

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

МАТЕМАТИЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
Кафедра загальної та прикладної фізики

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА МАГІСТРА

на тему: **«ТЕОРЕТИЧНЕ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ
ДОСЛІДЖЕННЯ ВАХ P-N ПЕРЕХОДІВ З
ШУНТУВАННЯМ»**

Виконав студент: _____ 2 _____ курсу, групи _____ 8.1052
спеціальності _____ 105 Прикладна фізика та наноматеріали
(шифр і назва спеціальності)

предметної спеціальності _____ 105 Прикладна фізика та наноматеріали
освітньої програми _____ Прикладна фізика

_____ О. С. Фесенко

(ініціали та прізвище)

доцент кафедри загальної та прикладної фізики,
доцент, кандидат фізико-математичних наук

Керівник

_____ Яновський О. С.

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

професор кафедри інформаційної безпеки
та наноелектроніки, доктор технічних наук

Рецензент

_____ Сніжної Г.В.

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет Математичний

Кафедра загальної та прикладної фізики

Рівень вищої освіти Магістр

Спеціальність 105 Прикладна фізика та наноматеріали

Освітня програма Прикладна фізика

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри
загальної та прикладної фізики,
професор, доцент, доктор пед. н.
Андрєєв А.М.

_____ (підпис)

« _____ » _____ 2023
_____ Р.

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТОВІ
(СТУДЕНТЦІ)

Фесенко Олександр Сергійович

(прізвище, ім'я та по батькові)

1. Тема роботи Теоретичне та експериментальне дослідження ВАХ р-n переходів з шунтуванням.

керівник роботи Яновський Олександр Сергійович канд. фіз-мат. наук, доцент

(прізвище, ім'я та по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом ЗНУ від « 01 » травня 2023 року № 642-С

2. Строк подання студентом роботи 30.11.2023

3. Вихідні дані до роботи 1. Постановка задачі.

2. Перелік літератури.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)

1. Літературний огляд

2. Теоретичний аналіз особливостей р-n переходів з шунтуванням;

3. Результати та їх обговорення;

4. Висновки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): презентація.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Розділ 1	Яновський О.С., доцент	09.06.2023	09.06.2023
Розділ 2	Яновський О.С., доцент	07.08.2023	07.08.2023
Розділ 3	Яновський О.С., доцент	16.09.2023	16.09.2023

7. Дата видачі завдання _____ 15.03.2023 _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Літературний огляд	30.04.23	виконано
2.	Оформлення літературного огляду	30.05.23	виконано
3.	Теоретичний аналіз особливостей р-п переходів	20.06.23	виконано
4.	Знайомство з експериментальною методикою досліджень впливу шунтування на ВАХ р-п переходів приладів	20.09.23	виконано
5.	Вибір зразків та проведення експерименту	25.10.23	виконано
6.	Обробка та узагальнення експериментальних даних	30.11.23	виконано
7.	Оформлення диплому	05.12.23	виконано

Студент _____
(підпис)

О. С. Фесенко _____
(ініціали та прізвище)

Керівник роботи _____
(підпис)

О. С. Яновський _____
(ініціали та прізвище)

Нормоконтроль пройдено

Нормоконтролер _____
(підпис)

О. С. Яновський _____
(ініціали та прізвище)

РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота магістра «Теоретичне та експериментальне дослідження ВАХ р-n переходів з шунтуванням»: 50 с., 16 рис., 25 джерел.

НАПІВПРОВІДНИКИ, ВОЛЬТ-АМПЕРНА ХАРАКТЕРИСТИКА, ДІОД, ДВОКОМПОНЕНТНІ НАПІВПРОВІДНИКИ, P-N ПЕРЕХІД, ПОТЕНЦІАЛЬНИЙ БАР'ЄР

Мета дослідження полягає в теоретичному і експериментальному дослідженні вольт-амперної характеристики (ВАХ) р-n переходів з шунтуванням. Для досягнення цієї мети необхідно вирішити наступні завдання: ознайомитися з теоретичними основами дослідження ВАХ р-n переходів з шунтуванням; розробити методику експериментального дослідження ВАХ р-n переходів з шунтуванням та провести експериментальне дослідження.

Об'єкт дослідження - р-n перехід з шунтуванням.

Предмет дослідження - вимірювання ВАХ р-n переходу з шунтуванням.

Методи дослідження – аналітичний та експериментальний.

У теоретичній частині роботи розглядаються основні принципи роботи р-n переходів та процеси, що впливають на їх ВАХ.

Експериментальна частина роботи включає вивчення р-n переходів зі шунтуванням в лабораторних умовах.

Отримані результати дозволять поглибити розуміння фізичних процесів, що відбуваються в р-n переходах з шунтуванням, та розробити рекомендації для практичного використання цих знань у сучасних технологіях напівпровідникової електроніки.

SUMMARY

Master's thesis "Theoretical and Experimental Study of I-V Characteristics of Shunted p-n Junctions": 50 pages, 16 figures, 25 sources.

SEMICONDUCTORS, CURRENT-VOLTAGE CHARACTERISTICS, DIODE, BINARY SEMICONDUCTORS, P-N JUNCTION, POTENTIAL BARRIER

The aim of the study is to theoretically and experimentally investigate the I-V characteristics of shunted p-n junctions. To achieve this goal, it is necessary to solve the following tasks: to familiarize with the theoretical foundations of studying the I-V characteristics of shunted p-n junctions; to develop a methodology for the experimental study of the I-V characteristics of shunted p-n junctions and conduct experimental research.

The object of research is the shunted p-n junction.

The subject of the study is the measurement of I-V characteristics of a shunted p-n junction.

Research methods – analytical and experimental.

In theoretical part of this work the basic principles of p-n junction operation and the processes affecting their I-V characteristics are discussed.

The experimental part of the work includes the and study of shunted p-n junctions in laboratory conditions.

The obtained results will deepen the understanding of the physical processes occurring in shunted p-n junctions and develop recommendations for the practical use of this knowledge in modern semiconductor electronics technologies.

ЗМІСТ

Завдання на кваліфікаційну роботу студентів.....	2
Реферат.....	4
Summary.....	5
Вступ.....	7
1 Теоретичні основи дослідження ВАХ р-n переходів з шунтуванням..	9
1.1 Аналіз вольт-амперної характеристики (ВАХ) ідеального напівпровідникового діода.....	9
1.2 Фактори, що впливають на ВАХ напівпровідникових діодів	18
1.3 Методи виявлення потенційно ненадійних напівпровідникових приладів за допомогою аналізу шумів..	26
1.4 Прогнозування надійності за допомогою аналізу ВАХ.....	30
1.5 Приклади застосування технології шунтування напівпровідникових приладів.....	32
2 Експериментальні дослідження впливу шунтування на ВАХ напівпровідникових приладів.....	33
2.1 Теоретичне обґрунтування зв'язку між опором каналу витоку та параметрами ВАХ діода.....	33
2.2 Методика проведення експериментів для перевірки теоретичних розрахунків.....	38
2.3 Експериментальна установка.....	39
2.4 Обрані зразки для дослідження.....	40
3 Результати та їх обговорення.....	42
Висновки.....	47
Перелік посилань.....	48

ВСТУП

Перспектива зростання економічного потенціалу безперечно пов'язана з проникненням електроніки в усі галузі життєдіяльності, техніки і науки. Особливо насиченими електронікою стають майже усі види виробництва та інформаційних технологій. На сьогодні напрямки електроніки можна пов'язувати з електронними явищами у відповідних середовищах або ж із галузями її використання. Так, відокремлюють твердотільну, вакуумну, плазмову, квантову електроніку та ін.

З розвитку фізики напівпровідників, створення твердотілих електронних приладів для генерування та підсилення електричних сигналів стало можливе лише на базі монокристалічних напівпровідників (монокристали германію, кремнію), що мали властивості, на яких базуються напівпровідникові діоди і транзистори, що мають експлуатаційні характеристики, кращі ніж у електровакуумних ламп. Тому розвиток фундаментальних і теоретичних знань у фізики напівпровідників і теорії р-п-переходів, структур метал-діелектрик-напівпровідник є актуальною задачею [1].

Потреба визначення опору витоку може виникати при вхідному контролі комплектуючих, при аналізі причин відмови напівпровідникових приладів, при контролі технологічних процесів виробництва напівпровідникових приладів з шунтуванням р-п-переходу (наприклад, шунтування катодного еміттерного переходу в тиристорах). Проте просте вимірювання опору омметром може не дати корисних результатів, оскільки невідомо зарані, чи відповідає діюча в омметрі напруга тій ділянці ВАХ досліджуваного приладу, яка визначається переважно величиною R витоку, а опір зворотної гілки ВАХ може в деяких випадках бути порівняним з R витоку.

Вимірювання ВАХ по точкам з наступним виділенням лінійної ділянки та визначенням R витоку через кут нахилу цієї ділянки потребує багато часу.

Відомо, що вимірювання m - характеристики, так званого коефіцієнта неідеальності, як діодів, так і транзисторів, широко використовується для прогнозування надійності досліджуваних приладів. Прогнозування засноване на статистиці відмовлень приладів з певним значенням m при конкретному значенні прямого струму. Певний характер залежності $m = f(I)$ відповідає одній з причин неідеальності приладу. Зокрема, максимум на $m = f(\ln I)$ свідчить про наявність каналу витоку в приладі.

Метою роботи є розробка методики визначення величини опору каналу витоку по положенню максимуму на кривій

Результати дослідження були апробовані на XVI університетській науково-практичній конференції студентів, аспірантів, докторантів і молодих вчених «Молода наука-2023», що проходила 17-22 квітня 2023 року, а також на науково-методичному засіданні кафедри загальної та прикладної фізики ЗНУ (протокол № 4 від 27.11.23).

Кваліфікаційна робота магістра містить: вступ, три розділи, висновки, перелік посилань (25 джерело), 16 рисунків.

1 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ДОСЛІДЖЕННЯ ВАХ P-N ПЕРЕХОДІВ З ШУНТУВАННЯМ

1.1 Аналіз вольт-амперної характеристики (ВАХ) ідеального напівпровідникового діода

Діоди, будучи напівпровідниковими елементами, дозволяючи струму протікати лише в одному напрямку та блокуючи його в зворотному. Якість напівпровідникових приладів значною мірою залежить від характеристик їхнього р-n переходу. Саме тому, визначення параметрів ВАХ р-n переходу тісно пов'язане з виявленням дефектів, що можуть вплинути на надійність приладу.

Форму ВАХ можуть впливати численні чинники, як-то конструкція діода, властивості напівпровідника, стан його поверхні, температура оточення тощо. Завдяки такій різноманітності впливів, розробка точної аналітичної моделі ВАХ є складним завданням, де часто доводиться використовувати спрощення.

Шоклі розробив теоретичний вираз для ВАХ ідеального р-n переходу, виходячи з певних припущень:

1. Область просторового заряду (ОПЗ) має чітко визначені межі. Всередині цієї зони контактний потенціал і зовнішня напруга, прикладена до діода, зосереджені, тоді як поза ОПЗ напівпровідник є нейтральним і електричне поле в ньому відсутнє. Таким чином, неосновні носії заряду переміщуються через ОПЗ виключно завдяки дифузії.

2. У ОПЗ концентрація носіїв заряду залежить від енергії згідно з розподілом Больцмана. Число носіїв заряду, що можуть перетнути потенціальний бар'єр р-n переходу, експоненціально зменшується з підвищенням висоти бар'єру.

3. Рівень інжекції є низьким, що означає, що концентрації інжекттованих неосновних носіїв невеликі порівняно з концентрацією основних носіїв заряду.

4. ОПЗ вважається дуже тонкою, так що можна ігнорувати струми генерації та рекомбінації в ній, забезпечуючи постійність електронних та дірчастих струмів у межах ОПЗ.

5. р- і n-області діода вважаються напівнескінченними, що гарантує рекомбінацію всіх надлишкових неосновних носіїв заряду до досягнення металевих контактів.

Під такими припущеннями Шоклі вивів рівняння для ВАХ ідеального р-n переходу.

$$I = I_0 \cdot [\exp(\frac{qu}{kT}) - 1] \quad (1.1)$$

де струм насичення (тепловий струм)

$$I_0 = q \cdot S \cdot \left(\frac{L_n \cdot n_{po}}{\tau_n} + \frac{L_p \cdot P_{no}}{\tau_p} \right) \quad (1.2)$$

Нерідко користуються позначенням

$$\varphi_T = \frac{KT}{q} \quad (1.3)$$

φ_T називають температурним потенціалом.

Нагадаємо, що в рівнянні Шоклі $U=U_{pn}$

Враховуючи залежності

$$L_n = \sqrt{D_n \cdot \tau_n}, \quad L_p = \sqrt{D_p \cdot \tau_p} \quad (1.4)$$

Вираз (1.2) можна переписати інакше:

$$I_0 = q \cdot S \cdot n_i^2 \cdot \left(\frac{1}{P_{po}} \sqrt{\frac{\ddot{A}_n}{\tau_n}} + \frac{1}{n_{no}} \sqrt{\frac{\ddot{A}_p}{\tau_p}} \right) \quad (1.2 \text{ а.})$$

або

$$I_0 = q \cdot S \cdot \left(\frac{n_{po} \ddot{A}_n}{L_n} + \frac{P_{no} \ddot{A}_p}{L_p} \right) \quad (1.2 \text{ б.})$$

Давайте розглянемо фізичну природу струму насичення, виходячи з рисунку 1.1, який показує поперечний переріз діода, орієнтований перпендикулярно до площини р-п переходу. Цей перехід є асиметричним. На малюнку штриховкою позначена область просторового заряду (ОПЗ), яка розширюється від площини р-п переходу в р-область на відстань ХА та в п-область на відстань ХД. Товсті лінії представляють металізацію, яка забезпечує електричний контакт з напівпровідником [3].

Струм насичення генерується неосновними носіями заряду, які з'являються через теплову генерацію на відстанях від межі ОПЗ, що не перевищують довжину дифузії L. Рекомбінація цих неосновних носіїв, які утворилися на відстані, що перевищує L від ОПЗ, відбувається до того, як вони потрапляють в електричне поле ОПЗ.

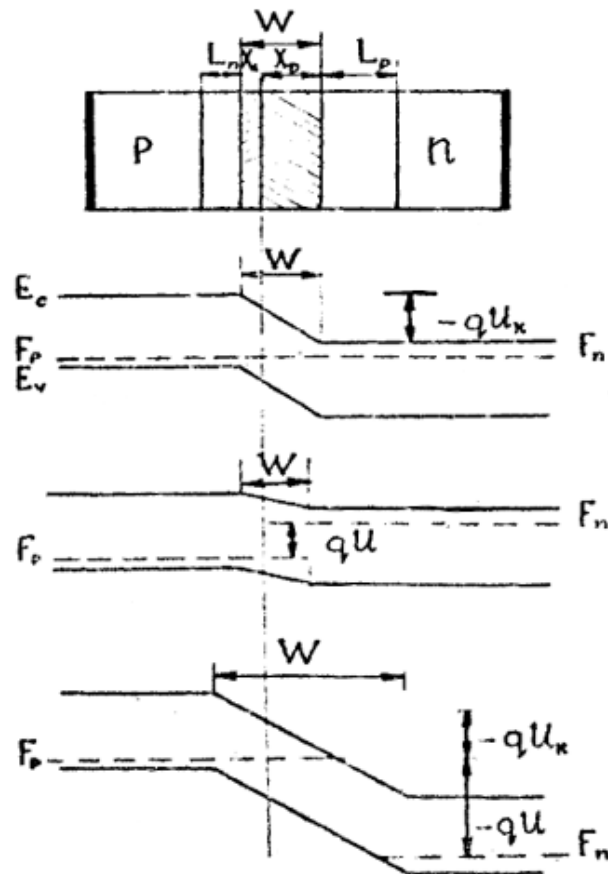


Рисунок 1.1 – Енергетичні діаграми p-n переходу [3]

Таким чином, величина струму насичення залежить від кількості неосновних носіїв у відповідних областях $S \cdot L$, тобто від концентрації електронів у p-області $S \cdot L_n \cdot n_{po}$ та дірок у n-області $S \cdot L_p \cdot n_{no}$, а також від заряду q кожного носія і швидкості їхнього виникнення $\frac{1}{\tau}$, яка обернено пропорційна часу життя цих носіїв τ . Тут береться до уваги, що у стані термодинамічної рівноваги швидкість зникнення носіїв $\frac{1}{\tau}$ заряду дорівнює швидкості їх виникнення.

Отже:

$$I_0 = I_{on} + I_{op} = q \cdot S \cdot L_n \cdot n_{po} \cdot \frac{1}{\tau_n} + q \cdot S \cdot L_p \cdot p_{no} \cdot \frac{1}{\tau_p},$$

Це відповідає рівнянню (1.2). Струм насичення, як можна побачити, є дрейфовим струмом провідності через область просторового заряду (ОПЗ), який генерується неосновними носіями заряду:

$$I_0 = I_{пров} \quad (1.5)$$

З опису випливає, що за припущеннями Шоклі, струм насичення I_0 залишається незмінним при прикладенні до діода зміщення U будь-якої полярності. Це тому, що зовнішнє напруга лише змінює висоту потенціального бар'єру та товщину ОПЗ, не впливаючи на механізм утворення струму насичення. Струм насичення збільшується з ростом питомого опору напівпровідника, оскільки це сприяє збільшенню концентрації неосновних носіїв, які викликають струм насичення – згідно з виразом (1.2 б). У несиметричному р-п переході, коли одна область, наприклад п-типу, легована слабше за іншу, цю область називають базою діода. У таких випадках, якщо концентрація носіїв заряду в базі менша, ніж в іншій області, то рівняння (1.2 б) можна спростити [3]:

$$I_0 \approx q \cdot S \cdot \frac{\ddot{A}_p \cdot P_{no}}{L_p} \quad (1.2в)$$

Отже, струм насичення залежить від параметрів неосновних носіїв у базі р-п переходу.

Струм насичення, який визначається властивостями напівпровідника, такими як його температура, часто називають тепловим струмом. Розглянемо фізику виразу в дужках рівняння (1.1).

Гradient концентрації вільних носіїв заряду в р-п переході створює дифузійні потоки, що призводять до виникнення ОПЗ з внутрішнім електричним полем. Іншими словами, в ОПЗ існує потенціальний бар'єр, висотою $q \cdot U_k$ (рис.1.2 а, б), який електрони та дірки мають подолати для дифузії між n- і р-областями.

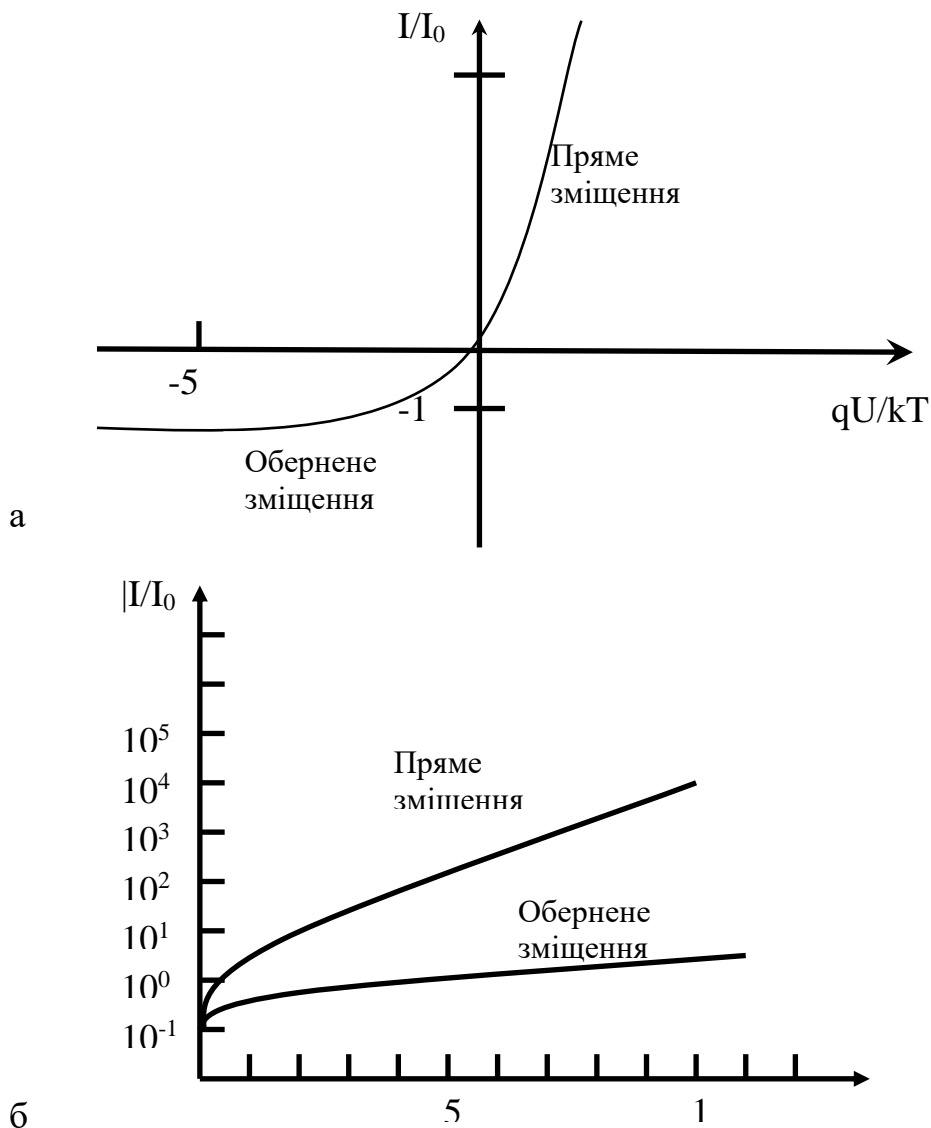


Рисунок 1.2 – ВАХ ідеального діоду: а - в лінійному масштабі; б - в напівлогарифмічному масштабі [2]

Коли зовнішнє напруга на р-п переході відсутнє ($U=0$), дифузійний струм $I_{\text{диф}}$ та дрейфовий струм $I_{\text{пров}}$ балансують один одного, роблячи загальний струм через перехід рівним нулю. Тобто:

$$I_{\text{диф}}=I_{\text{пров}}=0 \quad (1.6)$$

Для невідроджених напівпровідників розподіл електронів за енергетичними рівнями відповідає експоненціальній функції Максвела-Больцмана. Таким чином, концентрація електронів, які мають достатньо енергії qU для подолання потенціального бар'єру, змінюється відповідно до експоненційної залежності $\exp\left(\frac{-qU}{kT}\right)$.

При прямому зміщенні ($U>0$) (рисунок 1.3), потенціальний бар'єр знижується, збільшуючи дифузійний струм: $I_{\text{диф}}=I_0 \cdot \exp\left(\frac{qU}{kT}\right)$, тоді як при запираючому зміщенні ($U<0$) (рис.1.4) бар'єр підвищується, зменшуючи дифузійний струм: $I_{\text{диф}}=I_0 \cdot \exp\left(\frac{-qU}{kT}\right)$.

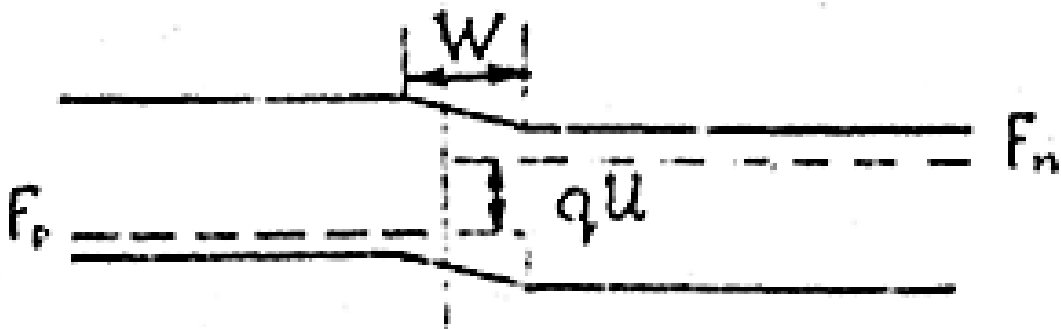


Рисунок 1.3 – Енергетична діаграма р-п переходу при прямому зміщенні ($U>0$) [2]

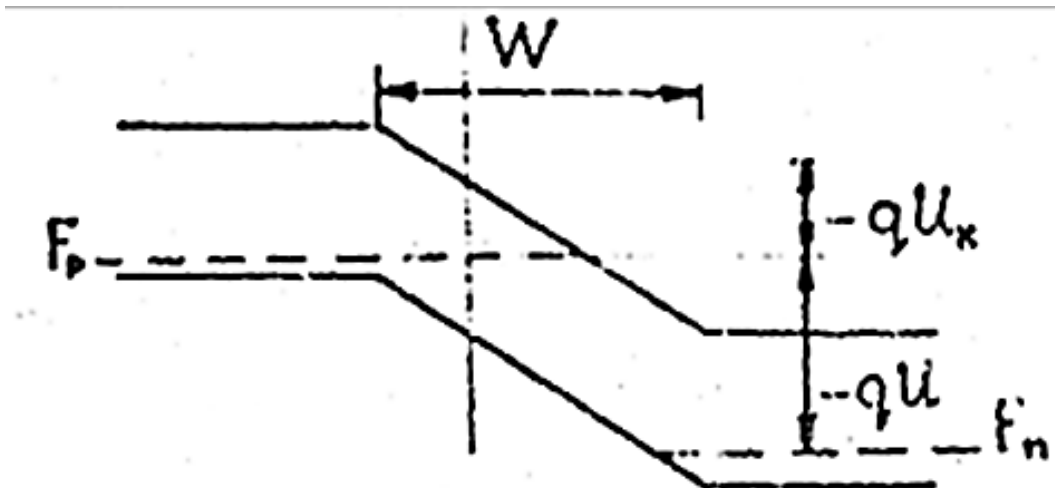


Рисунок 1.4 – Енергетична діаграма р-п переходу при запираючому зміщенні ($U < 0$) [2]

Оскільки дрейфовий струм через ОПЗ залишається незмінним незалежно від зміщення, загальний струм через р-п перехід визначається як:

$$I = I_{\text{диф}} - I_{\text{пров}} = I_0 \left[\exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right],$$

що відповідає рівнянню (1.1). При $U > 0$ це рівняння описує пряму вітку ВАХ ідеального діода, а при $U < 0$ – зворотну вітку. На рисунках 1.5 та 1.6 ці ВАХ представлені в лінійному та напівлогарифмічному масштабах відповідно.

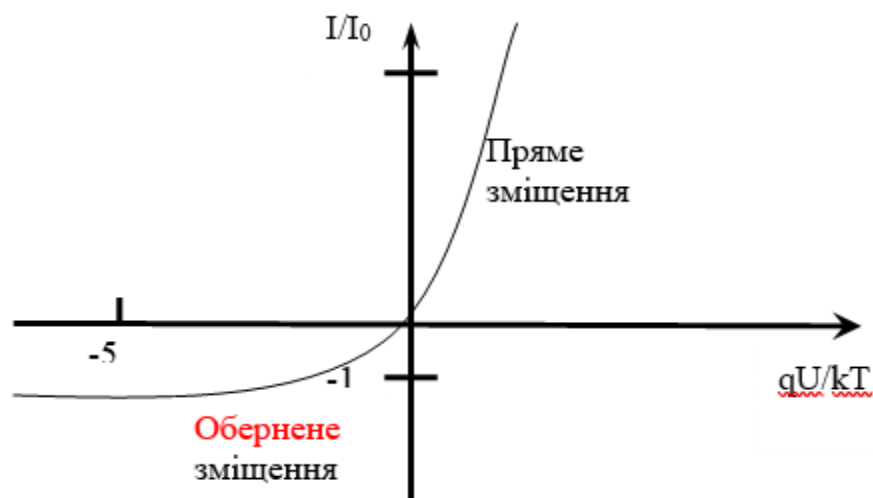


Рисунок 1.5 – ВАХ ідеального діода в лінійному масштабі [8]

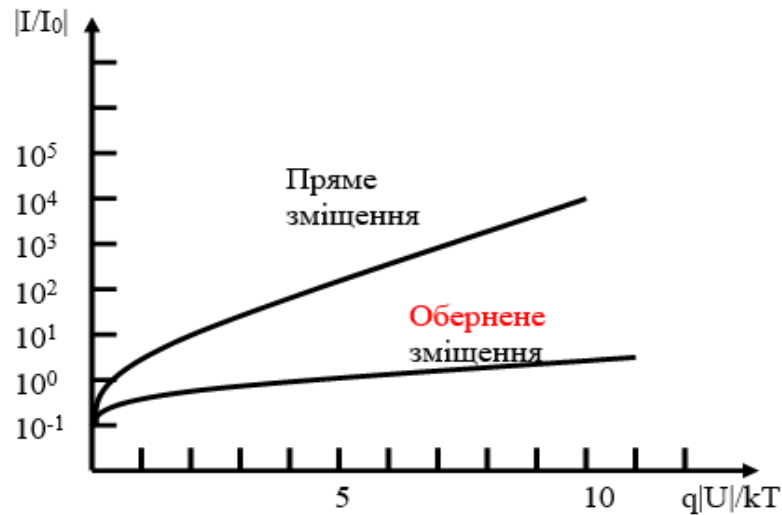


Рисунок 1.6 – ВАХ ідеального діоду в напівлогарифмічному масштабі [8]

З аналізу малюнка випливає, що коли на р-область подається позитивне зміщення (у прямому напрямку), кут нахилу характеристики стає стабільним

при напрузі більшій ніж $U > 3 \frac{kT}{q}$ вольти, як видно на рисунку 1.6 у напівлогарифмічному масштабі. При температурі 300 К, зміна струму в десять

разів відбувається при зміні напруги на $2.3 \frac{kT}{q} = 59.5 \text{ мВ}$. У зворотному напрямку струм досягає насичення на рівні $-I_0$.

При температурі 300К ($T=300\text{К}$ $\frac{kT}{q} \approx 25\text{мВ}$), що приблизно дорівнює 25 мВ, при негативних напругах більше ніж $|U| \geq 0.1$, експоненціальний член

$\exp\left(\frac{qU}{kT}\right) \leq e^{-4} \approx 0.02$ у формулі стає незначущим порівнюючи з одиницею.

Аналогічно, при позитивних напругах $U \geq 0.1$ значення одиниці можна не

враховувати порівняно з експоненційним членом $\left(\frac{qU}{kT}\right)$.

1.2 Фактори, що впливають на ВАХ напівпровідникових діодів

Для ВАХ реального діода і параметрів, що його характеризують, важливими є рівняння Шоклі (1.1), (1.2). Експериментально встановлено, що ці рівняння адекватно описують ВАХ р-п переходів, створених на основі напівпровідників з невеликою шириною забороненої зони E_g , таких як германій ($E_g=0.66$ eV). Проте для р-п переходів у матеріалах з більшою шириною забороненої зони, як Si, GaAs, GaP, SiC, ці рівняння лише квалітативно узгоджуються з експериментальними даними. Відхилення від ідеальної характеристики часто пояснюються такими факторами як [9]:

1. Генерація та рекомбінація носіїв заряду у збідненій області ОПЗ.
2. Поверхневі ефекти.
3. Тунельні переходи між станами у забороненій зоні.
4. Високий рівень інжекції навіть при малому прямому зміщенні.
5. Вплив послідовного опору.

Проаналізуємо ці причини більш детально.

При зворотному зміщенні ОПЗ стає збідненою на носії заряду, що порушує рівновагу між генерацією та рекомбінацією носіїв. Це призводить до формування зворотного струму генерації носіїв у ОПЗ, пропорційного швидкості генерації та об'єму ОПЗ. Таким чином, зі збільшенням зворотного зміщення, що збільшує товщину ОПЗ, зворотний струм стає ненасиченим.

Струм, що утворюється внаслідок термогенерації I_T , може бути врахований у рівнянні (1.1) шляхом заміни I_0 на I_0' , що включає як постійний тепловий струм I_0 , так і середнє значення струму, що виникає в результаті термогенерації.

Коли на р-п перехід подається пряма напруга, висота потенціального бар'єра знижується, що призводить до збільшення концентрації носіїв заряду у ОПЗ переходу, перевищуючи їх рівноважну кількість. Внаслідок цього в процесах генерації-рекомбінації стає переважаючим захоплення носіїв заряду, іншими словами, відбувається рекомбінація електронів і дірок. Це призводить до того, що до дифузійного струму додається рекомбінаційний струм у ОПЗ, показаний на рисунку 1.7.

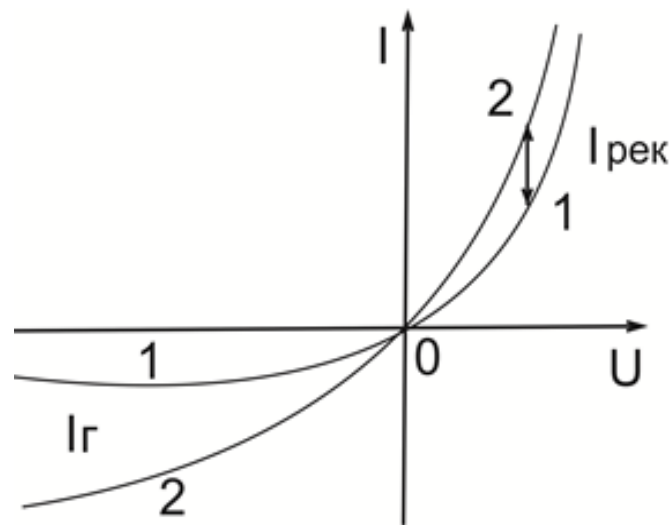


Рисунок 1.7 – ВАХ напівпровідникового діода без врахування генерації та рекомбінації в ОПЗ (криві 1) і з урахуванням таких (криві 2) [9]

На цьому малюнку показані вольт-амперні характеристики (ВАХ) напівпровідникового діода, які демонструють вплив генерації та рекомбінації в області просторового заряду (ОПЗ) (криві 2) порівняно з випадком, коли ці ефекти не враховуються (криві 1). З цього зображення видно, що струми I_g та $I_{рек}$ сприяють зростанню як прямого, так і зворотного струмів. У діодах на основі кремнію (Si) вплив генераційно-рекомбінаційних струмів є значнішим, ніж у германієвих (Ge) діодах, тоді як у діодах на основі карбїду кремнію прямий струм переважно обумовлений рекомбінацією носіїв у ОПЗ.

Можна довести, згідно з рівнянням (1.1), що [10]

$$I_T = \frac{q \cdot S \cdot n_i \cdot W}{\tau_0}, \quad (1.7)$$

$$I_{rek} = S \cdot \frac{\pi \cdot kT \cdot W \cdot n_i}{2\tau_0(U_k - U)} \cdot \exp\left(\frac{qU}{2kT}\right), \quad (1.8)$$

де $\tau_0 = \sqrt{\tau_n \cdot \tau_p}$ – час життя носіїв заряду в ОПЗ переходу.

Передекспоненціальний множник залежить від напруги U через залежність товщини ОПЗ $W(U)$ та наявності множника $(U_k - U)$ у знаменнику. Однак, ця залежність значно слабша, ніж експоненціальна, і для першого наближення можна вважати, що перед експоненціальний множник в (1.8) має постійне значення.

Для несиметричного р-п переходу повний прямиий струм при певних

зміщеннях $U > \frac{kT}{q}$ можна приблизно представити як суму дифузійного (струм інжекції) та рекомбінаційного струмів:

$$I = I_{a\bar{e}o} + I_{\bar{d}d\bar{e}} = \frac{q \cdot S \cdot n_i^2}{n_{n0}} \sqrt{\frac{\bar{A}_p}{\tau_p}} \cdot e^{qU/kT} + S \cdot \frac{\pi \cdot kT \cdot W \cdot n_i}{2 \cdot \tau_0 (U_k - U)} \cdot e^{qU/2kT} \quad (1.9)$$

При цьому, $I_{\text{диф}} \sim \exp\left(\frac{qU}{kT}\right)$ змінюється експоненціально, тоді як $I_{\text{рек}} \sim \exp\left(\frac{qU}{2kT}\right)$ змінюється з напругою повільніше. Таким чином, незважаючи на зростання $I_{\text{рек}}$ зі збільшенням напруги, його відносний вплив на загальний струм діоду зменшується.

В напівпровідниках з шириною забороненої зони $E_g > 1$ еВ, при невеликих прямих напругах, струм рекомбінації може перевищувати струм

інжекції, розрахований за формулою (1.1). Однак із збільшенням напруги $I_{рек}$ зростає повільніше, ніж $I_{диф}$, і у робочому діапазоні прямих струмів переважає струм інжекції. Емпіричну формулу для прямої ВАХ можна виразити так:

$$I \sim \exp\left(\frac{qU}{mkT}\right) \quad (1.10)$$

де параметр m дорівнює 2 при переважанні рекомбінаційного струму, 1 при домінуванні дифузійного струму, і знаходиться між 1 і 2, коли ці струми приблизно рівні.

Пряму ВАХ реального площинного діоду характеризують такими параметрами як $R_{диф}$, m , R_n . Диференціальний опір $R_{диф}$ для малого синусоїдального струму визначається з нахилу ВАХ в даній точці:

$$\frac{dI}{dU} = \frac{1}{R_{диф}} \quad (1.11)$$

Отже, отримавши експериментальну ВАХ $I(U)$ і обчисливши її першу похідну, можна отримати залежність $I'(U) \equiv \frac{dI}{dU}$, що має практичне значення.

При напругах $U > 4 \frac{kT}{q}$ можна ігнорувати одиницю у виразі $I = I_0 \left[\exp\left(\frac{qU}{mkT}\right) - 1 \right]$ для прямої ВАХ. Тоді, після логарифмування та диференціювання, отримаємо наступне [10]:

$$m = \frac{q}{kT} \cdot \frac{dU}{d(\ln I)} \quad (1.12)$$

Отже, якщо представити пряму вольт-амперну характеристику (ВАХ) у напівлогарифмічному масштабі $\ln I = f(U)$, та провести диференціювання цієї функції по кожній точці, можна отримати залежність $m = f(\ln I)$, що має значний практичний інтерес.

Послідовний опір R_n може бути визначений різними способами. Одним із найпоширеніших методів його визначення є аналіз нахилу прямої ВАХ при високих струмах через р-п перехід.

$$I = I_0 \exp\left(\frac{q[U - I \cdot R_n]}{mkT}\right) \quad (1.13)$$

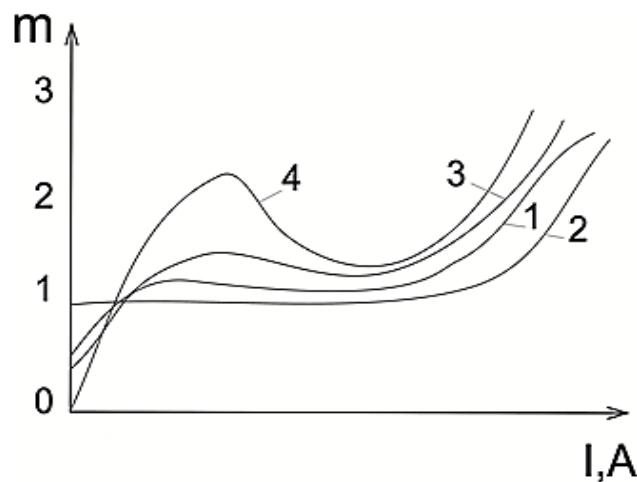


Рисунок 1.8 – Залежність $m=f(\ln I)$ для діодів різної якості [10]

Зі зростанням струму I , напруга IR_n зростає лінійно, тоді як напруга на ОПЗ р-п переходу $U_{pn} = U - IR_n$ збільшується логарифмічно, тобто повільніше. Струми вважаються великими, коли збільшення загальної напруги U на діоді фактично не збільшує напругу на ОПЗ U_{pn} , а збільшує лише IR_n , таким чином:

$$dU_{pn} = dU - R_n \cdot dI \approx 0, \quad R_n \approx \frac{dU}{dI} \quad (1.14)$$

Це означає, що R_n виступає як диференціальний опір діоду при високих струмах. Однак, при таких великих струмах, точність визначення R_n може знижуватися через сильне нагрівання діоду та модуляцію опору бази; також існує ризик пошкодження діоду через перегрів.

Більш точно і безпечно для діоду R_n може бути визначений за допомогою другої похідної ВАХ (1.1). Цей метод високо інформативний щодо властивостей р-п переходів, особливо можна визначити R_n через максимальне значення дзвоноподібної кривої $I''(U)$ другої похідної ВАХ.

Детальніше розглянемо метод визначення R_n за допомогою $I''(U)$ другої похідної. У середньому діапазоні прямих струмів через перехід ВАХ приймає певний вид. Для відносно малих прямих струмів можна ігнорувати вплив інжекції на опір бази і зміни температури р-п переходу. Диференціювання рівняння ВАХ по напрузі дасть результати, які можуть бути використані для аналізу.

$$I = I_0 \exp \exp \left(\frac{q[U - I \cdot R_n]}{mkT} \right) \quad (1.15)$$

$$I'(U) = \frac{1}{R_n + \frac{mkT}{q \cdot I}} \quad (1.16)$$

Диференціювання цього виразу дає другу похідну ВАХ у вигляді

$$I''(U) = \frac{mkT \cdot \frac{I}{q}}{\left(R_n \cdot I + \frac{mkT}{q}\right)^3} \quad (1.17)$$

Оскільки $I''(U)$ має максимум то, аналізуючи функцію на екстремум, одержимо:

$$\frac{\frac{mkT \cdot I}{q} \cdot \left(\frac{mkT}{q} - 2R_n \cdot I\right)}{\left(R_n \cdot I + \frac{mkT}{q}\right)^5} = 0 ,$$

звідки значення струму I_m , котрий відповідає максимальному значенню $I''(U)$, дорівнює [11]:

$$I_i = \frac{\frac{mkT}{q}}{2R_n} \quad (1.18)$$

Підставивши I_m в (1.17), знайдемо максимальне значення другої похідної

$$I''(U)_{\max} = \frac{4q}{27mkT \cdot R_n} \quad (1.19)$$

Напруга на переході U_{\max} , котра відповідає максимальному значенню другої похідної ВАХ,

$$U_i = \frac{mkT}{q} \cdot \ln \frac{\sqrt{e} \cdot \frac{mkT}{q}}{2 \cdot I_0 \cdot R_n} \quad (1.20)$$

Будь-яка з формул (1.18) – (1.20) дає можливість визначити R_n за максимум другої похідної ВАХ $I''(U)_{\max}$ та його координатами I_m , U_m . Найзручніше використати вираз (1.19), з якого одержуємо [11]:

$$R_n = \frac{4q}{27mkT \cdot I''(U)_{\max}} \quad (1.21)$$

Значення параметра m для формули (1.21) визначається з експериментальної залежності $m=f(\ln I)$ у точці, де струм I_m і напруга U_m відповідають максимальному значенню на кривій $I''(U)$ цієї залежності.

Важливо зазначити, що інжекція носіїв заряду в базу та нагрівання р-п переходу при великих струмах можуть призвести до зниження опору бази. Це, у свою чергу, може виключити наявність лінійної ділянки на ВАХ та відповідної частини $I'(U) = const$ на кривій $I'(U)$. Такий ефект може призвести до неправильного, заниженого визначення R_n за методом першої похідної [11].

1.3 Методи виявлення потенційно ненадійних напівпровідникових приладів за допомогою аналізу шумів

Низькочастотні шуми, що є характерними для напівпровідникових пристроїв, часто використовуються для передбачення якості та надійності цих пристроїв. Виробники прагнуть знайти метод, який дозволяв би ідентифікувати потенційно ненадійні прилади на етапі їх виробництва та замінити тривалі й коштовні випробування на більш ефективні діагностичні методи.

Ефективними в цьому контексті є непрямі методи виявлення прихованих дефектів, особливо ті, що базуються на аналізі шумових характеристик. Аналіз спектру шумів може виявити теплові та надлишкові шуми, серед яких особливо цікавими є генераційно-рекомбінаційні шуми, шуми типу $1/f$ та випадкові телеграфні сигнали. Для виявлення прихованих дефектів особливо досліджуються шуми типу $1/f$.

Методи відбракування напівпровідникових виробів за шумами засновані на порівнянні рівня шуму досліджуваних виробів з контрольними бездефектними приладами. Однак ці методи мають недолік у вигляді низької точності, оскільки вони можуть відсіяти до 15% надійних приладів.

Один із запропонованих методів оцінки потенційно ненадійних транзисторів включав вимірювання шумів у режимі діода переходів Е-Б і К-Б при прямому струмі 10 мА. Виміри проводилися на частоті 1 кГц, після чого сигнал детектувався квадратичним детектором і фіксувався на цифровому вольтметрі.

Для визначення надійності проводили вибірку транзисторів з партії одного типу та аналізували різницю значень шумів переходів Е-Б і К-Б для кожного транзистора. Критерій визначення надійності базувався на різниці мінімальних, середніх та максимальних значень для обох переходів. Транзистори, у яких різниця значень шумів була більша за встановлений критерій, вважалися потенційно ненадійними.

Наприклад, на транзисторах типу КТ3107А методом випадкової вибірки були виміряні значення шумів на переходах Е-Б і К-Б, визначені мінімальні, середні та максимальні значення і їх різниці. Виходячи з цих даних, було встановлено, що для надійних транзисторів різниця значень шумів не повинна перевищувати 5 мВ². Таким чином, транзистори, у яких ця різниця була вищою, вважалися потенційно ненадійними [13].

Таблиця 1.1 Отримані данні $U_{ш}^2$ для кожного переходу

Перехід	Значення $U_{ш}^2$, мВ ²		
	Мінімальне	середнє	максимальне
Е-Б	65	68,8	73
К-Б	60	64,7	69

По таблиці 1.1 приймемо, що для надійних транзисторів різниця значень шумів переходів $\Delta = U_{шЕБ}^2 - \Delta U_{шКБ}^2$ повинна бути не більше 5. Тому транзистори № 2, 3, 7, у яких різниця значень шумів рівнялася 6, 9, 6 мВ² відповідно, будуть потенційно ненадійними [13].

Це можна пояснити тим, що під час виробництва партії транзисторів у рамках одного технологічного процесу шумові характеристики, які залежать від поверхневих та внутрішніх дефектів, значно варіюють між окремими транзисторами. Це свідчить про наявність у структурі транзисторів серйозних недоліків, які можуть впливати на їх надійність.

Для перевірки достовірності цього методу було проведено тест на довговічність 15 транзисторів КТ3107А при нормальній температурі в режимі з подаваною потужністю 300 мВт ($U_{кб} = 30\text{В}$, $I_{к} = 10\text{мА}$) на протязі 2000 годин. Оцінка виконувалася за коефіцієнтом підсилення та зворотними струмами колектора та емітера. Виміри проводилися через встановлені інтервали часу. Результати показали, що коефіцієнт підсилення залишався в межах норми, але

зворотний струм переходу колектор-база збільшився у всіх транзисторів, крім № 2, 3, 7, в 1,2-1,5 рази, а в транзисторах № 2, 3, 7 - у 2-5 разів, але все ще в межах норми; зворотний струм переходу емітер-база збільшився в транзисторах № 2, 3, 7 у 10-15 разів після 2000 годин, вийшовши за норми. Це свідчить про більшу нестабільність електричних параметрів у цих транзисторів і про їх потенційну ненадійність [13].

При аналізі шумових характеристик транзисторів від струму спостерігається значний розкид значень як на малих, так і на великих струмах. На підставі цього спостереження було запропоновано два способи розділення транзисторів на групи за надійністю.

Перший метод базується на аналізі шумів типу $1/f$; при малих струмах переходу емітер-колектор, які виникають внаслідок флуктуацій концентрації зарядів на поверхні, флуктуацій швидкості поверхневої рекомбінації у емітерному переході та флуктуацій поверхневого витоку у колекторному переході. Таким чином, використання залежності шуму від струму надає більш об'єктивні результати для відбракування напівпровідникових приладів за надійністю, ніж вольт-амперна характеристика.

Критерій відбракування потенційно ненадійних приладів визначається наступним чином: з партії приладів відбирається представницька вибірка, і для кожного приладу з цієї вибірки вимірюються значення шуму при різних малих струмах, наприклад 0,05, 0,1, 0,5, 1 мА, після чого будуються залежності шуму від струму для найгірших та найкращих випадків. На основі цих залежностей визначається струм, при якому розбіжності між шумовими характеристиками для найгіршого та найкращого випадків є найбільшими. За цим значенням струму визначається середнє значення шуму. Прилади зі значенням шуму вищим за середнє вважаються менш надійними, тоді як прилади зі значенням шуму нижчим за середнє - більш надійними.

Цей метод був випробуваний на транзисторах КТ3102. З партії більше 500 транзисторів методом випадкової вибірки було відібрано 20 транзисторів, на яких вимірювалися значення шуму при різних струмах емітера. Найгірше

значення шуму спостерігалось у транзистора № 9, найкраще - у транзистора № 4. Були побудовані залежності значень шуму для цих двох транзисторів. Виявилось, що зі зростанням дефектності в структурі приладів рівень низькочастотного шуму збільшується, а також швидкість деградації приладу зростає зі збільшенням струму, що проходить через нього.

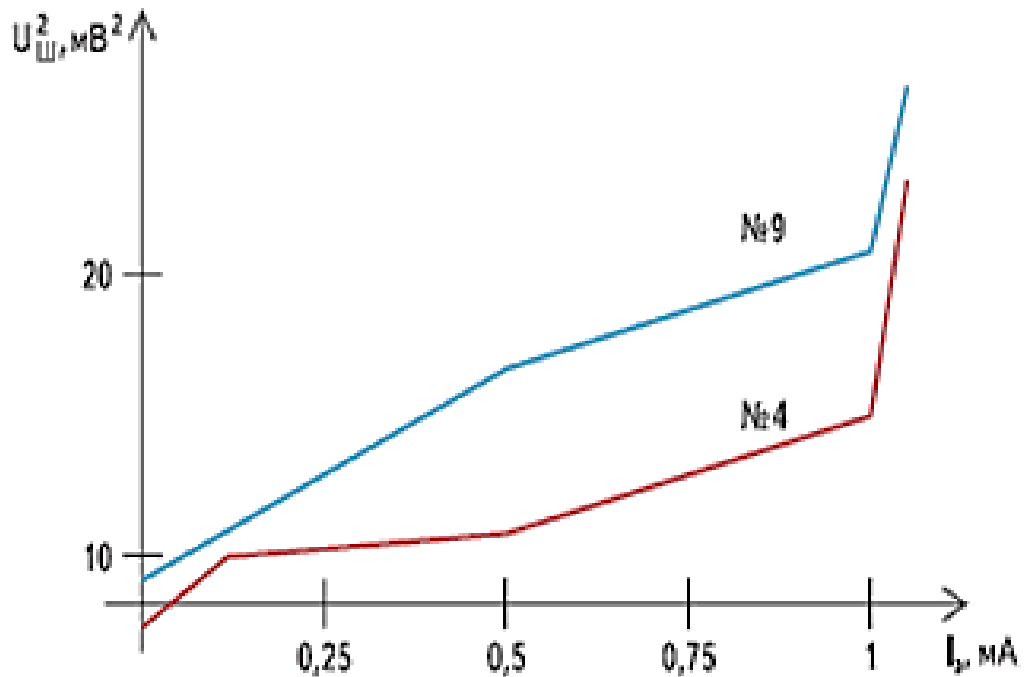


Рисунок 1.9 – Залежність значень шуму для транзисторів № 9 і № 4 [13]

Це явище пояснюється тим, що в рамках одного виробничого циклу виготовлення серії напівпровідникових виробів (НПВ), параметри шуму, які залежать від поверхневих та внутрішніх дефектів, можуть суттєво варіюватися між окремими виробами. Це вказує на присутність в структурі транзисторів серйозних недоліків, що негативно впливають на їх надійність.

1.4 Прогнозування надійності за допомогою аналізу ВАХ

Серед електрофізичних методів одним із найбільш наочних є електропараметричний метод, який базується на аналізі вольт-амперних характеристик (ВАХ). Тут використовуються як кількісні, так і якісні характеристики ВАХ, які відрізняються від ідеальних.

Розглянемо, як якісні особливості прямої та зворотної гілок ВАХ р-n переходу можуть бути використані для оцінки якості (рис .1.10). Пряма гілка ВАХ р-n переходу має дві відмінні ділянки.

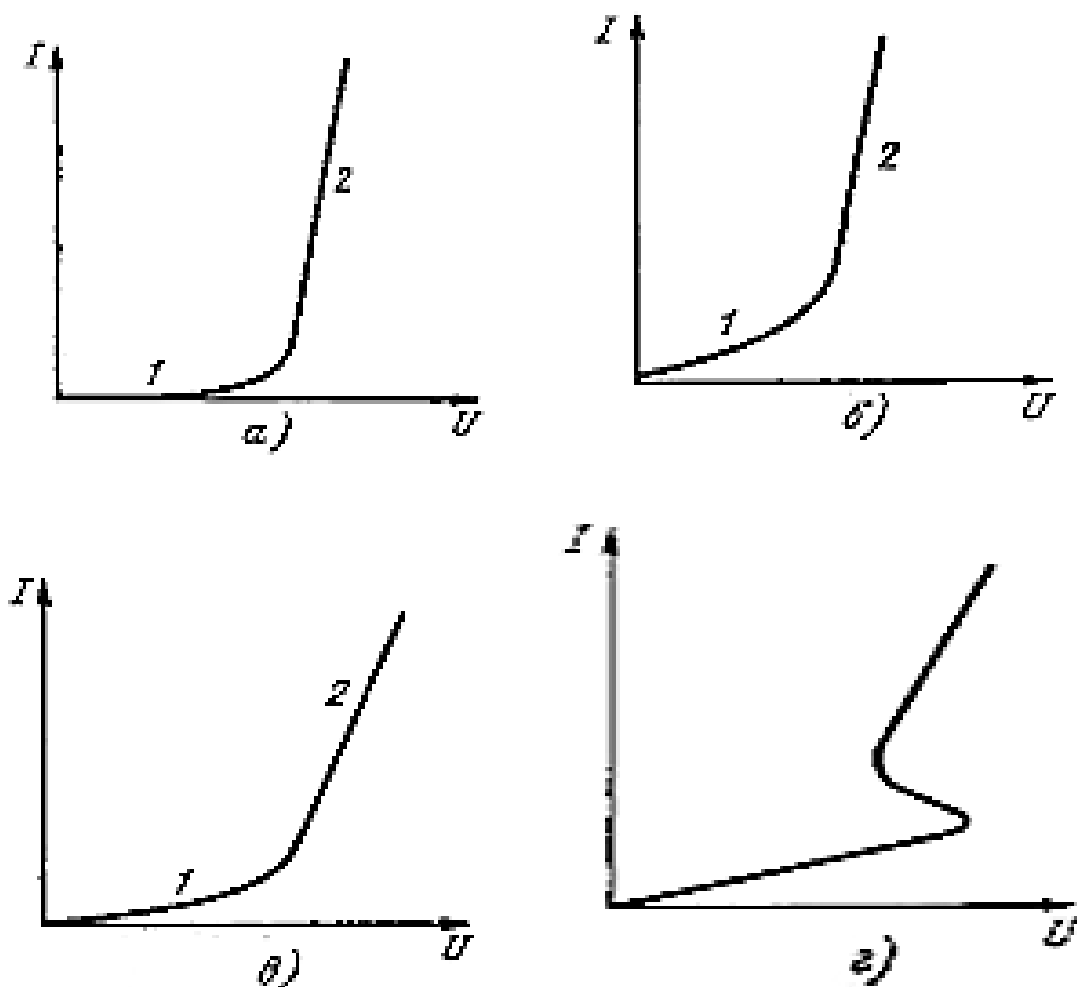


Рисунок 1.10 – ВАХ р-n переходу [15]

Перша (1) ділянка характеризується повільним зростанням струму зі збільшенням напруги до певного значення, після чого струм різко зростає при малій зміні напруги. Це відображає другу (2) ділянку ВАХ (рис 1.10 а) [15].

На рисунку 1.10 б представлені дефекти прямої гілки ВАХ, пов'язаний із значним зростанням струму на першій ділянці, що може бути викликано наявністю каналів витоку через забруднення на поверхні кристалу або замиканням металізації з областю р-п переходу. Це призводить до часткового шунтування р-п переходу і майже лінійному наростанню струму на початковій ділянці.

На рисунку 1.10 в показано уповільнене наростання струму на другій ділянці ВАХ, що може свідчити про неякісну структуру контактних областей, через що з'являється значний послідовний опір у структурі р-п переходу і характеристика спотворюється. На рисунку 1.10 г представлено дефект у вигляді ділянки з негативним диференціальним опором, що може свідчити про наявність паразитного р-п переходу, включеного послідовно з основним.

Для аналізу зворотної гілки ВАХ, як еталон вибирається зворотна гілка, що майже ідеально відповідає характеристикам. На першій ділянці зворотного струму майже не залежить від прикладеної напруги, а на другій ділянці відбувається різке зростання струму. Дефекти першої ділянки оберненої гілки можуть виявлятися у вигляді істотного зростання струму з додаванням зворотної напруги, що може свідчити про наявність наскрізного каналу, шунтуючого р-п перехід.

На рисунку 1.10 в показано уповільнене наростання струму на другій ділянці, яке може бути пов'язане зі збагаченим шаром поблизу р-п переходу. Східчасту зміну першої (1) ділянки зворотної гілки показано на рисунку 1.10 г, що може свідчити про наявність наскрізного каналу між електродами приладу при певній напрузі.

1.5 Приклади застосування технології шунтування напівпровідникових приладів

У виробництві тиристорів технологічне шунтування р-n переходів використовується для досягнення необхідних характеристик у керувальному ланцюзі та для забезпечення електричних властивостей ділянки між керуючим електродом та катодом тиристора.

Рисунок 1.11 ілюструє ВАХ цього проміжку при анодному струмі, що дорівнює нулю (крива 2). Для порівняння, на цьому рисунку також представлена ВАХ звичайного рn-переходу (крива 1).

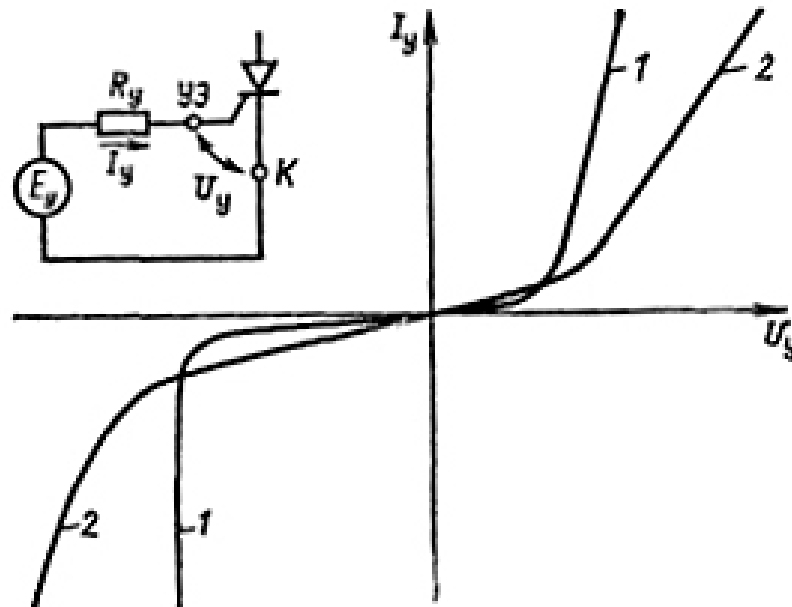


Рисунок 1.11– ВАХ керуючий електрод – катод тиристора [16].

Відхилення в реальній ВАХ на малих струмах керування визначається опором шунта, а при відносно великих струмах I_y – опором р-бази. ВАХ керуючого проміжку $I_y=f(U_y)$ вважається вхідною характеристикою, і через неконтрольовані відхилення під час виробництва тиристорів ця характеристика може мати значний розкид.

2 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ШУНТУВАННЯ НА ВАХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

2.1 Теоретичне обґрунтування зв'язку між опором каналу витоку та параметрами ВАХ діода

Розглянемо діод з витоком, який може бути представлений як електричне коло, утворене з паралельно підключених р-п переходу і резистора, опір якого вважається сталим і не змінюється від струму. Така ситуація часто спостерігається у тиристорних структурах з шунтованим катодним переходом. ВАХ такого діода на прямій гілці при напрузі більше 100 мВ може бути представлена у певній формі [18]:

$$I_D = I_{D0} e^{\frac{qU}{m_D kT}},$$

де m_D – коефіцієнт неідеальності діода, що у загальному випадку може залежати від струму через діод і для довільної точки ВАХ може бути визначений, як

$$m_D = \frac{q}{kT} \cdot \frac{dU}{d \ln I_D}, \quad (2.1)$$

або

$$\frac{1}{m_D} = \frac{kT}{q} \cdot \frac{d \ln I_D}{dU}.$$

Врахуємо, що струм діода дорівнює сумі струмів через р-п перехід і через резистор витоку, та запишемо:

$$I_{\delta} = I + \frac{U}{R} = I_{\delta} \cdot e^{-\frac{qU}{mkT}} + \frac{U}{R},$$

де I - струм через р-п перехід;

m - коефіцієнт неідеальності р-п переходу;

R – опір резистора витоку.

Тоді

$$\frac{1}{m_{\delta}} = \frac{kT}{q} \cdot \frac{d}{dU} \ln \left(\frac{U}{R} + I_s e^{\frac{qU}{mkT}} \right) = \frac{kT}{q} \cdot \frac{\frac{1}{R} + I_s \cdot \frac{q}{mkT} \cdot e^{\frac{qU}{mkT}}}{\frac{U}{R} + I_s e^{\frac{qU}{mkT}}} = \frac{kT}{q} \cdot \frac{\frac{1}{R} + \frac{q}{mkT} \cdot I_{pn}}{\frac{U}{R} + I_{pn}}$$

або

$$m_{\delta} = \frac{q}{kT} \cdot \frac{\frac{U}{R} + I_{pn}}{\frac{1}{R} + \frac{q}{mkT} I_{pn}}$$

Дослідимо цей вираз на екстремум. Продиференціюємо по напрузі:

$$\frac{dm_{\delta}}{dU} = \frac{q}{kT} \cdot \frac{\left(\frac{1}{R} + \frac{dI}{dU} \right) \left(\frac{1}{R} + \frac{q}{mkT} I \right) - \left(\frac{U}{R} + I \right) \left(\frac{q}{mkT} \cdot \frac{dI}{dU} \right)}{\left(\frac{1}{R} + \frac{q}{mkT} I \right)^2}$$

За умовою екстремуму досить, щоб нулю дорівнював чисельник другого дробу:

$$\left(\frac{1}{R} + \frac{dI}{dU}\right) \left(\frac{1}{R} + \frac{q}{mkT} \cdot I\right) - \left(\frac{U}{R} + I\right) \cdot \frac{q}{mkT} \cdot \frac{dI}{dU} = 0 \quad (2.2)$$

Врахуємо, що динамічний опір р-п переходу

$$R_{\delta} = \frac{dU}{dI} = \frac{mkT}{qI},$$

а статичний

$$R_{cm} = \frac{U}{I},$$

та перетворимо вираз (2.2):

$$\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{\delta}}\right) \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{\delta}}\right) - \frac{U}{R} \cdot \frac{dI}{dU} \cdot \frac{q}{mkT} - I \frac{dI}{dU} \cdot \frac{q}{mkT} = 0;$$

$$\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{\delta}}\right)^2 - \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{R_{\delta}} \cdot \frac{qU}{mkT} - \frac{1}{R_{\delta}^2} = 0;$$

$$\frac{1}{R^2} + \frac{2}{RR_{\delta}} - \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{R_{\delta}} \cdot \frac{qU}{mkT} = 0;$$

$$\frac{1}{R} \left(\frac{1}{R} + \frac{2}{R_d} - \frac{1}{R_d} \cdot \frac{qU}{mkT} \right) = 0 ;$$

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_d} \left(\frac{qU}{mkT} - 2 \right) ;$$

$$R = \frac{R_d}{\frac{qU}{mkT} - 2} = \frac{R_d}{\frac{qUI}{mkTI} - 2} = \frac{R_d}{\frac{qI}{mkT} \cdot \frac{U}{I} - 2} ;$$

$$R = \frac{R_d}{\frac{R_{cm}}{R_d} - 2} , \text{ або } R = \frac{R_d^2}{R_{ст} - 2R_d} . \quad (2.3)$$

Формула (2.3) описує взаємозв'язок між опором витоку R та динамічним $R_{дин}$ і статичним $R_{стат}$ опорами р-п переходу в точці вольт-амперної характеристики (ВАХ), що відповідає піку m_d -характеристики. Проте використання цього співвідношення для визначення R витоку є не зовсім зручним в експериментах, тому що вимірювання проводяться не для чистого р-п переходу, а для діода з витоком. Враховуючи паралельне підключення р-п переходу та витоку і припускаючи, що для лінійного елемента кола, яким вважається опір витоку, динамічний і статичний опори однакові, можна сформулювати наступну систему рівнянь [19]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{R_{cm}} + \frac{1}{R} = \frac{I_{\delta}}{U}; \\ \frac{1}{R_{\delta}} + \frac{1}{R} = \frac{dI_{\delta}}{dU}; \end{array} \right. \quad (2.4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{R_{\delta}} + \frac{1}{R} = \frac{dI_{\delta}}{dU}; \\ R = \frac{R_{\delta}^2}{R_{cm} - 2R_{\delta}}; \end{array} \right. \quad (2.5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R = \frac{R_{\delta}^2}{R_{cm} - 2R_{\delta}}; \end{array} \right. \quad (2.6)$$

де $\left(\frac{U}{I_{\delta}}\right) = r$ статистичний опір діода з витоком;

$\left(\frac{dU}{dI_{\delta}}\right) = r_{\delta}$ - його динамічний опір.

Як r , так і можуть бути визначені в експерименті у відповідності [19].

Виразимо з (2.3) $R_{ст}$:

$$R_{ст} = \frac{Rr}{R-r}, \quad (2.7)$$

а з (2.5) виразимо R_{δ} :

$$R_{\delta} = \frac{R \cdot r_{\delta}}{R - r_{\delta}}. \quad (2.8)$$

Підставивши (2.7) і (2.8) у (2.6), одержимо

$$\frac{R \cdot r}{R-r} \cdot \frac{R-r_{\delta}}{R-r_{\delta}} - 2 = \frac{r_{\delta}}{R-r_{\delta}}. \quad (2.9)$$

Після спрощення та розв'язання рівняння відносно R одержимо:

$$R = \frac{r_D^2}{2r_D - r} . \quad (2.10)$$

Подальший крок полягає у визначенні статичного опору діода $R_{cm} = \frac{U_m}{I_m}$, а також у визначенні динамічного опору R_D за допомогою графічного диференціювання апроксимованої вольт-амперної характеристики (ВАХ).

2.2 Методика проведення експериментів для перевірки теоретичних розрахунків

Для перевірки відносини (2.9) були проведені експерименти з вимірюванням ВАХ діодів зі штучно створеним витоком, що моделювався за допомогою послідовного підключення до діода резисторів з різними опорами. Експериментальна методика включала наступні кроки [20]:

- Вибір діода з лінійною власною ВАХ у напівлогарифмічному масштабі для використання як аналог ідеального р-n переходу.
- Вимірювання ВАХ обраного діода з підключеними різними шунтами.
- Побудова ВАХ діода з шунтами, розрахунок значень m -фактора.
- Побудова графіків залежності m від $m=f(\ln I)$, визначення координат максимумів цієї залежності (відповідних значень напруги та струму), розрахунок статичного, динамічного опору та опору витоку за відносинами (2.9).

- Порівняння розрахункових значень опору витоку з фактичними значеннями використаних опорів шунтів.

2.3 Експериментальна установка

Для вимірювання ВАХ зручніше і точніше задавати струм і вимірювати напругу на діоді за допомогою вольтметра. Для цього використовувалося джерело напруги ІЭПП, живлене від мережі змінного струму 220 В, 50 Гц. Струм регулювався в межах від 0,1 до 300 мА за допомогою В7-22А. Схема установки для вимірювання ВАХ зображена на рис. 2.1.

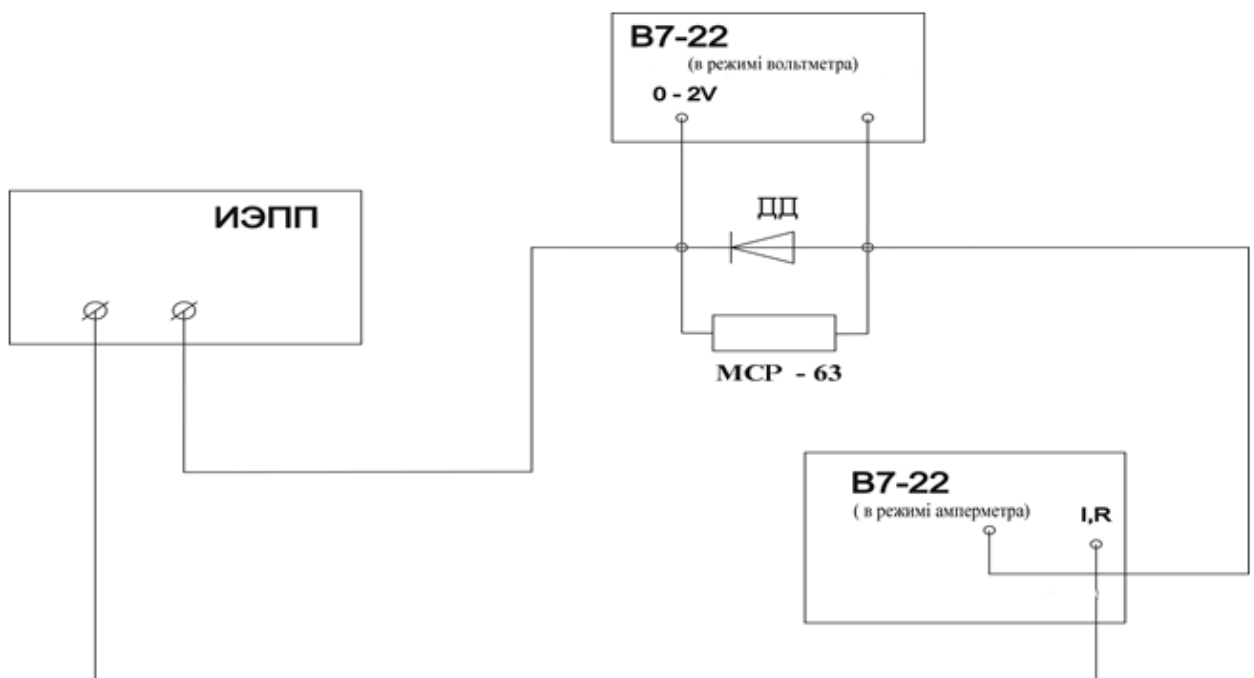


Рисунок 2.1 – Схема експериментальної установки для вимірювання ВАХ [20]

Напруга, що виникала на діоді, вимірювалася вольтметром В7-22А в діапазоні від 0 до 1В. Як шунт використовувався магазин опорів МСР-63, на якому встановлювалися різні опори послідовно: 10 Ом, 50 Ом, 100 Ом, 500 Ом.

2.4 Обрані зразки для дослідження

Для перевірки методу визначення опору каналу витoku залежно від максимального значення на кривій $m = f(I)$ було необхідно знайти діод, характеристики якого відповідали б експоненціальній кривій та могли бути використані як модель ідеального переходу в рамках досліджуваної математичної моделі. Спочатку була виміряна ВАХ діода Д226 і побудована у напівлогарифмічному масштабі (рис. 2.2, права крива) [25]. Згідно з рисунком 2.2, ВАХ у напівлогарифмічному масштабі має нелінійний характер, що вказує на недосконалість діода Д226 у вивченому діапазоні струмів. Тому була проведена вимірювання ВАХ діода КД 202, який показав лінійну залежність логарифму струму від напруги (ліва крива на тому ж рисунку). Саме цей діод був обраний для подальших експериментів із штучно створеним виток, який моделювався за допомогою послідовного підключення резисторів із опороми 10 Ом, 50 Ом, 100 Ом та 500 Ом [23].

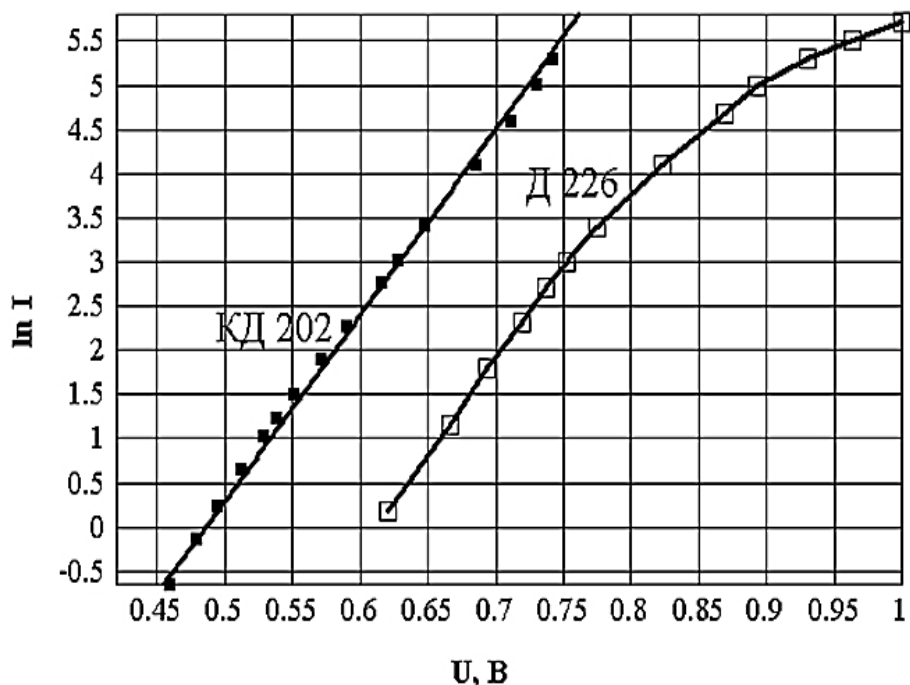


Рисунок 2.2 – $\ln I(U)$ для КД 202 та Д226 [25]

3 РЕЗУЛЬТАТИ ТА ЇХ ОБГОВОРЕННЯ

Експериментальні дані вимірювань ВАХ діода з різними шунтами наведені на Рис. 3.1. На цьому рисунку показано залежності $\ln I(U)$ для чотирьох різних опорів шунту: №1 - 10 Ом, №2 - 50 Ом, №3 - 100 Ом, і №4 - 500 Ом [21].

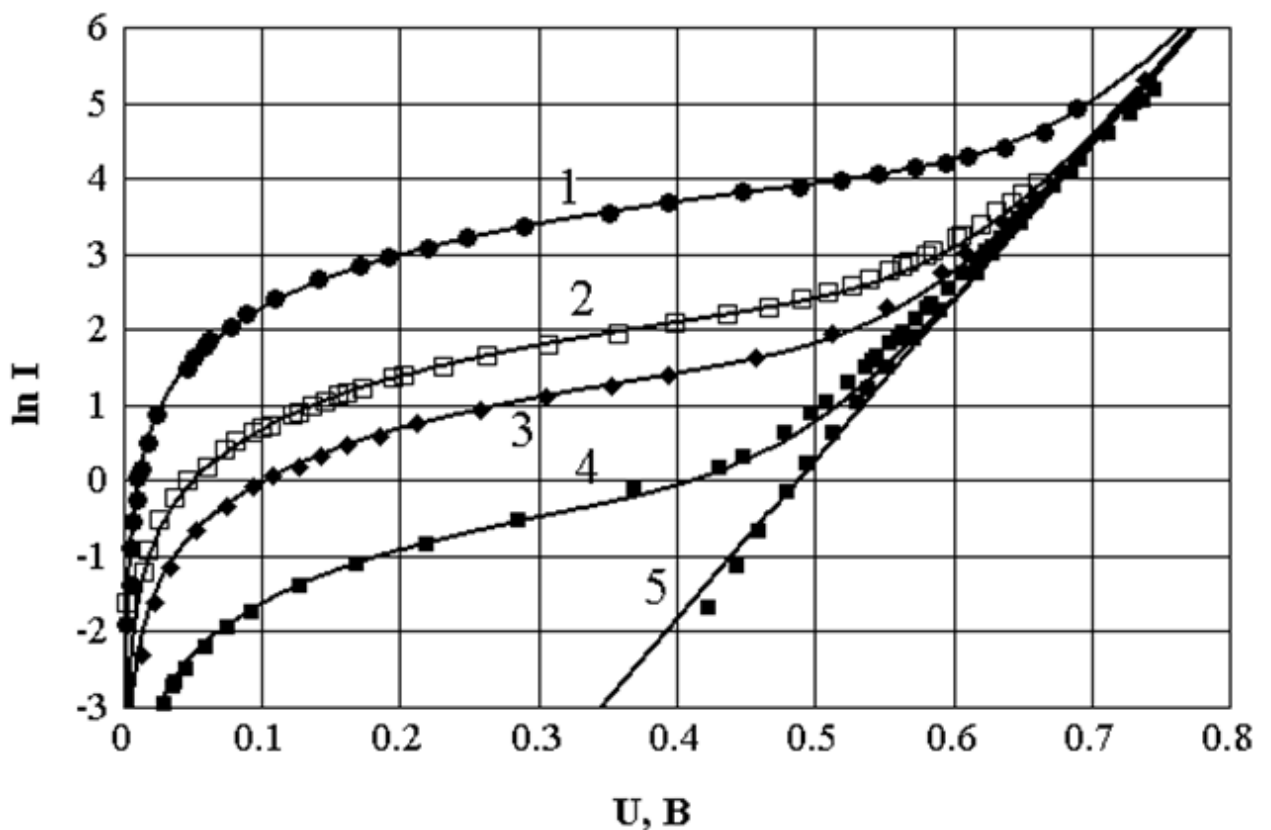


Рисунок 3.1– Вольт-амперна характеристика діода з різними шунтами у напівлогарифмічному масштабі: 1 - шунт 10 Ом, 2 - шунт 50 Ом, 3 - шунт 100 Ом, 4 - шунт 500 Ом, 5 - без шунта [21]

Величина m була визначена за допомогою формули 2.1 і методу графічного диференціювання, а також апроксимації за допомогою полінома в програмі Advanced Grapher.

З графіків $m=f(\ln I)$, представлених на рисунку 3.2, видно, що криві для чотирьох різних опорів шунту мають виражені максимуми [21].

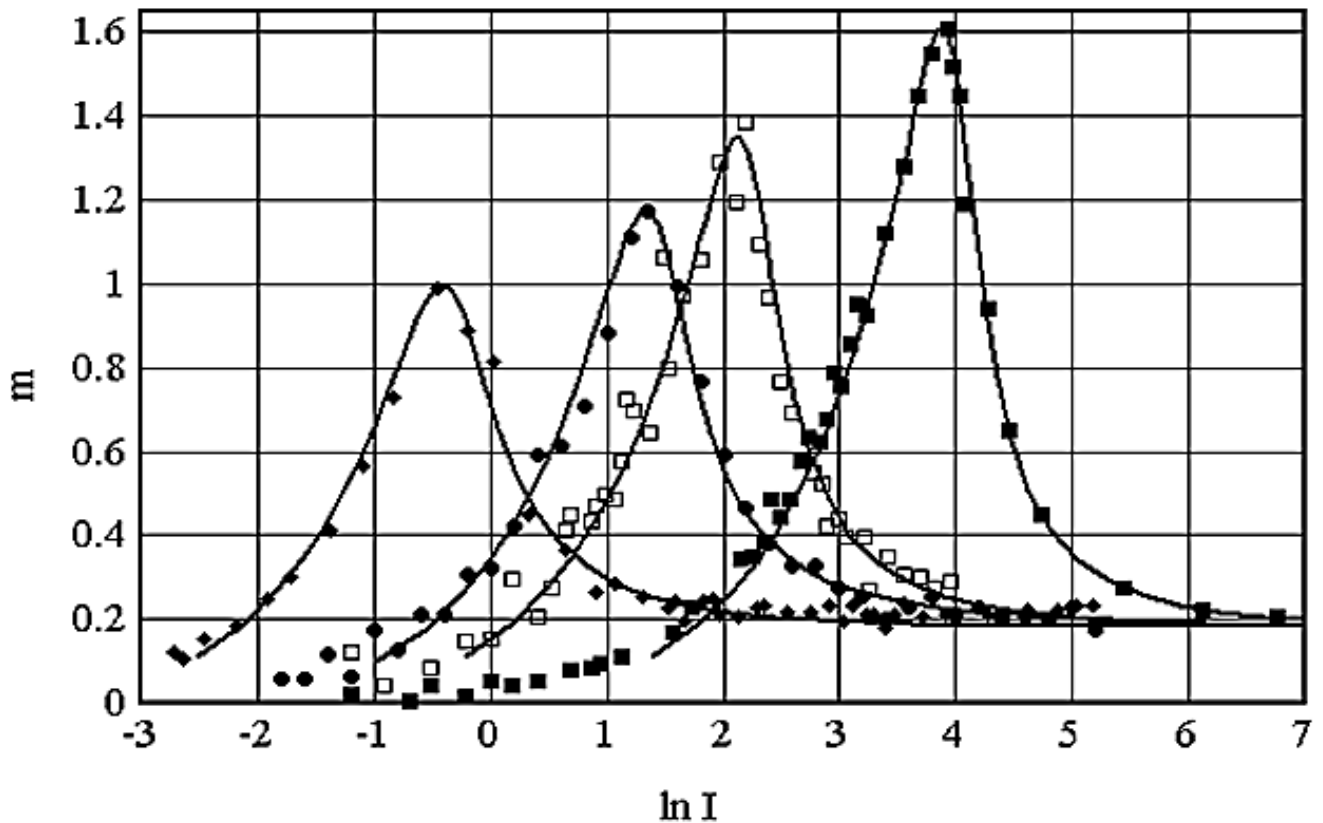


Рисунок 3.2 – Залежність $m=f(\ln I)$: 1 - шунт 10 Ом, 2 - шунт 50 Ом, 3 - шунт 100 Ом, 4 - шунт 500 Ом [21]

За положенням максимуму визначалося відповідне значення струму I_m , після чого з ВАХ визначалося відповідне значення напруги U_m . Статичний опір діода розраховувався за формулою (2.7.), а динамічний опір $R_{дин}$ визначався методом графічного диференціювання апроксимованої ВАХ за формулою (2.8.). Опір витoku обчислювався за формулою (2.10), після чого порівнювалися отримані дані з фактичними величинами опорів, використаних для моделювання резисторів. Результати цих розрахунків представлені у таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Розрахунок опору витоку для діода КД 202 з штучними шунтами [21]

Im, A	Um, V	Rст, Ом	Im1, A	Im2, A	ΔIm, A	Um1 ,V	Um2 ,V	ΔUm, V	Rd, Ом	R, Ом
0,049	0,48	9,9	0,0443	0,0489	0,00465	0,443	0,484	0,041	8,82	10,05
0,008	0,4	49,3	0,0081	0,0087	0,00051	0,4	0,42	0,02	39,1	52,9
0,004	0,36	98,2	0,0037	0,00393	0,00024	0,36	0,382	0,0212	85,1	100,6
0,001	0,32	479	0,00062	0,00067	0,00049	0,3	0,32	0,02	405	496,5

Різниця між розрахунковими результатами та фактичними значеннями використаних для моделювання резисторів вказана в Таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 – Розбіжність результатів розрахунку опору витоку [21]

Rш, Ом	10	50	100	500
R_{розн.}, Ом	10,05	52,9	100,6	496,5
Розбіжність, %	0,5	5,8	0,6	0,7

Аналізуючи отримані дані, де середня розбіжність становить 1,85%, можна зробити висновок про високу точність та ефективність запропонованого методу визначення опору витоку. За допомогою перевіреної методики також було визначено опір витоку для проміжку керуючий електрод

– катод тиристора Т 142, який має вбудований шунт, що формується під час виробничого процесу. ВАХ тиристора Т 142 у напівлогарифмічному масштабі зображено на рисунку 3.3, а графік залежності $m=f(\ln I)$ - на рисунку 3.4.

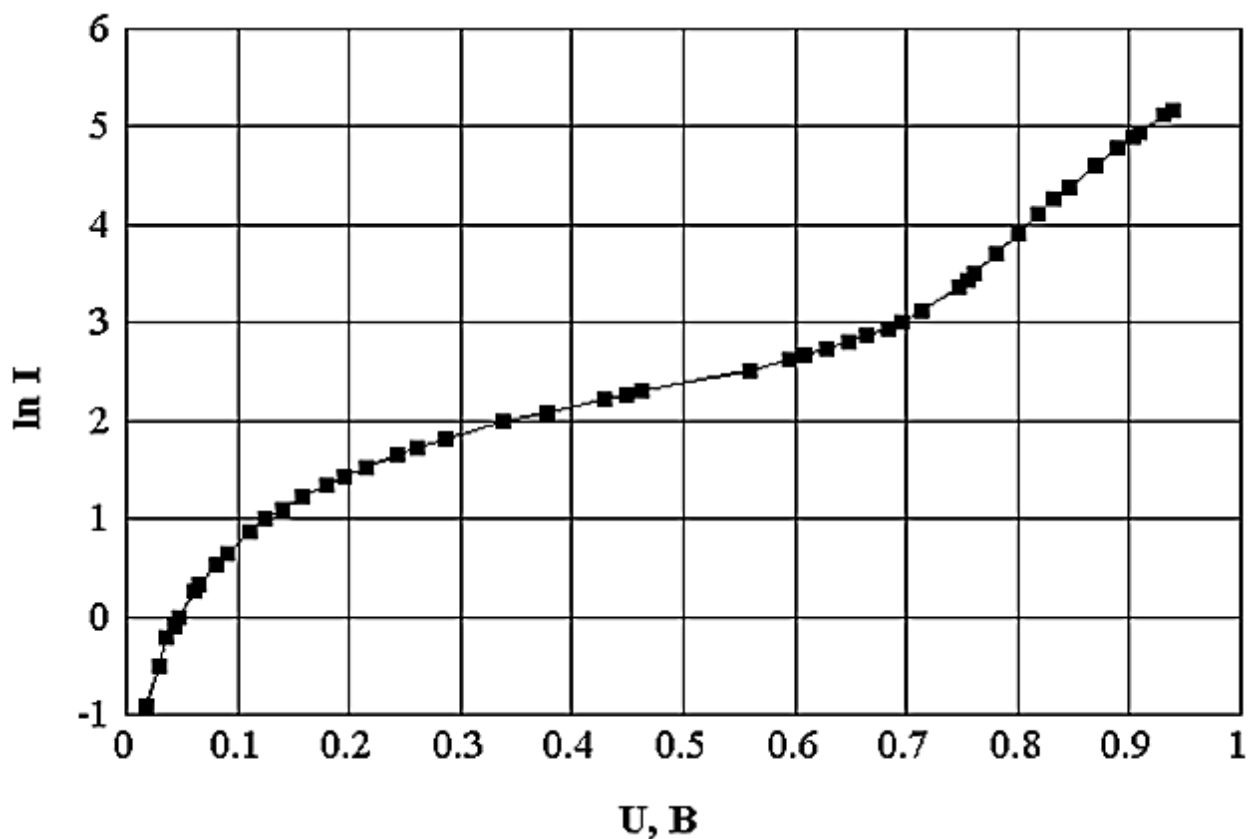


Рисунок 3.3 – ВАХ проміжку керуючий електрод – катод тиристора Т142 у напівлогарифмічному масштабі [21]

Крива ВАХ має чітко виражений максимум, що вказує на наявність в тиристорі власних витоків. Величина m була визначена методом графічного диференціювання. За формулами (2.7) та (2.8) були обчислені статичний та динамічний опори. Опір витоків тиристора розраховувався за формулою (2.10). Результати розрахунку опору витоків наведено в Таблиці 3.3.

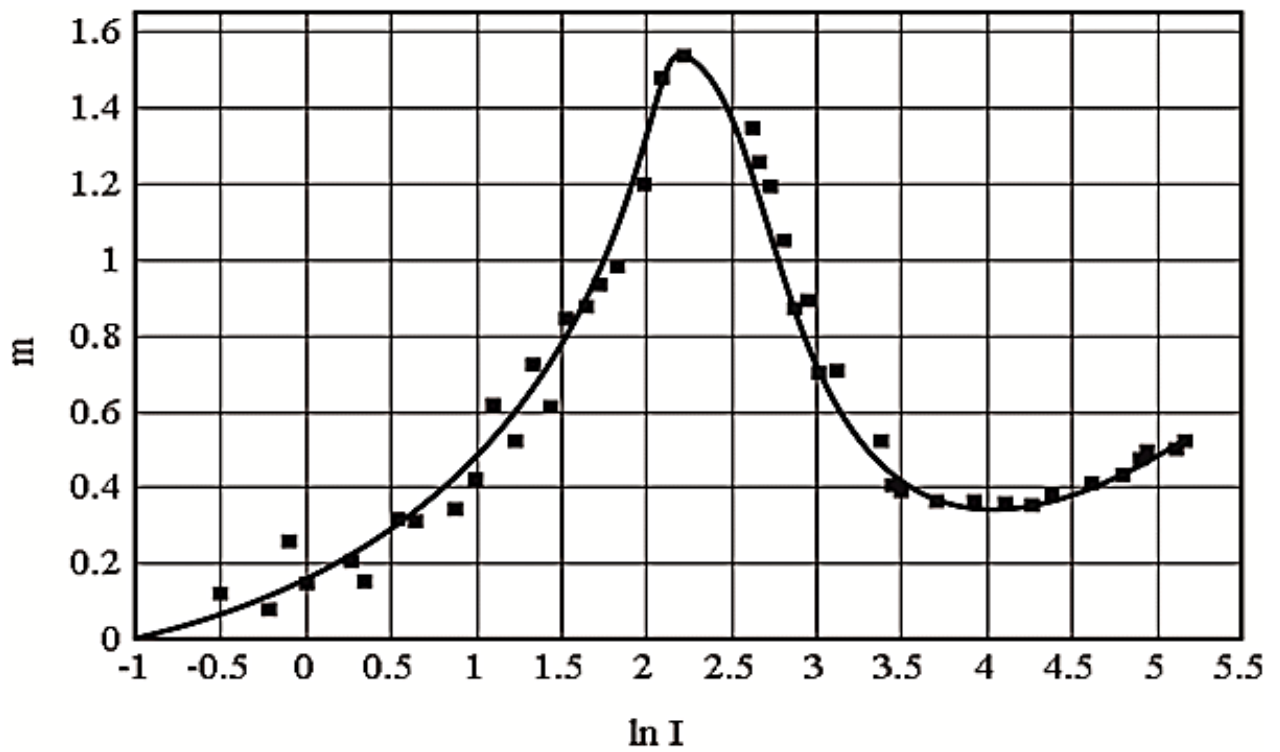


Рисунок 3.4 – Залежність $m=f(\ln I)$ для проміжку керуючий електрод – катод тиристора Т142 [21]

Таблиця 3.3 – Розрахунок опору витoku для тиристора Т142 [21]

$I_m,$ А	$U_m,$ В	$R_{ct},$ Ом	$I_{m1},$ А	$I_{m2},$ А	$\Delta I_m,$ А	$U_{m1},$ В	$U_{m2},$ В	$\Delta U_m,$ В	$R_d,$ Ом	$R,$ Ом
0,0096	0,44 8	46,7	0,009 2	0,009 6	0,0004	0,429	0,448	0,019	47,5	46,7

ВИСНОВКИ

1. Проаналізовано математичні моделі діоду з витоком.
2. Отримані співвідношення між опором витоку та параметрами діоду в цілому: статичним та динамічним опорами в точці ВАХ, що відповідає максимуму залежності m – характеристики.
3. Запропоновано методику визначення опору витоку та шляхом експериментів на декількох моделях діодів з витоком доведено її працездатність.
4. Запропоновану методику використано для визначення опора витоку реального приладу.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Бондаренко І. М., Бородін О. В., Галат О. Б., Карнаушенко В. П. Твердотільна електроніка: навч. посібник для студентів ЗВО. / І. М. Бондаренко, О. В. Бородін, О. Б. Галат, В. П. Карнаушенко. Харків: ХНУРЕ, 2020. 236 с.
2. Васильев Н. Н. Лабораторный практикум по курсу электричества и магнетизма. Сборник 2 – описание приборов./ Н. Н. Васильев. Псков: 2000. 144 с.
3. Гордієнко Ю. О., Гуржій А. Н., Бородін А. В., Бурдукова С. С. Напівпровідникові прилади, інтегральні мікросхеми та технологія їх виробництва. Харків: Компанія СМІТ, 2004. 620 с.
4. Дружинін А.О. Твердотільна електроніка. Фізичні основи і властивості напівпровідникових приладів: навч. посібник. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2009. – 332 с.
5. Борисов О. В., Якименко Ю. І. Твердотільна електроніка : підручник / за заг. ред. Ю. І. Якименка. Київ: НТУУ «КПІ», 2015. 484 с.
6. Бондаренко І. М., Бородін О. В., Карнаушенко В. П. Проектування напівпровідникових приладів та інтегральних схем: навч. посібник для студентів ЗВО. Харків: ХНУРЕ. 2019. 177 с.
7. Прохоров Е. Д. Твердотіла електроніка: навч. посібник. Харків: ХНУ імені В.Н. Каразіна, 2007. 544 с.
8. Зи С. Физика полупроводниковых приборов / С.Зи Москва: Мир, 1984. Т. 2. 456 с.
9. Гаман В. И. Физика полупроводниковых приборов: Учеб. пособие / В. И. Гаман. Томск: Изд-во НТЛ, 2000. 426 с.
10. Насыров И. К., Урманчеев Л. М., Нургалиев М. И., Куншина Н. Б. Исследование полупроводниковых двухполюсников / И. К. Насыров, Л. М.

Урманчеев, М. И. Нургалиев, Н. Б. Куншина. Методические указания к лабораторной работе. Казан. гос. техн. унт. 2001. 14 с.

11. Гуртов В. А. Твердотельная электроника: Учеб. пособие / Гуртов В. А.; ПетрГУ. Петрозаводск: 2004. 312 с.

12. Соломин Б. А. Сборник лабораторных работ по курсу «Электроника»: Ч.1, методические указания для студентов базовой кафедры «Радиотехника, опто– и наноэлектроника» / сост. Б. А. Соломин, А. А. Широков. Ульяновск: УлГТУ, 2007. 30с.

13. Гуртов В. А. Твердотельная электроника: Учебное пособие / Гуртов В. А. Петрозаводск: ПетрГУ, 2004. 312 с.

14. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем / Степаненко. И. П. 4-е изд. Москва: Энергия, 1977. 671 с.

15. Гаман В. И. Физика полупроводниковых приборов: Учеб. пособие / Гаман. В. И. Томск: Изд-во НТЛ, 2000. 426 с.

16. Гитцевич А. Б. Полупроводниковые приборы. Диоды высокочастотные, импульсные, оптоэлектронные приборы: Справочник. 2–е изд., стереотип. / Гитцевич А. Б., Зайцев А. А, Мокряков В. В. Под ред. А. В. Голомедова. Москва: КУбКа, 1996. 592 с.

17. Тугов Н. М. Полупроводниковые приборы / Тугов Н. М., Глебов Б. А., Чарыков Н. А.; Под ред. В.А. Лабунцова. Москва: Энергоатомиздат, 1990. 576 с.

18. Нефедов А. В. Полупроводниковые приборы: Справочник. Транзисторы / А. В. Нефедов, В. И. Гордеева. Москва: КубКа, 1996. 420 с.

19. Головкин А. Г. Механизм возникновения шумовых максимумов в элементах с нелинейными вольт-амперными характеристиками / Головкин А. Г. / Интегральные схемы и полупроводниковые приборы. 2004. №3. С. 37–40.

20. Горлов М. И. Диагностические методы контроля и прогнозирующей оценки надежности полупроводниковых изделий / Горлов М. И., Емельянов В. А., Адамян. А. Г. Минск: Бел.наука, 2003. С. 32–45.

21. Фесенко О.С., Яновський О.С.. Теоретичне та експериментальне дослідження вах р-п переходів з шунтуванням. Збірник наукових праць студентів, аспірантів, докторантів і молодих вчених «Молода наука-2023»: у 5 т. / Запорізький національний університет. □ Запоріжжя: ЗНУ, 2023. – Т.3. С. 315

22. Горлов М. И Способы определения надежности полупроводниковых приборов / Горлов М. И., Емельянов В. А., Николаева А. П., Жарких А.П. / Межв.сб. науч. трудов «Твердотельная электроника и микроэлектроника». Воронеж: ВГТУ, 2003. 34 с.

23. Горлов М.И. Возможности отбраковки полупроводниковых приборов по уровню низкочастотного шума / Горлов М.И., Емельянов В. А., / Компоненты и технологии 2005. №8. С.47□75.

24. Чернышев А. А. Основы надежности полуполупроводниковых приборов и интегральных микросхем / Чернышев. А. А. Москва: Радио и связь, 1988. 256 с.

25. Жигальский Г. П. Избыточные шумы в структуре – металл – диэлектрик – полупроводник / Жильский А. Г. //Радиотехника и электроника. 2000 №7. С. 21– 28.