ключовому режимі, що дозволило рекомендувати оптимальні структури для розробки потужних високовольтних біполярних транзисторів з максимальними граничними характеристиками, також досліджено вплив локального опромінення α -частками на зниження часу вимикання транзисторних структур з ОПШ. Основні результати роботи зводяться до наступного:

1. Представлена фізико-математична модель одновимірного розподілення поля і потенціалу в діодній структурі яка містить об'ємний подільний шар.

2. Рішення рівняння Пуассона в одновимірному наближенні поки-показало, що р-п перехід з ОПШ може бути представлений у вигляді еквівалентної схеми, що містить дві послідовно включені ємності, одна з яких постійна (С1), а друга (С2) зменшується з ростом напруги на переході ОПШ - база. Шар бази в такій моделі є аналогом діелектрика з вбудованим зарядом іонів, а сама структура - ПНП елемент приладу з зарядовий зв'язком.

3. Проведена аналітична оцінка максимально допустимої відстані до ОПШ показала наявність максимуму блокуючої напруги при розташуванні ОПШ рівній напівширині ОПЗ на рівні 1,75 $U_{во}$.

4. Проведено аналіз та експериментальні дослідження по розширенню області безпечної роботи (ОБР) потужних біполярних транзисторів. З цією метою в структуру колектора біполярного транзистора вводиться об'ємний подільний

шар. Результати експериментальних досліджень показали, що застосування об'ємного подільного шару поряд з іншими конструктивними методами підняття граничних характеристик, дозволяє використовувати переваги кожного з них і отримати транзистор з максимальною площею ОБР.

5. Підвищення надійності електронної апаратури передбачає поліпшення гранично-допустимих параметрів потужних біполярних транзисторів. Однією з найважливіших характеристик для них є область безпечної роботи (ОБР), в якій транзистор може працювати без руйнування або деградації електричних параметрів. Розширення цієї області є вкрай актуальним завданням.

SUMMARY

The diploma project of first educational level "Bachelor" by specialty 171 Electronics, specialization Electronic Instruments and Devices. National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute». Faculty of Electronics, Department of Electronic Devices and Systems. Academic group DE-61. - Kyiv: Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, 2020. - 79 p., illustration. 33, tables 1.

In my diploma project, which was devoted to the research of semiconductor devices with three-dimensional separating layers, the aim was to make tests with a three-dimensional dividing layer as a new structural element of high-power semiconductor devices. Therefore, to implement this goal, it was decided to break down this goal into stages with their alternate implementation. After determining the alternation of stages of the study, a work plan was drawn up:

Research of available and most currently used physical and structural methods and solutions to increase the maximum voltage and expand the safe range of devices built on the basis of silicon.

The use of a three-dimensional separating layer as a new structural element of high-voltage semiconductor devices.

Research of the available ways of integration of technology of volume dividing layers.

Influence of volumetric separating layers on the parameter of limiting voltage and speed of semiconductor devices.

Comparison of the studied samples of different structural types both in terms of speed and limit voltage and in terms of reliability and sensitivity.

Analyzing the obtained data with further processing and providing explanations of both weaknesses and strengths of the separately considered types.

Search for ways and methods to improve performance.

Bringing the dependence of the speed and distribution of electric and current fields.

Therefore, a lot of time was spent researching the available and most used elements to find and select information, but with the rest we have a list of the following components and methods to improve performance: diodes with a limited recombination region of the base $p^+ - H - n - n^+$; the structure of the diode with heterogeneous in area recombination properties; protective and fissile rings in the structure of diodes based on p-n junction and Schottky barrier; matrix structure of pulsed diodes with a combination of Schottky barrier and p-n junction and a three-dimensional separating layer in the base; ballast supports in multimitter and multistructural transistors; Distributed process shunts in the emitter; ensuring the homogeneity of the current density distribution when the transistor is turned off; heterostructural transistors; the structure of the transistor with a three-layer collector; the structure of the transistor with a three-dimensional

separating layer in the collector body; field-effect transistors with isolated gate and supertransistions in the drain region; MOS transistors with characteristics in the field of drain; bipolar transistors with isolated IGBT gate.

A brief description of some of the main types of structures. The desire to create a universal solution that combines the advantages of both field-effect and bipolar transistors has led to the emergence of the bipolar transistor with an isolated gate (IGBT). Modern IGBTs operate at a breakdown voltage which in some cases is more than 5 kV [16], current more than 1.2 kA, [17]. Modern 600B IGBTs can switch currents with frequencies above 100 kHz in hard switching [18] and more than 300 kHz in soft switching [18]. Structurally, IGBTs are divided into RT (punch-through) - with pulsations and NPT (non-punch-through) -without closure. RT devices additionally have an n^+ - buffer layer between the p^+ - substrate and the n^- epitaxial region [19-21], which increases the frequency properties and reduces the resorption current of the p-n-p-transistor gain. In NPT IGBT n^+ - buffer layer is absent, which, on the one hand, reduces the direct voltage drop across the collector-emitter, but, on the other hand, increases the resorption time and loss of shutdown at high frequencies.

To ensure a high level of breakdown voltage and a small direct voltage drop, the structure of a diode with a limited recombination region of the base $p^+ - H - n^+$ was proposed.

Fig. 1.1. The structure (a) and distribution (b) of the concentration of NNZ at the base of the diode [39].

From (Fig. 1.1, a, b) it is seen that to ensure the speed of the thickness H must be large enough, about two diffusion lengths of the NNZ to localize the accumulation of excess charge in the region with high recombination properties. The compromise value of the thickness of the high-alloy base is estimated from the time of flight of the charge carriers. Structures with a limited recombination region provide a reduction in the recovery time of the reverse resistance by five or more times compared to the theoretical while maintaining the level of breakdown voltage, which will somewhat smooth the peak at the turn of the diode to operate in nominal mode without breakdown.

The next way to improve performance was a diode with heterogeneous recombination properties. This means that to ensure high-speed diodes, technological methods have been used to reduce the lifetime of charge carriers, such as doping the base of the pn junction with recombination impurities (Au, Pt for silicon) [42] and radiation treatment. Increasing the rate of recombination through the introduced centers leads to a decrease in life time.

Fig. 1.2. Diode structure (a) and top view (b).

One of the significant disadvantages of such a system is the difficult and costly measures to achieve the desired parameters. Therefore, a variant of the diode with embedded in its structure protective and fissile ring was considered. Such diodes have among the main advantages operating currents up to several - hundreds of amperes, high speed, but low operating voltages not exceeding several tens of volts [50].

Examples of bipolar multicomponent transistors with extended safe operation. All the above transistor and diode structures in this category belong to the multi-component where it is clear from the name that their structure uses several single devices to ensure the operation of one system in a powerful semiconductor device. The most striking representatives of this category are transistors with a multi-emitter structure and the use of distributed process shunts in the emitter.

These systems are similar in the method of current distribution in the structure and the similarity is that for their implementation, designers have introduced into the

structure of a conventional device several connected in parallel to it. From so the structure of the multi-emitter transistor looks as shown in the drawing from the appendix and the structure of the transistor with a technological shunt in the base transition as follows:

Fig. 1.3. A fragment of the structure of a transistor with a process shunt in the base-emitter junction [49].

Such structures provide uniform distribution of field potential in the structure due to the simplification of the load on the element because the parallel connection evenly distributes the load on all series-connected elements.

But why collect several devices at once to ensure only an increase in operating capacity of the system while neglecting the parameter of speed and reliability because if the field distribution is symmetrical then the system response time will not decrease and even the reliability will not be at the highest level because the system depends on the number elements and the reliability of each individual element.

The way out of this situation is the most promising method in my opinion and it is to take the main components of the added elements and use only them. (Fig. 1.4.).

Fig. 1.4. The structure of a high-voltage, bipolar transistor with OPS [88].

The method is to add hidden discrete (configured) layers with the opposite type of conductivity in the volume of the high-impedance region of the collector. This structure is a local region of opposite type of conductivity with a regular structure, the distance between which does not exceed twice the thickness of the region of space charge, and the depth under the collector junction does not exceed the thickness of the region of space charge at this voltage.

Volumetric separating layer - a structural element of high-voltage semiconductor devices.

Physical and mathematical model of one-dimensional field and potential distribution in a diode structure that has a three-dimensional separating layer in its structure, and the solution of the Poisson equation showed that the p-n junction in the OPS can be represented as an equivalent scheme, which includes two capacitors connected in series, one of which is constant and the other variable and decreases with increasing voltage at the OPS-base junction. The base layer in this model is an analogue of a dielectric substrate with a built-in ion charge. As the coefficient of the OPS shape decreases, the influence of the OPS increases and most of the external voltage is blocked by the OPS. Estimation of the maximum allowable distance to the OPS showed the presence of the maximum blocking voltage at $W=0,5\delta_0$, which is equal to $1,75 U_{B0}$, which coincides with the two-dimensional numerical analysis of the field distribution in the drain region with OPS PNP - transistor [72].

Increasing the allowable voltage of the bipolar transistor in the circuit with a common emitter.

In the third section, on the example of a bipolar transistor with a volume separating layer in the region of a high-impedance collector, the dependence of the maximum distance to the OPS on the concentration of impurities in the collector of the bipolar transistor at different values of gain is obtained. It is shown that with increasing concentration of impurities in the collector and for transistors with a higher high gain, the distance required to the OPS decreases.

4. Conclusion

As a result of theoretical research conducted in the thesis, the effectiveness of the use of OPS in the structure of PNP for the expansion of OBR, proposed a technological method of implementing OPS in the blocking region of PNP, established a relationship

between dynamic OBR, structure parameters and transistor mode in key mode, which allowed to recommend optimal structures for the development of high-voltage high-voltage bipolar transistors with maximum limit characteristics, the effect of local irradiation with α -particles on the reduction of the switch-off time of transistor structures with OPS is also investigated. The main results of the work are as follows:

A physical-mathematical model of one-dimensional distribution of field and potential in a diode structure containing a three-dimensional separating layer is presented.

The solution of the Poisson equation in the one-dimensional approximation has so far shown that the pn junction with OPS can be represented as an equivalent circuit containing two series-connected capacitors, one of which is constant (C1) and the other (C2) decreases with increasing voltage. transition OPSH - base. The base layer in this model is an analogue of a dielectric with a built-in ion charge, and the structure itself is a PNP element of the device with a charge connection.

The analytical assessment of the maximum allowable distance to the OPS showed the presence of the maximum blocking voltage when the OPS is located equal to the half-width of the OPS at the level of 1.75 U_{vo} .

Keywords: three-dimensional separating layer, area of safe work, speed, transistor, p-n transition.

Схожість

Схожість із джерелами з Інтернету 34

1	https://revolution.allbest.ru/radio/00604791_0.html	2 Джерело	1.23%
7	https://studfile.net/preview/4193759/page:2		0.2%
9	https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/28342/1/Petrenko_bakalavr.pdf	30 Джерело	0.12%
11	https://revolution.allbest.ru/physics/00431349_0.html		0.07%

Схожість по Бібліотеці акаунту 53

2	2020-bachelor-EDS_Zelinskyy_pokryttya_fch	ID файлу: 1004030960	Institution: National Technical Universit	11 Джерело	0.42%
3	2020-bachelor-EDD_Balashov-Diodni_struktury_fch	ID файлу: 1004030964	Institution: National Technical Un	32 Джерело	0.38%
4	2020-bachelor-EDS_Hurtovyy_Volokonno-optychna_fch	ID файлу: 1004030971	Institution: National Technical	2 Джерело	0.34%
5	2020-bachelor-EDS_Tymchyk_sonyachni_elementy_fch	ID файлу: 1004030969	Institution: National Technical Universit...		0.33%
6	2020-bachelor-EDS_Kopysov_Prohnozuvannya_elektroheneratsiyi_	ID файлу: 1004030961	Institution: National Technic...		0.24%
8	Задорожний	ID файлу: 5462655	Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"		0.2%
10	Студентська робота	ID файлу: 1003946982	Institution: National Aviation University	5 Джерело	0.07%

Цитати

Цитати

3

- 1 This means that to ensure high-speed diodes, technological methods have been used to reduce the lifetime of charge carriers, such as doping the base of the pn junction with recombination impurities (Au, Pt for silicon) [42] and radiation treatment.
- 2 The way out of this situation is the most promising method in my opinion and it is to take the main components of the added elements and use only them. (Fig. 1.4.).
- 3 «Кременевої межі»