

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

О.В. Борисов, П.О. Яганов

МІКРОЕЛЕКТРОННІ СЕНСОРИ НА ОСНОВІ КРЕМНІЄВИХ P-N ПЕРЕХОДІВ

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для студентів,
які навчаються за спеціальністю 153 «Мікро- та наносистемна техніка»
спеціалізації «Мікроелектронні інформаційні системи», «Мікро- та
наноелектронні прилади і пристрої»,
спеціальністю 172 «Телекомунікація та радіотехніка» спеціалізації
«Інформаційно-обчислювальні засоби електронних систем»*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2017

Рецензенти: *Осінський В.І., доктор технічних наук, професор*
Черненко В.В., канд. фіз.-мат. наук, старш. наук. співроб.

Відповідальний редактор *Жуйков В.Я., доктор технічних наук, професор*

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 4 від 21.12.2017 р.)
за поданням Вченої ради факультету електроніки (протокол № 12/2017 від 18.12.2017 р.)*

Електронне мережне навчальне видання

Борисов Олександр Васильович, канд. техн. наук, проф.
Яганов Петро Олексійович, канд. техн. наук, доц.

МІКРОЕЛЕКТРОННІ СЕНСОРИ НА ОСНОВІ КРЕМНІЄВИХ Р-Н ПЕРЕХОДІВ

Мікроелектронні сенсори на основі кремнієвих р-п переходів [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 153 «Мікро- та наносистемна техніка» спеціалізації «Мікроелектронні інформаційні системи», «Мікро- та наноелектронні прилади і пристрої», спеціальності 172 «Телекомунікація та радіотехніка» спеціалізації «Інформаційно-обчислювальні засоби електронних систем»/ О.В. Борисов, П.О. Яганов; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 12,55 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. – 174 с.

З'ясовано особливості функціонування р-п переходів у нерівноважному стані, наведено фізичне обґрунтування ефективності використання електричних та фотоелектричних властивостей кремнієвих р-п переходів у мікроелектронних вимірювальних перетворювачах неелектричних величин, подано конструкторсько-технологічну реалізацію багатосенсорної мікроелектронної кремнієвої структури з діелектричною ізоляцією та розглянуто її властивості. Представлено методи моделювання метрологічних характеристик сенсорів на основі регресійного аналізу та технологій нейронних мереж.

© О.В. Борисов, П.О. Яганов, 2017
© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017

ЗМІСТ

	Стор.
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ І ПОЗНАЧЕНЬ	6
ВСТУП	8
РОЗДІЛ 1. Метрологічні характеристики сенсорів на основі <i>p-n</i> переходу	12
1.1. Особливість функціонування мікроелектронних сенсорів	12
1.2. Сенсорні властивості <i>p-n</i> переходу у нерівноважному стані ...	14
1.3. Температурна залежність контактної різниці потенціалів <i>p-n</i> переходу у нерівноважному стані	17
1.3.1. Фотовольтаїчний режим <i>p-n</i> переходу	18
1.3.2. Пряме зміщення <i>p-n</i> переходу	21
1.4. Аналіз моделі нерівноважного стану <i>p-n</i> переходу	25
Висновки по розділу 1	29
Контрольні запитання до розділу 1	29
РОЗДІЛ 2. Мікроелектронна інтегральна сенсорна структура	30
2.1. Конструкторсько-технологічне обґрунтування реалізації	30
2.2. Аналіз методів реалізації діелектричної ізоляції елементів інтегральних мікросхем	34
2.3. Технологічний маршрут виготовлення сенсорної КСДІ ...	37
2.3.1. Польовий транзистор з полікремнієвим затвором	47
2.4. Виготовлення безкорпусного мікроелектронного термосенсора	49
Висновки по розділу 2	52
Контрольні запитання до розділу 2	53
РОЗДІЛ 3. Мікроелектронні вимірювальні перетворювачі температури на КСДІ	54
3.1. Вимірювання температури мікроелектронними перетворювачами	54

3.2.	Термометричні характеристики діодних сенсорів	55
3.3.	Теоретичний аналіз термометричних характеристик КСДІ	61
3.4.	Метод моделювання термопольової залежності рухливості носіїв заряду в інверсному шарі МДН-транзистора	67
3.5.	Модель термопольової залежності рухливості інверсних носіїв заряду в каналі МДН-транзистора.....	71
3.6.	Термометричні характеристики МДН-транзистора	73
3.7.	Термометричні характеристики КСДІ	80
Висновки по розділу 3		88
Контрольні запитання до розділу 3		88
РОЗДІЛ 4. ФОТОЕЛЕКТРИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НА КСДІ		90
4.1.	Особливості функціонування мікроелектронних фотоперетворювачів	90
4.2.	Фотоелектричні властивості сенсорної КСДІ	92
4.3.	Використання прозорих електропровідних плівок у КСДІ	100
4.4.	Координато чутливий фотоелектричний перетворювач	104
4.5.	Координатний фотоперетворювач з широтно-імпульсною модуляцією	109
4.6.	Оптоелектронні термочутливі перетворювачі на КСДІ	116
4.7.	Термостабілізація вихідного сигналу координатних фотоперетворювачів	125
Висновки по розділу 4		130
Контрольні запитання до розділу 4		130
РОЗДІЛ 5. МОДЕЛЮВАННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ		131
5.1.	Методи моделювання метрологічних характеристик	131
5.2.	Регресійний аналіз	134
5.3.	Моделювання термометричної характеристики діодних сенсорів методом регресійного аналізу	136

5.4. Моделювання термометричної характеристики діодних сенсорів в умовах радіаційного опромінення та температурного дрейфу	144
5.5. Нейромережна апроксимація термометричної характеристики діодних сенсорів	153
Висновки по розділу 5	162
Контрольні запитання до розділу 5	162
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	164
ДОДАТОК	170

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ І ПОЗНАЧЕНЬ

КСДІ – кремнієва структура з діелектричною ізоляцією;

КРП, $U_{крп}$ – контактна різниця потенціалів;

ТМХ – термометрична характеристика;

ВАХ – вольт-амперна характеристика;

ПХ – позиційна характеристика;

ВП (ПВП) – вимірювальний перетворювач (первинний ВП);

ДСТ – діодний сенсор температури;

МДН – метал-діелектрик-напівпровідник;

КНІ – кремній на ізоляторі;

ЕРС – електрорушійна сила;

ОПЗ – область просторового заряду p - n переходу ;

ІМС – інтегральна мікросхема;

ФСС – фосфорно-силікатне скло;

ІШМ – широтно-імпульсна модуляція;

ЕОМ – електронно-обчислювальна машина;

ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема;

ІМС – інтегральна мікросхема;

НВІС – надвелика інтегральна мікросхема;

ФЕП – фотоелектричний перетворювач;

PCI – компонент периферійного між'єднання (Peripheral Component Interconnect);

USB – універсальна послідовна шина (Universal Serial Bus).

α_T [мВ/К] - коефіцієнт термочутливості p - n переходу;

$\alpha_{пор}$ [мВ/К]- коефіцієнт термочутливості порогової напруги МДН-транзистора;

T^* [К] – температура подвоєння зворотного струму p - n переходу;

I_s [А, мА, мкА] - тепловий (дифузійний) струм p - n переходу;

I_{ph} [А, мА, мкА] – фотострум;

I_{rec}, I_{gen} [А, мА, мкА] – струм рекомбінації, генерації (відповідно) в ОПЗ;

J_{rec}^n, J_{rec}^p [А, мА, мкА] - струми рекомбінації електронів, дірок в ОПЗ;
 $j_{n,p}(x)$ [А/м², мА/см², мкА/мм²] – щільність електронної, діркової складової струму p - n переходу як функція координати x ;
 E_g [еВ] – ширина забороненої зони напівпровідника;
 $g_{n,p}$ [м⁻³/с, см⁻³/с] – темп генерації електронів, дірок;
 $r_{n,p}$ [м⁻³/с, см⁻³/с] – темп рекомбінації електронів, дірок;
 G [м⁻⁶, см⁻⁶] – питома концентрація нерівноважних носіїв заряду у напівпровіднику;
 D [см²/с] – коефіцієнт дифузії носіїв заряду;
 $\tau_{n,p}$ [с] – час життя електронів, дірок;
 $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К = $8,6 \cdot 10^{-5}$ еВ/К – стала Больцмана;
 $L_{n,p}$ [см, мкм] – дифузійна довжина електронів, дірок;
 $\mu_{n,p}$ [см²/В·с] – рухливість електронів, дірок;
 μ_{inv} [см²/В·с] – рухливість інверсних носіїв заряду в каналі МДН-транзистора;
 n_{n0}, p_{p0} [м⁻³, см⁻³] – рівноважна концентрація основних носіїв заряду (електронів, дірок);
 n_p, p_n [м⁻³, см⁻³] – концентрація неосновних носіїв заряду (електронів, дірок)
 $\Delta n_p, \Delta p_n$ [м⁻³, см⁻³] – концентрація неосновних надлишкових носіїв заряду (електронів, дірок) в нерівноважному стані;
 $n_i = 1,45 \cdot 10^{10}$ см⁻³ – власна концентрації носіїв заряду в кремнії при $T = 300$ К;
 $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд електрона;
 $U_{CB}(T)$ [В, мВ] – напруга стік-витік МДН-транзистора при температурі T ;
 $U_3(T)$ [В, мВ] – напруга на затворі МДН-транзистора при температурі T .
 $U_{pn}(T)$ [В, мВ] – падіння напруги на p - n переході при температурі T ;
 U_{ph} [В, мВ] – фото-ЕРС;
 $U_{пор}$ [В, мВ] – порогова напруга МДН-транзистора;
 U_3 [В, мВ] – напруга на затворі МДН-транзистора.

ВСТУП

Інтенсивний розвиток автоматизованих систем контролю та управління технологічними процесами викликає потребу в пристроях вимірювання різноманітних фізичних величин. Конкуренція на ринках збуту продукції та послуг вимагає постійного зростання надійності та якості товарів, тому контроль стану будь-якої технічної системи здійснюють на всіх етапах її виготовлення і експлуатації. Первинні вимірювальні перетворювачі (сенсори) є обов'язковою складовою датчиків – вимірювальних перетворювачів неелектричних величин. Їхня номенклатура неухильно розширюється, а вимоги щодо точності вимірювання зростають.

Домінуючою тенденцією розвитку сенсорних систем впродовж останніх років є мікромініатюризація, яка супроводжується зниженням ціни датчика при збереженні чутливості і надійності вимірювання. З аналізу номенклатури контрольно-вимірювальної апаратури розвинутих країн світу випливає, що майже 90% основних типів датчиків мають мікроелектронне виконання [1, 2]. Це обумовлює мале енергоспоживання, унікальні масо-габаритні показники, високу надійність, низьку ціну, сумісність основних електричних та технологічних характеристик з параметрами сучасних мікроелектронних пристроїв та систем. Глобальний ринок датчиків оцінюється в діапазоні від 15 до 30 млрд. дол. США. Світовий щорічний приріст сенсорних мікроелектронних технологій становить 10% на відміну від середньорічного 4% зростання високотехнологічних галузей [3].

Оскільки мікроелектронні технології спрямовані на створення приладів з високою щільністю компонентів на одиниці площі напівпровідникового матеріалу, то в розробці і виготовленні високочутливих мікророзмірних сенсорів актуальними є підходи, що ґрунтуються на використанні в напівпровідникових структурах ефектів, які виникають на мікронеоднорідностях типу потенційного бар'єру. В таких приладах властивості визначаються фундаментальними або питомими параметрами напівпровідника: шириною забороненої зони, часом життя, рухливостями,

концентраціями носіїв заряду, іншими фізичними характеристиками твердого тіла. В цьому випадку масштабування габаритів мікроелектронного сенсора в межах технологічно прийнятих обмежень зберігає рівень його електричного відгуку та чутливість до впливу вимірюваної фізичної величини.

Хоча розробка сенсорів з унікальними характеристиками відбувається, зокрема, і з використанням новітніх нанотехнологій та складних методів обробки вихідного сигналу, проте у сучасному масовому виробництві, як правило, використовують широко відомі і традиційні принципи перетворення вхідної неелектричної величини у вихідний електричний сигнал. При створенні нових високочутливих мікроелектронних структур важливим є використання тих конструкторсько-технологічних переваг, які мають промислово освоєні методи перетворення матеріалів електронної техніки. Насамперед це стосується кремнію, обробка якого є однією з найбільш розповсюджених мікроелектронних технологій, оскільки вона промислово освоєна, фізика процесів і технологічні властивості цього матеріалу вивчені, способи формоутворення різноманітних кремнієвих структур відомі.

Значний прогрес, якого досягнули мікроелектронні технології, призвів до появи високочутливих інтегральних структур, на основі яких були створені датчики та пристрої з високими експлуатаційними характеристиками. Зокрема це стосується вимірювальних перетворювачів температури та оптоелектронних фотоперетворювачів.

Серед неелектричних величин вплив теплового поля на параметри і характеристики будь-якої мікроелектронної структури розглядається як один з найважливіших чинників, що визначає функціонування приладу. В більшості випадків конструктивними, технологічними або схемотехнічними засобами намагаються мінімізувати або компенсувати прояв теплового поля у вихідних характеристиках пристрою. Актуальність цієї задачі підтверджується численними дослідженнями в галузі напівпровідникової електроніки. Але в сенсорній електроніці термочутливі властивості матеріалу або приладу використовують як для прямих вимірювань температури, так і для непрямих

вимірювань температурно-залежних величин, наприклад, вологості, швидкості газових потоків, в'язкості, об'єму, мікропереміщень тощо.

Завдяки успіхам напівпровідникової технології ідеї мініатюризації та інтеграції у фотоприймальній техніці обумовили розвиток її елементної бази на основі використання фізичних явищ у твердому тілі. Це визначило перевагу напівпровідникових перетворювачів оптичного випромінювання, принцип дії яких ґрунтується на внутрішньому фотоефекті.

Оптоелектронні перетворювачі неелектричних величин складають один з багаточисельних класів вимірювальних перетворювачів. Їхня структурна схема включає джерело випромінювання, оптичний канал зв'язку, фотоприймач. Принципові переваги оптоелектронних приладів пов'язані з високою інформаційною ємністю каналу оптичного зв'язку, електричною нейтральністю фотонів як носіїв інформації, можливістю часової і просторової модуляції світлового променя [4]. Ці якості є вирішальними критеріями вибору конструкції деяких багатокомпонентних оптоелектронних систем [5] та вимірювальних перетворювачів фізичних величин, зокрема, фотоелектричних перетворювачів лінійних і кутових переміщень, оскільки для них важливим є відсутність електричного зв'язку чутливого елемента з компонентами перетворення сигналу.

В мікроелектронному сенсорі разом з вдалим вибором матеріалу або структури з високою термочутливістю необхідно забезпечити також технологічність та сумісність перетворювача сигналу за електрофізичними параметрами з сучасними пристроями інтегральної мікроелектроніки. Створення нового вимірювального перетворювача – системна задача. Її вирішення передбачає з'ясування механізмів перетворення неелектричної величини в електричний сигнал, дослідження шляхів ефективного використання фізичних властивостей та конструкторсько-технологічних особливостей приладу, моделювання метрологічних характеристик та інше.

Прикладом нової мультисенсорної і багатофункціональної інтегральної мікросхеми є кремнієва структура з діелектричною ізоляцією (КСДІ) [6, 7]. В її

складі нараховується 6 діодних структур по 12 p - n переходів в кожній. ЕРС, яка виникає в діодній структурі, може надходити на зовнішній вимірювальний перетворювач, або використовуватись як вхідний сигнал для первинного вимірювального перетворювача на МДН-транзисторі, сформованого на одній підкладці з діодними структурами. У навчальному посібнику КСДІ розглядається як інструмент дослідження і виявлення нових властивостей і якостей, які спостерігаються у пристроях на основі нерівноважного стану p - n переходу.

Термочутливі властивості освітленого p - n переходу враховуються для оцінки параметрів фотодіодів, фототранзисторів, сонячних елементів, оскільки ефективність перетворення оптичного випромінювання в електричний сигнал залежить від температури напівпровідника. Температурний вплив здебільшого розглядають як негативний, тому для стабілізації параметрів фоточутливих елементів застосовують термостатування. В той же час термометричні властивості фото-ЕРС розімкненого кола p - n переходу використовують для створення нових термочутливих перетворювачів.

Основною функцією перетворення фізичної величини в електричний сигнал вимірювальним перетворювачем є метрологічна характеристика. Оскільки на формування вихідного сигналу впливає багато чинників, частина з яких слабо детерміновані, а деякі належать до небажаних, метрологічна характеристика є складною функцією багатьох змінних. Врахування впливу цих змінних потребує не тільки розуміння фізичних процесів переносу заряду у матеріалі сенсору, але і володіння математичними методами обробки експериментальних даних. Синтез цих знань визначає точність і достовірність отриманого результату досліджень властивостей і параметрів вимірювальних перетворювачів.

Дане навчальне видання адресоване студентам вищих технічних закладів освіти напряму підготовки „Електроніка” для поглиблення знань з дисциплін „Твердотільна електроніка”, „Основи мікроелектроніки”, „Вимірювальні перетворювачі фізичних величин”.

РОЗДІЛ 1. МЕТРОЛОГІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ СЕНСОРІВ НА ОСНОВІ P-N ПЕРЕХОДУ

1.1. Особливість функціонування мікроелектронних сенсорів

В мікроелектронних напівпровідникових виробках зміна величини електричного сигналу пов'язана зі зміною властивостей напівпровідника. Управління цими властивостями за допомогою зовнішніх полів лежить в основі різноманіття вимірювальних перетворювачів. Більшість сенсорних систем здійснює аналогове перетворення первісного сигналу, тому рівень і форма сигналу сенсора визначає складність і вартість вимірювання. Хоча можливості сучасної схемотехніки долають проблеми, що виникають в перетворенні слабких нелінійних сигналів, сигналу високого рівня квазілінійної форми (в ідеалі лінійної) завжди віддається перевага.

В конструкціях мікроелектронних сенсорів досягають компромісу між намаганням отримати потужний електричний сигнал з максимальною крутизною в широкому діапазоні вимірювальної шкали і фізичними можливостями матеріалу твердого тіла мікронного об'єму забезпечити достатній рівень сигналу. Для мікроелектронних сенсорів актуальним є поєднання високої чутливості і малих розмірів. Визначальним є фізичний ефект, на основі якого відбувається електричне вимірювання неелектричної величини, та технологічність виробу.

Мікроелектронні структури в переважній більшості можна поділити на два класи: з однорідним та з неоднорідним середовищем. Робота перших будується в основному на зміні провідності напівпровідника, а в других використовують явища на індукованих або створених технологічно неоднорідностях типу потенційного бар'єру. Модуляцію провідності реєструють в зовнішньому електричному полі завдяки зміні струму при незмінній напрузі, або зміні напруги при незмінному струмі. З природи провідності випливає, що вона пов'язана з кількісними змінами носіїв заряду речовини, до якої прикладене зовнішнє поле. Чим більша кількість речовини,

тим потенційно глибша модуляція провідності, яка пропорційна різниці між кількістю носіїв заряду у нерівноважному та рівноважному стані. Таким чином, рівень вихідного сигналу мікроелектронних приладів на основі явищ, пов'язаних зі зміною провідності, залежить від об'єму напівпровідника.

Прикладами сенсорів на основі однорідних середовищ є терморезистори. В терморезисторних сенсорах мірою температури, що вимірюється, є зміна опору. Температурний коефіцієнт платини складає $0,0039\text{ K}^{-1}$, а нікеля $0,006\text{ K}^{-1}$. Кремнієві датчики мають більший температурний коефіцієнт (приблизно на порядок), проте їх вихідна характеристика відрізняється значною нелінійністю, а діапазон температур, що вимірюється, ($-55\text{ }^{\circ}\text{C} \dots +175\text{ }^{\circ}\text{C}$) суттєво вужчий, ніж у датчиків з платини та нікелю ($-200 \dots +850\text{ }^{\circ}\text{C}$). Чутливість напівпровідникових терморезисторів у десятки разів вища, ніж у тонкоплівкових металічних сенсорів, а середній діапазон вимірювальних температур ($200 \dots 400\text{ K}$) в поєднанні з низькою вартістю роблять їх найбільш востребуваними в інтегрованих з аналого-цифровими перетворювачами (АЦП) різноманітних пристроях та вимірювальних комп'ютерних системах.

До недоліків напівпровідникових терморезисторів належить суттєва нелінійність термометричної характеристики, яка є однією з причин похибки термометрів (до $0,5 \dots 3,0\text{ K}$ в діапазоні $220 \dots 400\text{ K}$), а також залежність термосигналу від геометричних розмірів терморезистора. Оскільки падіння напруги на цьому перетворювачі є мірою температури, що вимірюється, то за рівних інших параметрах більший вихідний сигнал буде спостерігатись у того датчика, у якого термоопір більший за номіналом. Великий опір досягають збільшенням довжини терморезистивного шару, отже, за рахунок збільшення габаритів термосенсора. Якщо ж опір мікроелектронного сенсора невеликий, то струм, що протікає крізь нього, має бути якомога більший. При цьому теплова потужність, що розсіюється на терморезисторі, суттєво зростає, викликаючи небажаний саморозігрів і спотворюючи достовірність вимірів.

Мікроелектронне виконання терморезистору визначає низький рівень сигналу мікроелектронного первинного перетворювача, що знижує

завадостійкість датчика, ускладнює захист інформації, обмежує можливості перетворення. Тому обробка сигналу зміщується з рівня системи до рівня сенсора, і термодатчик все частіше представляє собою інтеграцію сенсора і первинного підсилювача на одному кристалі [8]. Але тоді підсилення сигналу відбувається з більшими спотвореннями, оскільки вплив теплового поля на підсилювач погіршує його характеристики. Вирішення однієї проблеми загострює іншу.

В неоднорідних мікроелектронних структурах технологічно створюють неоднорідності, на яких виникають потенційні бар'єри. Подолання носіями заряду потенційного бар'єру супроводжується зміною їх енергії, що виявляє себе у вигляді виділенні чи поглинанні тепла (термоелектричні ефекти), випромінюванні світла (зовнішні фотоефекти) або поглинанні світла (внутрішні фотоефекти), появи електрорушійної сили (ЕРС) на p - n переході тощо. Зміну енергії носіїв заряду реєструють як зміну потенціалу на ділянці електричного кола з неоднорідністю типу потенційного бар'єру. Абсолютне значення зміни потенціалу відбувається в межах висоти потенційного бар'єру. Прикладами сенсорів на основі неоднорідних середовищ є термопари, фототранзистори, сонячні елементи та інші.

Мікроелектронне виконання сенсору передбачає використання таких фізичних властивостей напівпровідника, які не залежать від геометричних розмірів структури. В іншому випадку виграш від зменшення розмірів сенсора буде нівелюватись зменшенням рівня корисного сигналу, який необхідно підсилювати або здійснювати над ним інші перетворення. Отже, в мікроелектронних сенсорах доцільно використовувати механізми переносу заряду крізь неоднорідності типу потенційного бар'єру. Оскільки в мікроелектроніці найбільш розповсюдженим потенційним бар'єром є p - n перехід, то перспективними для створення мікроелектронних сенсорів в роботі розглядають явища, пов'язані з нерівноважним станом саме p - n переходу.

1.2. Сенсорні властивості p - n переходу у нерівноважному стані

Параметром, що характеризує потенційний бар'єр p - n переходу, є контактна різниця потенціалів (КРП). У невідродженому напівпровіднику КРП визначається концентраціями носіїв заряду, шириною забороненої зони, роботою виходу носіїв заряду тощо, тобто, такими параметрами, які не залежать від геометричних розмірів p - n переходу, а є фундаментальними або питомими характеристиками твердого тіла. Порушення термодинамічної рівноваги призводить до зміни КРП, яка відзначається появою ЕРС на p - n переході. Відомими ефектами, пов'язаними зі зміною КРП, є, зокрема, фотовольтаїчні ефекти, що виникають в освітленому p - n переході, та падіння напруги на p - n переході при протіканні струму в прямому напрямку. Дослідження процесів зміни КРП в різних за природою зовнішніх полях дають можливість виявити особливості функціонування p - n переходу в нерівноважному стані та визначити залежність вихідного сигналу сенсора на основі p - n переходу від параметрів напівпровідника. Вивчення температурних залежностей КРП є одним зі способів встановлення особливостей протікання генераційно-рекомбінаційних процесів та переносу зарядів у напівпровідникових неоднорідностях, інструментом виявлення ефективних механізмів перетворення неелектричної величини в електричний сигнал.

На рисунку 1.1 подається типова для фотовольтаїчного режиму температурна залежність фото-ЕРС розімкненого кола кремнієвого p - n переходу в області середніх температур для різних освітленостей E , а на рисунку 1.2 температурна залежність падіння напруги на прямо зміщеному p - n переході для різних струмів I_{pn} .

Технологічні параметри p - n переходу: концентрація акцепторних домішок в p області складає близько 10^{15} см^{-3} , а донорних в n області 10^{19} см^{-3} . Похибка визначення температурного коефіцієнта α_T в межах $\pm (0,9 \dots 1,7) \cdot 10^{-2} \text{ мВ/К}$.

Фото-ЕРС U_{pn} , мВ

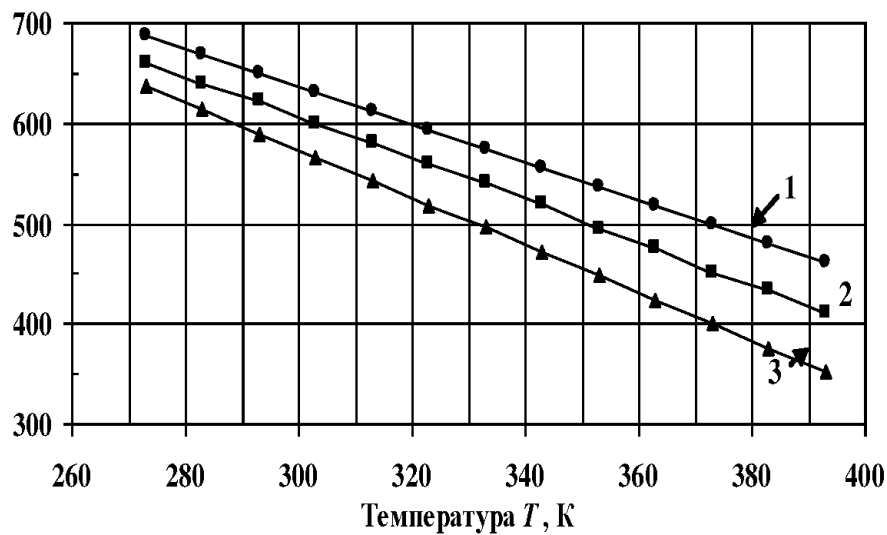


Рис. 1.1. Температурна залежність фото-ЕРС розімкненого кола p - n переходу при різних освітленостях E . 1: $E = 200$ лк, $\alpha_T = 1,892$ мВ/К; 2: $E = 70$ лк, $\alpha_T = 2,014$ мВ/К; 3: $E = 20$ лк, $\alpha_T = 2,375$ мВ/К.

Напруга U_{pn} , мВ

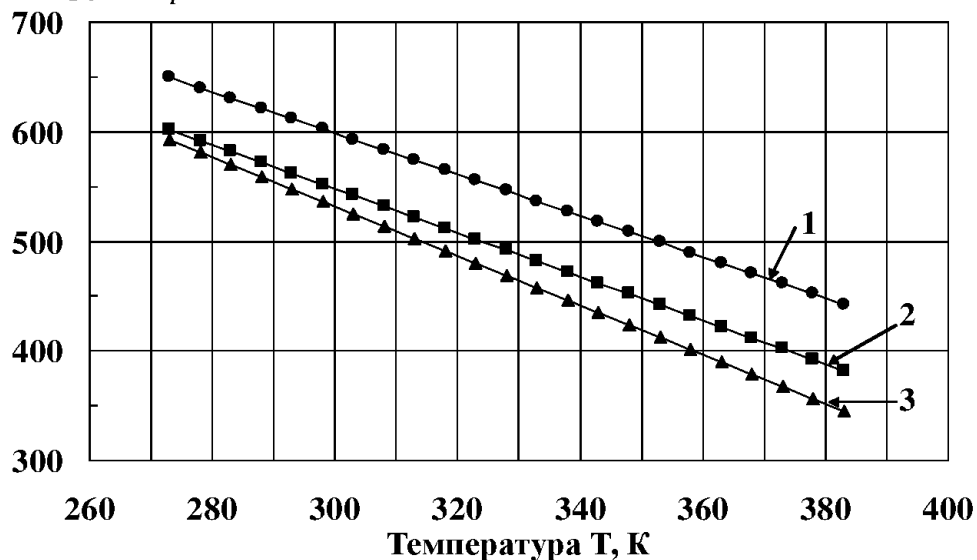


Рис. 1.2. Температурна залежність напруги на прямозміщеному p - n переході при різних струмах I_{pn} . 1: $I_{pn} = 100$ мкА, $\alpha_T = 1,882$ мВ/К; 2: $I_{pn} = 30$ мкА, $\alpha_T = 2,012$ мВ/К; 3: $I_{pn} = 10$ мкА, $\alpha_T = 2,257$ мВ/К.

Відомо, що вихідна температурна залежність фото-ЕРС розімкненого кола кремнієвого p - n переходу і температурна залежність падіння напруги на p - n переході в режимі прямого зміщення в широкому діапазоні температур з незначною похибкою моделюються лінійною функцією $U_{pn}(T)$ виду:

$$U_{pn}(T) = U_{pn}(T_0) - \alpha_T \cdot (T - T_0), \quad (1.1)$$

де $U_{pn}(T_0)$ – падіння напруги на p - n переході при температурі T_0 , α_T – коефіцієнт термочутливості p - n переходу. Числові значення α_T знаходяться в межах 1,8 ... 2,5 мВ/К і залежать від густини струму, що протікає крізь p - n перехід в прямому напрямку, або від освітленості p - n переходу в режимі розімкненого кола.

Формальне порівняння представлених на рис. 1.1 та рис. 1.2 залежностей дозволяє зробити припущення, що ці характеристики ілюструють один і той самий процес зміни різниці потенціалів на структурній неоднорідності (p - n переході) в нерівноважному стані від температури.

Природа появи різниці потенціалів на p - n переході різна: в першому випадку вона виникає внаслідок генерації надлишкових концентрацій носіїв заряду в напівпровіднику під дією зовнішнього випромінювання, а в другому випадку зовнішнє поле стимулює інжекцію носіїв заряду крізь потенційний бар'єр, створюючи нерівноважні концентрації. Але в обох випадках спостерігається зменшення КРП внаслідок порушень граничних рівноважних концентрацій неосновних носіїв заряду. Це зменшення реєструють в першому випадку як фото-ЕРС, а в другому як падіння напруги на p - n переході. Причому спільним є те, що характер температурної залежності, рівень і температурна чутливість ЕРС в обох випадках ідентичні.

Логічно зробити висновок, що сенсорні властивості p - n переходу в нерівноважному стані визначаються здатністю КРП змінюватись під дією впливів зовнішніх полів різної природи. Очевидно, що досліджуючи, наприклад, температурну зміну КРП такої структурної неоднорідності, яким є

p-n перехід, у фотовольтаїчному режимі і режимі прямого зміщення, можна дійти висновку про особливості його функціонування у нерівноважному стані і виявити фактори, що є аргументами моделюючої функції метрологічної характеристики мікроелектронного сенсора на *p-n* переході.

1.3. Температурна залежність контактної різниці потенціалів

p-n переходу у нерівноважному стані

Проведемо фізичний аналіз нерівноважного стану *p-n* переходу з метою визначення математичних моделей метрологічних характеристик мікроелектронних сенсорів.

Зазвичай такий аналіз здійснюють на основі відомої формули У. Шоклі для тонкого (ідеалізованого) *p-n* переходу: $I = I_s(e^{qV/kT} - 1)$, де I_s – тепловий (дифузійний) струм *p-n* переходу. Режим вмикання *p-n* переходу та властивості матеріалу напівпровідника визначають поправки, які вносять в якості параметрів в струм I_s шляхом врахування струму рекомбінації I_{rec} та струму генерації I_{gen} в області просторового заряду (ОПЗ) *p-n* переходу та приграничних до неї шарів напівпровідника. У фотогальванічному режимі формулу Шоклі доповнюють ще однією компонентою – фотострумом I_{ph} : $I = I_s(e^{qV/kT} - 1) - I_{ph}$.

Напруга, що безпосередньо вимірюється на *p-n* переході $U_{pn}(T)$, крім явної залежності має також опосередковану залежність від температури T через відношення струмів I/I_s або I_f/I_s . Наприклад, для фотовольтаїчного режиму

$$\text{фото-ЕРС} \quad V_f = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{g(L_p + L_n)}{D_p p_{n0} / L_p + D_n n_{p0} / L_n} \right), \text{ де } g - \text{ темп генерації носіїв}$$

заряду, $D = \sqrt{\tau L}$ - коефіцієнт дифузії носіїв заряду, τ - час життя носіїв заряду, L - дифузійна довжина носіїв заряду. Кожний зі згаданих параметрів є складною багатофакторною функцією не лише температури, але і концентрації, часу життя, коефіцієнта дифузії, рухливості, дифузійної довжини носіїв заряду, які, в свою чергу, залежать від ширини забороненої зони, ефективних мас тощо

[9, 10]. Тому явне представлення $U_{pn}(T)$ як за допомогою фізичної моделі У. Шоклі, так і інших моделей є занадто громіздким.

Проте, якщо прийняти ряд обмежень, допустимих при розгляді процесів переносу зарядів в p - n переході в нерівноважному стані, можна отримати просту модель кремнієвої діодної структури, яка адекватно описує вихідні характеристики реальних сенсорів. Сформулюємо ці обмеження:

- 1) у нерівноважному стані концентрація надлишкових носіїв заряду $\Delta n_p, \Delta p_n$ напівпровідника набагато менша, ніж концентрація основних носіїв заряду n_{n0}, p_{p0} : $\Delta n_p, \Delta p_n \ll n_{n0}, p_{p0}$ (малий рівень інжекції);
- 2) напівпровідник невинроджений;
- 3) температурний діапазон досліджуваних процесів 150 ... 500 К, тому вплив температури на концентрації основних носіїв заряду n_{n0}, p_{p0} незначний.

1.3.1. Фотовольтаїчний режим p - n переходу

Встановимо зв'язок фото-ЕРС розімкненого кола p - n переходу з параметрами напівпровідника [11]. Нехай p - n перехід освітлюється паралельно границі ОПЗ p - n переходу (дивись рис. 1.3), з якою зв'язаний початок відліку по осі координат X . Зовнішні омичні контакти знаходяться на відстані l від ОПЗ, товщина якої значно менше l .

Розглянемо стаціонарний стан розімкненого кола освітленого p - n переходу. Рівняння неперервності для цього стану такі:

$$D_p \frac{\partial^2 \Delta p_n(x)}{\partial x^2} + g_p = \frac{\Delta p_n(x)}{\tau_p}, \quad D_n \frac{\partial^2 \Delta n_p(x)}{\partial x^2} + g_n = \frac{\Delta n_p(x)}{\tau_n}. \quad (1.3)$$

Врахуємо, що градієнт електричного поля поза межами ОПЗ рівний нулю, а швидкість рекомбінації носіїв заряду значно менше швидкості генерації.

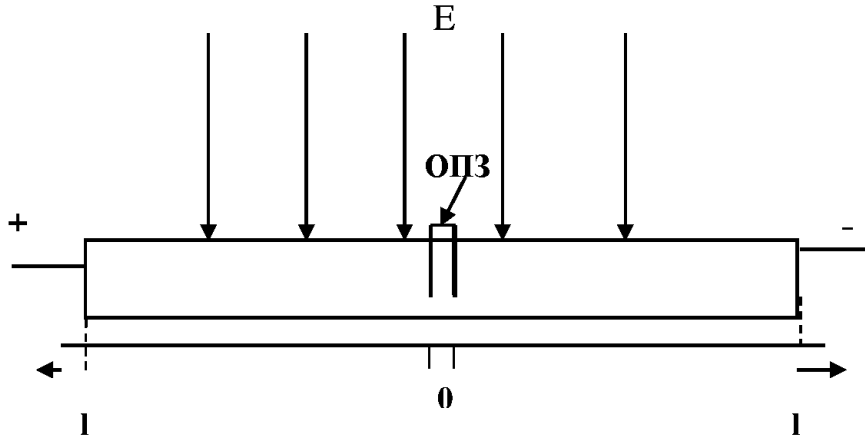


Рис. 1.3. Освітлений p - n перехід у режимі розімкненого кола

Якщо на границі напівпровідника і омичного контакту швидкість рекомбінації прямує до безмежності, то $\Delta p_n(l_1) = 0$, $\Delta n_p(l_2) = 0$. Розв'язок рівняння (1.3) для n і p областей:

$$\Delta n_p(x) = C_1 e^{-x/L_n} + C_2 e^{x/L_n} + \tau_n g_n, \quad \Delta p_n(x) = C_3 e^{-x/L_p} + C_4 e^{x/L_p} + \tau_p g_p. \quad (1.4)$$

Константи $C_1 - C_4$ визначають з граничних умов $\Delta n_p(l_1) = 0$, $\Delta p_n(l_2) = 0$:

$$C_1 = \frac{\tau_n g_n (e^{2l_1/L_n} - e^{l_1/L_n}) - \Delta n(0) e^{2l_1/L_n}}{1 - e^{2l_1/L_n}}; \quad C_2 = \frac{\Delta n(0) - \tau_n g_n (1 - e^{l_1/L_n})}{1 - e^{2l_1/L_n}};$$

$$C_3 = \frac{\tau_p g_p (e^{2l_2/L_p} - e^{l_2/L_p}) - \Delta p(0) e^{2l_2/L_p}}{1 - e^{2l_2/L_p}}; \quad C_4 = \frac{\Delta p(0) - \tau_p g_p (1 - e^{l_2/L_p})}{1 - e^{2l_2/L_p}}$$

На границі ОПЗ $\Delta n_p(0) = \tau_n g_n - j_n(0) \frac{\tau_n}{qL_n}$, $\Delta p_n(0) = \tau_p g_p - j_p(0) \frac{\tau_p}{qL_p}$.

Врахуємо, що для більшості реальних конструкцій фотоперетворювачів

$e^{l/L} \gg 1$, а також те, що $j_p(x) = -qD_p \frac{\partial \Delta p_n}{\partial x}$, $j_n(x) = qD_n \frac{\partial \Delta n_p}{\partial x}$. Оскільки у режимі розімкненого кола струм в p - n переході відсутній, то $\Delta p_n(0) = \tau_p g_p$, $\Delta n_p(0) = \tau_n g_n$. Таким чином,

$$U_{ph} = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{\tau_p g_p}{p_{n0}} \right) = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{\tau_n g_n}{n_{p0}} \right) = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{\tau_p n_{n0} g_p}{n_i^2} \right) = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{\tau_n p_{p0} g_n}{n_i^2} \right). \quad (1.5)$$

Прийнявши, що швидкість генерації електронів і дірок в n та p областях напівпровідника $g_n = g_p = g$, отримаємо, що $\tau_n p_{p0} = \tau_p n_{n0} = \delta_0$, де δ_0 – деяка константа.

Висновок, який зроблено, узгоджується з експериментальними даними. Вони підтверджують, що час життя нерівноважних носіїв заряду в напівпровіднику обернено пропорційний рівню легування, якщо інших рекомбінаційних центрів, крім домішкових станів, в напівпровіднику не створено. Для кремнію значення δ_0 , яке визначають експериментально, складає за різними оцінками від 10^9 с/см³ до 10^{11} с/см³ [12].

Якщо $e^{l/L} > 1$, то рішення рівнянь неперервності матиме вид:

$$\Delta p_n(0) = \tau_p g_p \frac{(e^{l/L_p} - 1)^2}{e^{l/L_p} + 1}; \quad \Delta n_p(0) = \tau_n g_n \frac{(e^{l/L_n} - 1)^2}{e^{l/L_n} + 1}. \text{ Увівши позначення } e^{l/L_p} = \alpha, e^{l/L_n} = \beta,$$

запишемо $\tau_n p_{p0} \frac{(\alpha - 1)^2}{\alpha^2 + 1} = \tau_p n_{n0} \frac{(\beta - 1)^2}{\beta^2 + 1}$. Тоді всі отримані вище співвідношення

зберігають свій вид, якщо зробити заміни: $\tau_n \frac{(\alpha - 1)^2}{\alpha^2 + 1} = \tau_n'$, $\tau_p \frac{(\beta - 1)^2}{\beta^2 + 1} = \tau_p'$.

В наведеному вище розгляді було прийнято, що швидкість рекомбінації на омічних контактах напівпровідника близька до безмежності. Якщо вважати її скінченною, то характер залежності між струмом і напругою в p - n переході збережеться, а зміниться лише величина теплового струму насичення I_s , що вносить тільки кількісні корективи в отримані формули так само, як це

відбувається при врахуванні відношення дифузійної довжини носіїв заряду і довжини бази або емітера в біполярній структурі [13].

Отже, фото-ЕРС розімкненого кола при малих рівнях інжекції носіїв заряду в невідродженому напівпровіднику може бути представлена залежністю:

$$U_{ph} = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{G}{n_i^2} \right), \quad (1.6)$$

де $G = \delta_0 g$ – питома концентрація нерівноважних носіїв заряду в напівпровіднику.

Формулу (1.6) можна розглядати як метрологічну характеристику фотосенсора, в основі функціонування якого покладено залежність фото-ЕРС розімкненого кола від температури.

1.3.2. Пряме зміщення p - n переходу

Під дією прикладеного зовнішнього електричного поля нерівноважні електрони та дірки долають потенційний бар'єр ОПЗ. Оскільки електричне поле за межами ОПЗ вважаємо рівним нулю, то розглядаємо тільки дифузійну та рекомбінаційну складові струму носіїв заряду, що інжектуються крізь потенційний бар'єр p - n переходу. На границях ОПЗ змінюється концентрація неосновних носіїв заряду, внаслідок чого відбувається зменшення КРП. Це явище спостерігають як падіння напруги на прямозміщеному p - n переході, а розрахунок падіння напруги $U_{pn}(T)$ здійснюють аналогічно формулі (1.2). Для визначення нерівноважних добавок до концентрацій неосновних носіїв заряду Δn_p , Δp_n розв'яжемо рівняння неперервності (1.3), прийнявши до уваги, що в умовах прямого зміщення p - n переходу слід враховувати рекомбінаційні процеси в ОПЗ та поблизу її границь, а генерацією носіїв заряду в ОПЗ знехтувати:

$$D_p \frac{\partial^2 \Delta p_n}{\partial x^2} = r_p, \quad D_n \frac{\partial^2 \Delta n_p}{\partial x^2} = r_n, \quad (1.7)$$

де $r_n = \frac{n_p - n_{p0}}{\tau_n} = \frac{\Delta n_p}{\tau_n}$; $r_p = \frac{p_n - p_{n0}}{\tau_p} = \frac{\Delta p_n}{\tau_p}$ – швидкості рекомбінації неосновних носіїв заряду (електронів, дірок) при малих рівнях інжекції.

Загальний розв'язок рівнянь неперервності (1.7), враховуючи граничні умови $\Delta p_n(l_1) = 0$, $\Delta n_p(l_2) = 0$ та залежності $e^{l/L} \gg 1$, $j_p(x) = qD_p \frac{\partial \Delta p_n}{\partial x}$, $j_n(x) = qD_n \frac{\partial \Delta n_p}{\partial x}$, де $D = \sqrt{\tau L}$, дозволяє записати:

$$\Delta n_p(x) = \Delta n_p(0)e^{-x/L_n} = \frac{j_n(x)\tau_n}{qL_n}; \quad \Delta p_n(x) = \Delta p_n(0)e^{-x/L_p} = \frac{j_p(x)\tau_p}{qL_p}.$$

Падіння напруги на прямозміщеному p - n переході аналогічно (1.2):

$$\begin{aligned} U_{pn} &= U_{kpn}^0 - U_{kpn} = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{\Delta p_n}{p_{n0}} \right) = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{\Delta n_p}{n_{p0}} \right) = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{j_p(x)\tau_p}{qL_p p_{n0}} \right) = \\ &= \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{j_n(x)\tau_n}{qL_n n_{p0}} \right) = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{j_p(x)\tau_p n_{n0}}{qL_p n_i^2} \right) = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{j_n(x)\tau_n p_{p0}}{qL_n n_i^2} \right). \end{aligned} \quad (1.8)$$

Вираз (1.8) ідентичний (1.6), якщо позначити $g_p = \frac{j_p(x)}{qL_p}$; $g_n = \frac{j_n(x)}{qL_n}$.

Отриманий результат повністю узгоджується з дифузійною моделлю тонкого p - n переходу: $J = J_s(e^{qV/kT} - 1)$, де $J_s = \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} + \frac{qD_n n_{p0}}{L_n}$ – густина дифузійного струму носіїв заряду [14]. Для кремнієвого p - n переходу дифузійний струм доповнюють струмами рекомбінації електронів J_{rec}^n та дірок J_{rec}^p в ОПЗ:

$$J_s = \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} + \frac{qD_n n_{p0}}{L_n} + J_{rec}, \quad J_{rec} = J_{rec}^n + J_{rec}^p = \int_0^{d_p} q r_n dx + \int_{-d_n}^0 q r_p dx, \quad (1.9)$$

де $r_n = \frac{\Delta n_p}{\tau_n}$, $r_p = \frac{\Delta p_n}{\tau_p}$ – швидкості рекомбінації в ОПЗ електронів та дірок відповідно, d_p, d_n – глибина ОПЗ в p та n областях напівпровідника відповідно.

Після інтегрування (1.9) отримаємо $J_{rec} = J_{rec}^n + J_{rec}^p = \frac{\Delta n_p}{\tau_n} d_n + \frac{\Delta p_n}{\tau_p} d_p$. В

несимметрично легованому p - n переході однією зі складових (електронною або дірковою) зазвичай нехтують. Якщо, наприклад, $n_{n0} \ll p_{p0}$, то

$$J_s = \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} + \frac{q\Delta p d_n}{\tau_p} = \frac{q}{\tau_p} (p_{n0} L_p + \Delta p d_n). \quad (1.10)$$

В режимі прямого зміщення при напругах $U_{pn} > 10kT/q$ кремнієвий p - n перехід вважають тонким, тому другим доданком в (1.10) можна знехтувати. Це припущення підтверджується прямою гілкою ВАХ реальних діодних кремнієвих структур, в яких при напругах прямого зміщення $U > 10kT/q$ домінуючим механізмом струмопереносу є дифузія неосновних носіїв заряду. В цьому випадку $J_s = \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} = \frac{q p_{n0} L_p}{\tau_p}$, і падіння напруги U_{pn} на прямо зміщеному p - n переході:

$$U_{pn} = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{\tau_p J}{q p_{n0} L_p} \right) = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{J \tau_p n_{n0}}{q n_i^2 L_p} \right) = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{\tau_0 g}{n_i^2} \right) = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{G}{n_i^2} \right), \quad (1.11)$$

де $g = J/qL_p$, а $G = \delta_0 g$ - питома концентрація нерівноважних носіїв заряду в напівпровіднику.

Формулу (1.11) слід розглядати як метрологічну характеристику діодного сенсора, в основі функціонування якого покладено зміну падіння напруги прямого зміщення p - n переходу від зовнішніх впливів.

При подачі зворотної напруги $-U$ на p - n перехід у формулі У. Шоклі доданок $e^{-qU/kT}$ набагато менший одиниці. Ним можна знехтувати, і струм в структурі насичується до величини I_s . В цьому режимі функціонування p - n переходу схоже з функціонуванням опору, провідність якого визначається процесами теплової генерації носіїв заряду в ОПЗ та польового переносу зарядів завдяки наявності дислокацій, випадкових структурних порушень, слабо детермінованих поверхневих станів напівпровідника. Струм зворотно

зміщеного p - n переходу суттєво залежить від випадкових технологічних факторів і може неконтрольовано змінюватися від одного p - n переходу до іншого. Емпіричний вираз цієї залежності від температури: $I(T) = I(T_0) \cdot 2^{(T-T_0)/T^*}$, де T^* – температура подвоєння зворотного струму.

Напруга на зворотно зміщеному p - n переході U_{pn} має складну залежність, в якій на ділянці ідеального p - n переходу до напруг $U_{pn} < 3U_{KPI}$, де U_{KPI} – КРП,

задовільно визначається виразом: $U_{pn} = \frac{kT}{q} \ln \left(1 - \frac{I_s + I_0 + I_B}{I_{диф}} \exp \frac{qV_K}{kT} \right)^{-1}$,

де I_s – тепловий (дифузійний) струм p - n переходу;

$I_0 = \sqrt{1 + \frac{V_{pn}}{V_K}} \left[1 - \exp \left(-\frac{qV_{pn}}{kT} \right) \right] \cdot \frac{kT}{q\rho}$, де ρ - характеристичний опір p - n переходу; I_B –

струм втрат, який складно виразити аналітично.

У діапазоні $15U_K < U_{pn} < 3U_K$ використовують залежність виду:

$$U_{pn} = U_K \left[\left(\frac{I_{3B}}{I_H} - 1 \right)^2 \left(\frac{I_s}{I_T} \right)^2 - 1 \right],$$

де $I_{3B} = I_s + I_0 + I_B$.

Оскільки для вимірювання будь-якої фізичної величини прогнозованість відгуку сенсорної структури має вирішальне значення, віддають перевагу сенсору з простою (бажано квазілінійною) аналітичною метрологічною характеристикою. Тому використання зворотного зміщення p - n переходу для перетворення вимірювальної величини в електричний сигнал є менш привабливим і доцільним, ніж використання ефектів прямого зміщення p - n переходу.

1.4. Аналіз моделі нерівноважного стану p - n переходу

Рівняння (1.6) та (1.11) визначають значення ЕРС на кремнієвому p - n переході в нерівноважному стані. Збіг форм залежностей напруги на p - n

переході від температури в нерівноважному стані, який виник під дією зовнішніх полів різної природи, вказує на те, що функція

$$U_{pn} = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{G}{n_i^2} \right) \quad (1.12)$$

може розглядатися як метрологічна характеристика діодного сенсора. Її аргументами є змінні, що залежать тільки від фундаментальних та питомих параметрів напівпровідника.

Перевіримо отриманий висновок за формулою (1.12), визначивши в явному вигляді термометричну характеристику p - n переходу. Як відомо, залежність власної концентрації носіїв заряду n_i та ширини забороненої зони E_g від температури T виражають рівнянням [8]:

$$n_i(T) = \sqrt{N_c N_v} e^{-E_g/2kT} = MT^{3/2} e^{-E_g/2kT},$$

де $E_g(T) = 1,17 - 4,73 \cdot 10^{-4} \cdot T^2/(636+T)$ – ширина забороненої зони напівпровідника, k – постійна Больцмана, $M = 7,54 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3} \text{ K}^{-3/2}$ – константа. Напруга на p - n переході в нерівноважному стані як функція температури визначиться у відповідності з формулою (1.12):

$$U_{pn}(T) = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{G}{n_i^2} \right) = \frac{1}{q} \left(1,17 - \frac{4,73 \cdot 10^{-4} T^2}{636 + T} - kT \ln \frac{M^2 T^3}{G} \right). \quad (1.13)$$

У (1.13) враховано, що параметр G значно слабше у порівнянні з n_i^2 залежить від температури та той факт, що $G \gg n_i^2$.

На рис. 1.4 та в табл. 1.1 представлено результат розрахунку за формулою (1.13) сімейства вихідних характеристик кремнієвого сенсора температури на p - n переході при різних значеннях G . Порівняння експериментальних (дивись рис. 1.1, рис. 1.2) та модельних термометричних характеристик (дивись рис. 1.4) вихідних напруг кремнієвих датчиків температури на основі p - n переходу вказує на те, що формула (1.13) адекватно описує залежність $U_{pn}(T)$.

Таблиця 1.1.

Значення параметру G та параметрів лінійної апроксимації функції $U_{pn}(T)$ за рівнянням (1.13)

G	$U_{pn}(T)$, мВ	α_T , мВ/К
$G1 = 10^{29} \text{ см}^{-6}$	1287,8	2,58
$G2 = 10^{30} \text{ см}^{-6}$	1287,8	2,3813
$G3 = 10^{31} \text{ см}^{-6}$	1287,8	2,1826
$G4 = 10^{32} \text{ см}^{-6}$	1287,8	1,9838
$G5 = 10^{33} \text{ см}^{-6}$	1287,8	1,7851

Екстраполяція формули (1.13) лінійною залежністю виду $U_{pn}(T) = U - \alpha_T T$ у діапазоні температур 200 К ... 480 К не перевищує абсолютну похибку $\pm 3,8$ мВ. Похибка апроксимації температури знаходиться в межах 1,5 ... 2,1 К (не більше 0,9% діапазону апроксимації).

Параметр G в отриманій моделі слід розглядати як узагальнюючий кількісні оцінки об'єктивно існуючих процесів, пов'язаних з рекомбінацією та генерацією носіїв заряду в приповерхневих шарах напівпровідника та випадкових рекомбінаційних центрах, розсіянні на неоднорідностях в напівпровідниковій структурі, а також явищами на омичних контактах. Оскільки врахування усіх факторів у цих процесах з їх складними взаємозв'язками значно ускладнює фізичну модель, при розрахунках реальних вихідних характеристик датчиків на основі p - n переходу значення G доцільно визначати з експерименту.

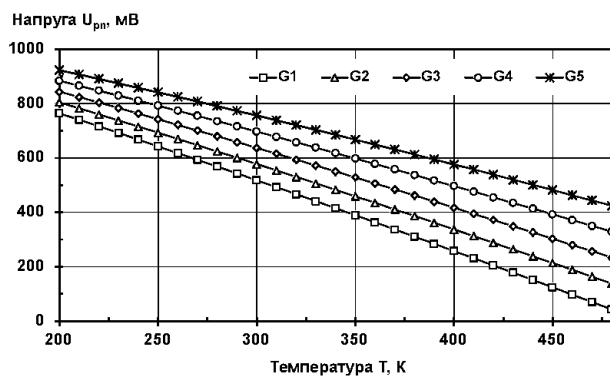


Рис.1.4. Моделювання термометричної характеристики $U_{pn}(T)$ кремнієвого p - n переходу в нерівноважному стані.

Таким чином, сенсор, в основу функціонування якого покладено ефекти модуляції КРП p - n переходу вимірюваною неелектричною величиною, в мікроелектронному виконанні збереже рівень вихідного сигналу, функціональність і чутливість, якщо в якості інформативного сигналу для нього обрати фото-ЕРС або падіння напруги на p - n переході. В мікроелектронній структурі сумісне використання сенсорних властивостей нерівноважного стану p - n переходу у фотовольтаїчному і електричному режимах утворює нову якісно відмінну сукупність ознак, за якими дана структура відрізняється від аналогів. Завдяки цьому відкриваються можливості створення нових чутливих перетворювачів неелектричних величин з широкими функціональними можливостями.

Висновки по розділу 1

Теоретично обґрунтовано і експериментально підтверджено, що для нерівноважного стану p - n переходу у режимах прямого зміщення і фотовольтаїчному в невідродженому кремнії при низькому рівні інжекції носіїв заряду і температурах від 150 К до 500 К напруга на p - n переході не залежить від об'єму напівпровідника, в якому він сформований. Це є важливим критерієм вибору принципу функціонування сенсорів на p - n переходах, оскільки в мікроелектронному виконанні вони зберігають рівень вихідного сигналу, функціональність і чутливість, якщо в якості інформативного сигналу для них обрати фото-ЕРС або падіння напруги на p - n переході.

Представлено нову фізично обґрунтовану модель ТМХ сенсорів на основі нерівноважного стану p - n переходу. Наведено розрахунки об'єктивності отриманого результату та узгодженість з відомими експериментальними даними.

Контрольні запитання до розділу 1.

1. У чому полягає відмінність між процесами генерації електричного сигналу на дію фізичної величини у мікроелектронних структурах з однорідним і неоднорідним середовищем?
2. Чому для терморезисторів суттєвим є мінімізація струму у колі?
3. Як подолати протиріччя між мікроелектронним виконанням сенсору і рівнем його вихідного сигналу?
4. У чому полягає перспектива використання явищ у неоднорідних середовищах твердотільної електроніки для мікроелектронних сенсорів?
5. Обґрунтуйте той факт, що падіння напруги на p - n переході у нерівноважному стані не залежить від його площі.
6. Обґрунтуйте той факт, що струм, який протікає у p - n переході у нерівноважному стані залежить від його площі.
7. Чому зворотнє зміщення p - n переходу для сенсорної електроніки використовують рідше, ніж пряме?

РОЗДІЛ 2. МІКРОЕЛЕКТРОННА ІНТЕГРАЛЬНА СЕНСОРНА СТРУКТУРА

2.1. Конструкторсько-технологічне обґрунтування реалізації

Відомі мікроелектронні конструкторсько-технологічні рішення в переважній більшості спрямовані на отриманні високої чутливості датчика шляхом підсилення слабкого сигналу мікроелектронного сенсора інтегрованим з ним операційним підсилювачем [8]. Проте доцільніше реалізувати іншу концепція, згідно з якою досягають високого рівня електричного сигналу – напруги – саме первинного вимірювального перетворювача, який надходить на простий пристрій електричної розв'язки, керований потенціалом. Адже раціональніше отримати адитивний первинний сигнал високого рівня, що виникає на ланцюжку бар'єрних мікронеоднорідностей, ніж підсилювати слабкий первісний сигнал складним високочутливим пристроєм.

Сумування напруги послідовного з'єднання заданої кількості p - n переходів мікроелектронної структури на одному кристалі здійснюють, використовуючи спеціальну технологію електричної ізоляції окремих p - n переходів. Нижче розглянуто конструкторсько-технологічне рішення, яке дозволяє досягти поставленої мети і яке можна реалізувати, використовуючи промислово освоєну технологію виготовлення серійних виробів інтегральної мікроелектроніки.

Використання потенційних можливостей мікроелектронних сенсорів на основі неоднорідностей типу потенційного бар'єру (p - n переходів) ефективно в разі реалізації адекватного конструкторсько-технологічного рішення, яке гармонійно поєднуватиме переваги мікроелектронної технології з фізичними принципами функціонування сенсорів. Такою продуктивною пропозицією є виконання сенсорної структури у вигляді послідовного з'єднання заданої кількості N p - n переходів, на яких у нерівноважному стані виникає адитивний сигнал високого рівня. Якщо параметри p - n переходів ідентичні або близькі, що має місце в інтегральній груповій технології виготовлення мікросхем, то

сумарна напруга $U = \sum_{i=1}^N U_{pn}^i = N \cdot U_{pn}$. На невеликій площі кристалу інтегральної мікросхеми можна сформувати первісний сигнал достатньо високого рівня (десятки вольт), що дозволить відмовитись від складних струмових підсилювачів. При цьому в інтегральній сенсорній структурі в повній мірі виявляються переваги мікроелектронного виконання.

Традиційний шлях підвищення чутливості датчика передбачає підсилення малопотужного сигналу мікроелектронного сенсора спеціальним пристроєм. Такий підхід спостерігається не тільки в аналогових, але і в цифрових датчиках, що представляють собою новий сучасний клас інтегральних мікросхем. Головними виробниками цифрових датчиків є фірми Analog Devices, National Semiconductor, Microchip Technology. В них на одному кристалі об'єднані чутливий елемент, перетворювач напруги, постійний запам'ятовуючий пристрій, схема управління, інші спеціалізовані пристрої запису та перетворення аналогового сигналу в цифровий (наприклад, цифровий датчик температури DS 18S20). Мікросхеми здатні здійснювати калібрування та корекцію власних характеристик, мають послідовний інтерфейс зв'язку з мікроконтролером або комп'ютером. Технологічно таке рішення реалізується, але забезпечення сталості визначальних параметрів власне попереднього підсилювача постає самостійною схемотехнічною та технологічною задачею, якість розв'язку якої обернено пропорційна складності підсилювача, що, безумовно, впливає на вартість пристрою.

Багатoelementна сенсорна структура має кращі показники по параметру сигнал/шум. Шумовий сигнал такої структури буде зростати пропорційно $N^{1/2}$, але оскільки, на відміну від шумового сигналу, адитивний сигнал ЕРС діодних структур зкорельований і пропорційний N , відношення сигнал/шум збільшуватиметься пропорційно $N^{1/2}$.

Зміна КРП p - n переходу в нерівноважному стані, наприклад, від температури, є квазілінійною функцією в широкому температурному діапазоні.

Це спрощує задачу узгодження вихідного сигналу з пристроями його перетворення та полегшує калібрування сенсору.

Оскільки генерований вихідний сигнал мікроелектронних p - n переходів малопотужний (порядка 10^{-6} Вт), а вихідний опір в режимі малої інжекції великий (порядка $10^6 \dots 10^7$ Ом), в якості пристрою узгодження і попереднього підсилення доцільно використати прилад, керований потенціалом з високим вхідним опором, наприклад, МДН-транзистор. Його інтегрування в склад сенсорної структури виправдане, оскільки технологія виготовлення МДН-структур повністю сумісна з технологічними операціями формування p - n переходів.

Матеріалом структури доцільно обрати монокристалічний кремній, а технологією виготовлення – інтегральну групову. На користь такого вибору свідчить те, що:

1) матеріалознавство кремнію добре розвинене, має давні традиції, технологія виготовлення кремнію і методи структуроутворення промислово освоєні. Кремній є одним з найуживанішим напівпровідниковим матеріалом, щорічний приріст виробництва і споживання кремнію світовою електронікою протягом останнього десятиліття становить 6 – 18% [15];

2) промислове виготовлення інтегральних кремнієвих мікросхем триває з 50-х років минулого століття, добре налагоджене в багатьох країнах світу і інтенсивно розвивалось в Україні до кінця минулого століття;

3) кремнієва технологія дозволяє створювати стабільні, надійні, дешеві, багатофункціональні інтегральні структури з прогнозованими характеристиками і високою щільністю компонентів.

Мікроелектронне виконання сенсорної структури передбачає дотримання певних вимог щодо її технології і конструкції. Ці вимоги впливають з необхідності забезпечення високого рівня вихідної напруги діодної структури шляхом послідовного з'єднання заданого числа p - n переходів і доцільності інтеграції на одному кристалі як сенсорів неелектричних величин, так і елементів пристроїв попередньої обробки і підсилення сигналу. Завдяки цьому

розширюється діапазон функціональних можливостей структури. Тому в ній необхідно забезпечити:

- 1) електрофізичну і технологічну сумісність сенсорів, функціонування яких ґрунтується на рекомбінаційних та фотогенераційних ефектах перетворення неелектричної величини в електричний сигнал;
- 2) зведення до мінімуму взаємного електричного впливу елементів сенсорної структури, що реалізують різні функціональні призначення;
- 3) електричну сумісність вихідних опорів сенсорних елементів і вхідних опорів пристроїв узгодження і попередньої обробки сигналів первинних вимірювальних перетворювачів;
- 4) можливість гнучкого керування чутливістю структури як за рахунок зміни вихідного сигналу сенсорів, так і електричних властивостей попереднього підсилювача;
- 5) можливість конфігурування елементів вимірювальних перетворювачів з метою зміни функціональних властивостей структури;
- 6) забезпечення контролю стану напівпровідникового кристалу структури сенсорами, сформованими в ній;
- 7) використання внутрішніх компенсуючих механізмів корекції електричного сигналу сенсорної структури в умовах стаціонарного дрейфу вихідного сигналу.

Дотримання перерахованих вище вимог, а також вибір фізичних принципів функціонування сенсорів обмежує коло методів структуроутворення та обробки напівпровідника до технологій, що забезпечують не тільки струмову, але і потенціальну розв'язку елементів сенсорної структури. Адже тільки завдяки цьому можлива послідовна комутація і сумування напруг окремих p - n переходів.

Традиційна кремнієва технологія ізоляції елементів ІМС розділовою дифузією не дозволяє досягти бажаного результату. По-перше, розділова дифузія створює паразитні p - n переходи, на яких, зокрема, при фотогенераційних процесах виникає фото-ЕРС протилежного до корисного

сигналу знаку. По-друге, розділова дифузія внаслідок бокової дифузії вздовж поверхні значно звужує корисну площу кристалу, на якій формують елементи ІМС.

Саме тому триває пошук різноманітних способів подолати технологічні протиріччя, що виникають в намаганнях досягти послідовної комутації заданого числа $p-n$ переходів. Серед них, наприклад, конструкція на основі плівки полікристалічного кремнію, в якій послідовне з'єднання $p-i-n$ переходів здійснюють за допомогою проміжних шарів силіцидів перехідних металів. Недоліком такого рішення є значні струми втрат, характерні для $p-n$ переходів полікристалічного кремнію, що знижує ефективність перетворення сигналу.

Отже, для виконання перерахованих вище вимог при реалізації сенсорної ІМС її виготовлення має базуватись на технології формування електрично ізолюваних чутливих елементів, сумісної з інтегральними МДН-структурами. Залишається визначитись із конструкторсько-технологічною реалізацією сенсорної мікроелектронної структури.

2.2. Аналіз методів реалізації діелектричної ізоляції елементів інтегральних мікросхем

Конструктивно діелектричну ізоляцію елементів мікросхем реалізують за допомогою меза-структур та планарних епік-структур. В меза-структурах ізолювані діелектриком елементи розділені на підкладці повітряним зазором і знаходяться над площиною поверхні підкладки. В епік-структурах діелектричну ізоляцію забезпечують в об'ємі підкладки під площиною її поверхні.

До числа промислово реалізованих методів, що забезпечують діелектричну ізоляцію елементів ІМС меза-структур відносять технологію „кремній на ізоляторі” (КНІ) та її модифікації [16]. Ця технологія передбачає створення тонкого монокристалічного шару кремнію на поверхні діелектричної підкладки: монокристалічної (сапфір Al_2O_3 , шпінель MgOAl_2O_3) або полікристалічної (двоокис кремнію SiO_2 , нітрид кремнію Si_3N_4), в якому

формують елементи ІМС. На монокристалічних підкладках кремній вирощують методом гетероепітаксії, а на полікристалічних переважно методом лазерної рекристалізації шару полікремнію.

Однією з основних проблем технології КНІ є якість монокристалічного кремнію на підкладці-ізоляторі. Якщо постійні ґраток кристалічних решіток підкладки-ізолятора і кремнію суттєво відмінні, отримати монокристалічний шар напівпровідника на ізоляторі складно. Тому підбір матеріалу підкладки, технологічно сумісного з монокремнієм, здійснюють дуже ретельно. Найменші відмінності постійної ґратки кристалічної решітки у кремнію (0,543 нм) та сапфіру (0,512 нм). Але і в системі кремній-сапфір навіть через незначну різницю постійних ґраток має місце висока концентрація дефектів кристалічної структури кремнію, яка особливо помітна в тонких (до 1 мкм) шарах. Це, зокрема, знижує рухливість носіїв заряду. Також через відмінності в коефіцієнтах лінійного розширення в монокремнії та підкладці-ізоляторі виникає порушення паралельності площин пластин після термічних обробок матеріалу. Для полікристалічних підкладок ці проблеми ще значніші. Всі ці фактори стримують використання технологій КНІ, зокрема у виробництві біполярних приладів.

Епік-структури позбавлені значної кількості недоліків, притаманних меза-структурам. Вони не мають обмежень на виготовлення біполярних приладів, властивості монокристалічних областей визначаються підкладкою монокремнію, технологічними режимами структуроутворення і тому передбачувані, планарність структури полегшує виконання якісних міжз'єднань. Наприклад, технологія кремнієвих структур з діелектричною ізоляцією (КСДІ) повністю сумісна з процесами виготовлення біполярних та уніполярних приладів. Вона передбачає створення електрично ізольованих шаром двоокису кремнію SiO_2 , нітриду кремнію Si_3N_4 або $\text{SiO}_2 + \text{Si}_3\text{N}_4$ областей монокристалічного кремнію (Si-mono) – „кишень” – в полікремнієвій підкладці (Si-poly). В „кишенях” формують елементи інтегральної мікросхеми (ІМС) та напівпровідникові пристрої.

Відомо, що значна концентрація дефектів кристалічної ґратки утворюється в тонкій області в кінці шляху пробігу частинки з високою енергією. Внаслідок цього існує просторова неоднорідність радіаційних дефектів в напівпровіднику. Тому прилади, сформовані на КСДІ, мають підвищену радіаційну стійкість до опромінення, оскільки дефекти і пошкодження, що утворюються поза областю „кишені”, не впливають на їхні вольт-амперні характеристики. На рис. 2.1 представлений типовий розподіл концентрації дефектів в кремнії по глибині, який утворюється від опромінення протонами.

Перші ІМС на КСДІ формувались в кремнії з кристалографічною орієнтацією (111) (далі „кремній (111)”), але згодом з метою підвищення щільності розміщення елементів ІМС почали використовувати кремній (100). Переваги кремнію (100) полягали в анізотропії властивостей, що виявлялось в тому, що швидкість травлення в напрямку (100) в 30 – 100 раз більше, ніж у напрямку (111). Завдяки цьому можливо утворювати глибокі V-подібні профілі травлення, якими розділяють монокристалічні області, що згодом стають „кишенями” КСДІ.

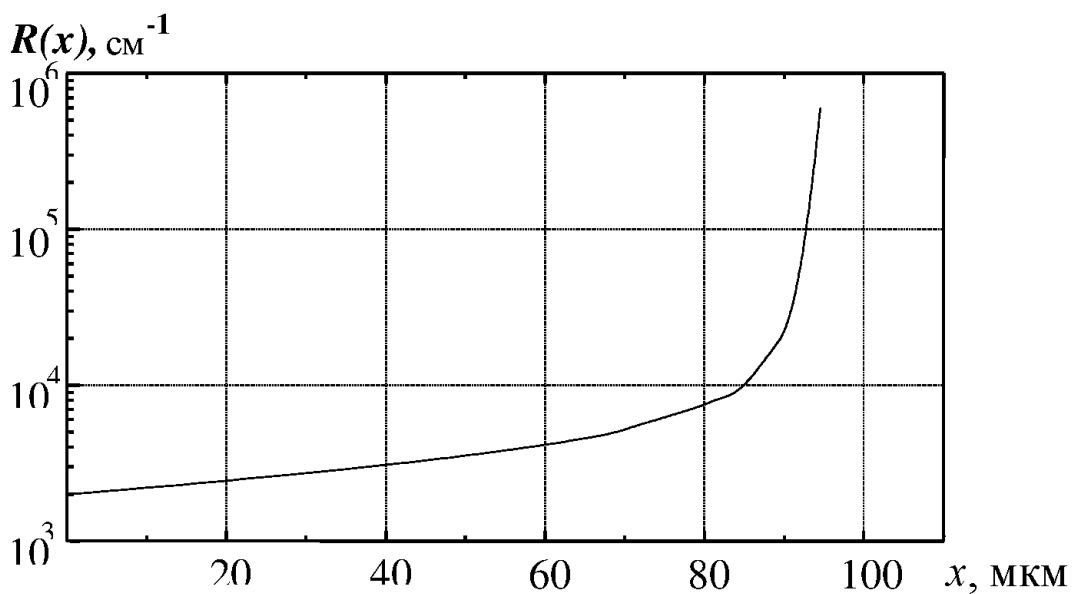


Рис. 2.1. Координатна залежність числа дефектів $R(x)$ в кремнії, які створює протон з енергією 3 МеВ на довжині пробігу 92,7 мкм.

КСДІ на кремнії (100) використовується такими провідними виробниками світу, як Fujitsu (Японія), Bell Telephone Lab.Inc., Harris Corp., Texas Instruments Inc. (США) та інш. В подальші роки методи виготовлення КСДІ удосконалювались та урізноманітнювались. Реалізовано пропозиції використання кремнію (110) для покращання електрофізичних параметрів приладів на КСДІ, а також кремнію довільної орієнтації з механічним прорізуванням розділових канавок та їх наступним окисленням.

Для виготовлення біполярних *n-p-n* транзисторних структур на КСДІ, які мають кращі в порівнянні з *p-n-p* структурами характеристики і до того ж більш технологічні, широко використовують висхідний кремній (100) *n*-типу. Застосування кремнію *p*-типу переважає в сонячній енергетиці для виготовлення високоефективних батарей сонячних елементів, в деяких спеціальних КСДІ із використанням кремнію *p*-типу в якості технологічної підкладки для методу окислення пористого кремнію. Головними виробниками КСДІ в Україні тривалий час були „Дніпровський титано-магнієвий завод” у м. Запоріжжя та „Завод чистих металів” у м.Світловодськ (нині це Запорізький титано-магнієвий комбінат та ВАТ „Чисті метали”).

Наведена вище аргументація свідчить на користь використання технології кремнієвих структур з діелектричною ізоляцією для створення сенсорної інтегральної ІМС. Головними аргументами на користь такого вибору є міркування доступності вихідного матеріалу, відпрацьованості технології виготовлення кремнієвих *p*-канальних МДН-транзисторів, порівняно низькі порогові напруги, мінімізація технологічних операцій при виготовленні сенсорної КСДІ.

2.3. Технологічний маршрут виготовлення мікроелектронної сенсорної кремнієвої структури з діелектричною ізоляцією

Основними етапами виготовлення сенсорної КСДІ є наступні.

1. Підготовка монокристалічного кремнію до травлення. Пластини монокристалічного кремнію (100) після шліфування, полірування до 13 – 14

класу шорсткості та травлення поверхні надходять на хімічну обробку в розчинах $\text{H}_2\text{SO}_4 + \text{H}_2\text{O}_2$ та $\text{NH}_4\text{OH} + \text{H}_2\text{O}_2$ з наступною промивкою в деіонізованій воді. Якість виконання цієї операції визначає якість шару двоокису кремнію, що вирощується на обробленій поверхні кремнію SiO_2 і використовується в якості маскуючого в наступній операції. Найбільш технологічним вважають термічне окислення поверхні кремнію при температурі $1000 - 1200^\circ\text{C}$ методом відкритої труби в три етапи: в атмосфері сухого кисню, парів води і знову сухого кисню. Вирощена на першому етапі плівка SiO_2 товщиною $0,1$ мкм має хороші маскуючі властивості, які на другому етапі підсилюють нарощуванням плівки SiO_2 шляхом окислення в атмосфері водяного пару. Завершують процес вирощуванням плівки окислу в атмосфері сухого кисню при температурі $1100 - 1200^\circ\text{C}$. Загальна товщина плівки SiO_2 становить $1 - 1,2$ мкм. Варіантом виконання маскуючого шару може бути плівка нітриду кремнію Si_3N_4 або комбіноване покриття $\text{SiO}_2 + \text{Si}_3\text{N}_4$.

2. 1-а фотолітографія: на поверхні плівки SiO_2 за допомогою фоторезиста формують конфігурацію вікон для травлення V-канавок (Рис. 2.2). Після відкриття вікон в SiO_2 проводять травлення монокристалічного кремнію в кристалографічному напрямку (100), утворюючи V-подібні канавки. Кут нахилу стінок канавки до площини (100) складає $54^\circ44'$, а кут між нахиленими стінками V-канавки $70^\circ32'$ (Рис.2.3.). Глибина канавок h визначається шириною d вікон: $h = \text{tg}54^\circ44' \cdot \frac{d}{2} = 0,707 \cdot d$. Як правило, ця глибина знаходиться в межах $5 - 50$ мкм.

Для травлення монокристалічного кремнію використовують водний або оцтовий розчин кислот фтористоводневої HF та азотної HNO_3 . Швидкістю травлення можна керувати, змінюючи процентний склад травника. Максимальна швидкість до 40 мкм/хв досягається при 70% HF , мінімальна $1,2 - 0,6$ мкм/хв спостерігається в композиції, що містить 10% HF . Стабілізують швидкість глибокого травлення кремнію введенням у склад розчину NaN_3 ,

завдяки чому відбувається розклад і екстракція з розчину азотної кислоти HNO_2 , що утворюється в результаті взаємодії окислювача HNO_3 з кремнієм.

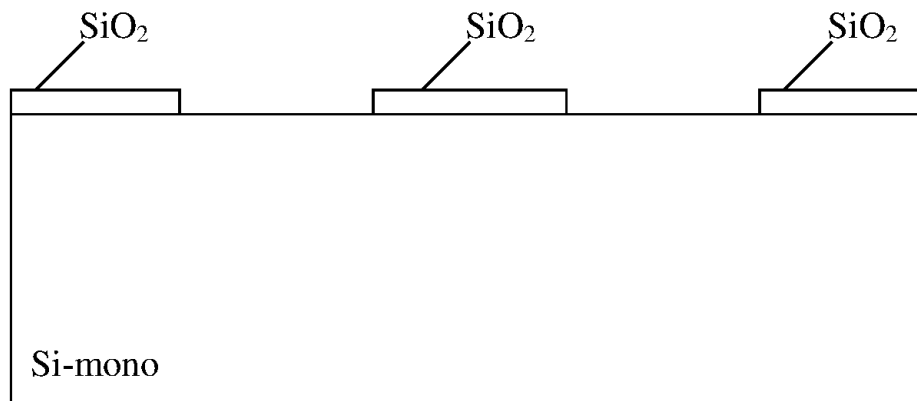


Рис. 2.2. Підготовка поверхні пластини монокристалічного кремнію (100) до анізотропного травлення

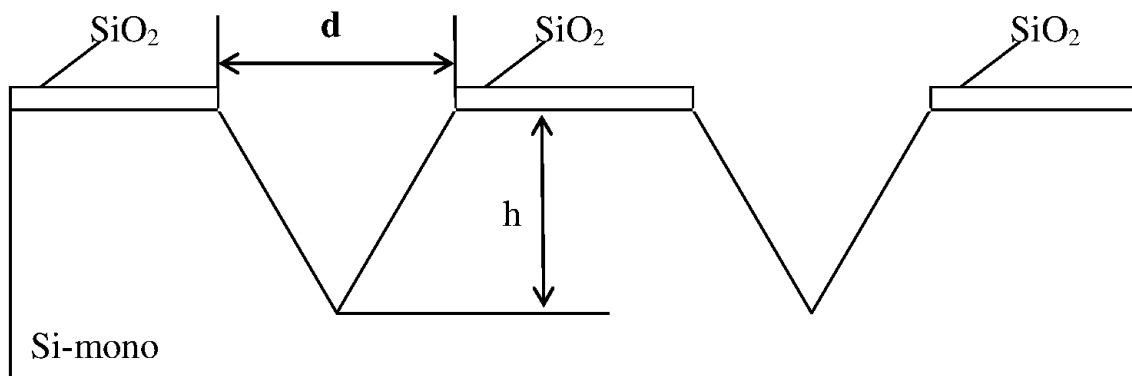


Рис. 2.3. Кремнієва пластина після глибокого травлення.

З метою запобігання спотворень прямих кутів в конфігурації „кишень” в захисних масках передбачено наявність спеціальних фігур, що упереджують розтравлення в напрямку (110). Для виготовлення даної КСДІ упереджуючою фігурою обрано квадрат, сторони якого паралельні сторонам прямого кута прямокутної „кишені”. Застосовують також клиноподібні і трикутні фігури. З цією ж метою при виготовленні КСДІ використовують також спеціальні

анізотропні травники кремнію на основі їдкого калі і ізопропилового спирту з додаванням 0,3 – 0,4 % перекису водню.

3. Окислення поверхні. Після формування V-каналок з поверхні кремнію з травлюють захисний шар SiO_2 , а поверхню пластини окислюють знову. Шар SiO_2 , що утворюється, слугує діелектричною ізоляцією монокристалічних областей, розділених V-канавками (Рис. 2.4). Як правило, для створення ізоляційних шарів КСДІ заданих характеристик окисел кремнію отримують комбінацією методів термічного окислення і піролізу. Метод термічного окислення погано придатний для ізоляційного шару через малу швидкість окислення та фізико-хімічні аномалії рельєфної поверхні. Дослідження показали, що швидкість окислення поверхні знижується на кутах рельєфу через нижчу концентрацію розчиненого кисню в цих областях та через неоднорідну механічну напруженість на границях $\text{Si} - \text{SiO}_2$. Тому ефективним є формування ізоляційного шару SiO_2 піролізом з використанням моносилану та двоокису вуглецю.

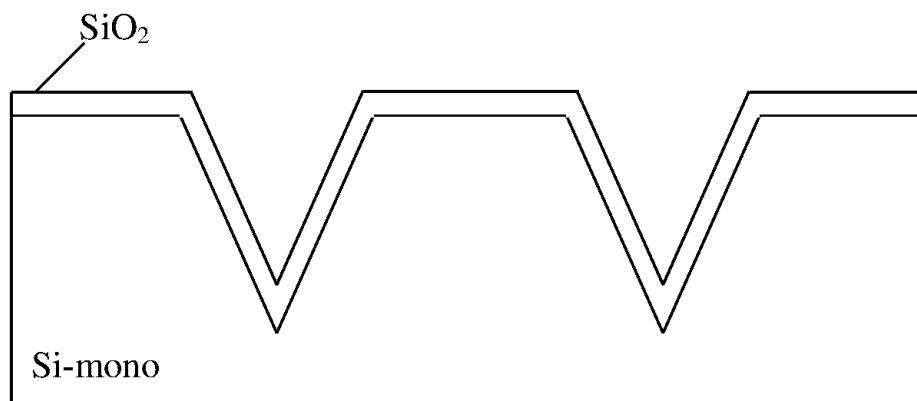


Рис. 2.4. Кремнієва пластина після глибокого травлення.

Пробивна напруженість електричного поля плівок SiO_2 , осаджених піролізом при температурі більше 1000°C при концентраціях силану більше 0,06%, перевищує 10^7 В/см. Швидкість осадження досягає 0,01 мкм/хв. Хімічна

сумісність цієї реакції з наступною операцією осадження полікремнію в одному реакторі без тривалих операцій хімічної очистки підвищує якість технологічного процесу.

4. Осадження полікремнію. На цьому етапі методом епітаксії нарощують шар полікремнію, що заповнює поверхню рельєфу. Зазвичай цю операцію здійснюють в два етапи. На першому етапі на ізоляційному шарі SiO_2 піролізом моносилану при температурі $700 - 900^\circ\text{C}$ протягом $10 - 15$ сек створюють центри кристалізації, а потім відновлюють кремній воднем з галогеномістких з'єднань. На другому етапі відбувається епітаксія з газової фази $\text{SiCl}_4 + \text{SiHCl}_3$ відновленого воднем кремнію при температурі 1250°C , який осаджується на центрах кристалізації з утворенням аморфного полікремнієвого шару (Рис.2.5).

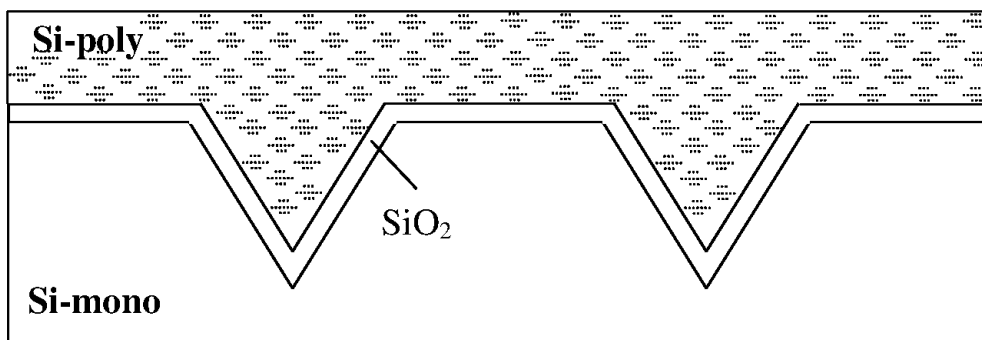


Рис. 2.5. Кремнієва пластина після епітаксального нарощування полікремнію.

Швидкість росту полікремнієвого шару складає $4 - 5$ мкм/хв. Якщо використовувати трихлорсилан SiCl_3 при температурі 1150°C , то швидкість нарощування зростає до 10 мкм/хв. Товщина нарощеного шару полікремнію становить близько 400 мкм. Це забезпечує КСДІ необхідну механічну міцність.

Якщо операції окислення і нарощування полікремнію проводити при різних температурах, це, а також спікання зерен полікристалічного кремнію, стає причиною деформаційного прогину пластини. Цей прогин залежить також

від товщини шарів полікремнію та ізоляційного окислу. Зменшення прогину досягають вирівнюванням температур вирощування окислу та полікремнію, а також модифікацією структури полікремнію введенням додатково атомів O_2 , CO_2 або N_2 , завдяки чому зменшують розмір зерен полікремнію і внутрішні деформації аморфного шару.

5. Шліфування поверхні монокремнію, відкриття „кишень”, травлення поверхні. Пластину з вирощеним полікремнієм перевертають тильною стороною догори, і шар монокристалічного кремнію зішліфовують до появи на поверхні пластини контурів діелектричного окислу. Тепер в якості підкладки виступає шар полікремнію, а монокристалічний кремній розташовано в підкладці в окремих ізольованих одна від одної „кишенях” (Рис. 2.6). Порушення паралельності площин допускається не більше 2 мкм.

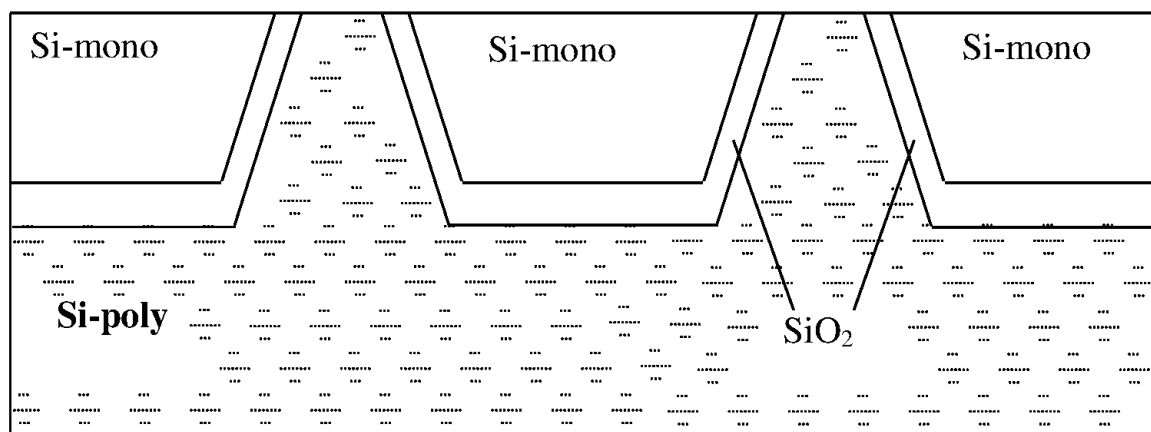


Рис. 2.6. Пластина кремнію після шліфування поверхні монокремнію та відкриття „кишень”.

6. Окислення поверхні. Далі пластини підлягають механічній та хімічній обробці у відповідності зі стандартними технологічними операціями підготовки пластин до формування елементів ІМС (див. п.1.). На їх поверхні вирощують шар захисного окислу SiO_2 товщиною 0,5 мкм та шар нітриду кремнію Si_3N_4

товщиною 1,5 мкм, які використовуватимуть як маскуючі при наступних операціях легування монокремнію домішками (рис. 2.7).

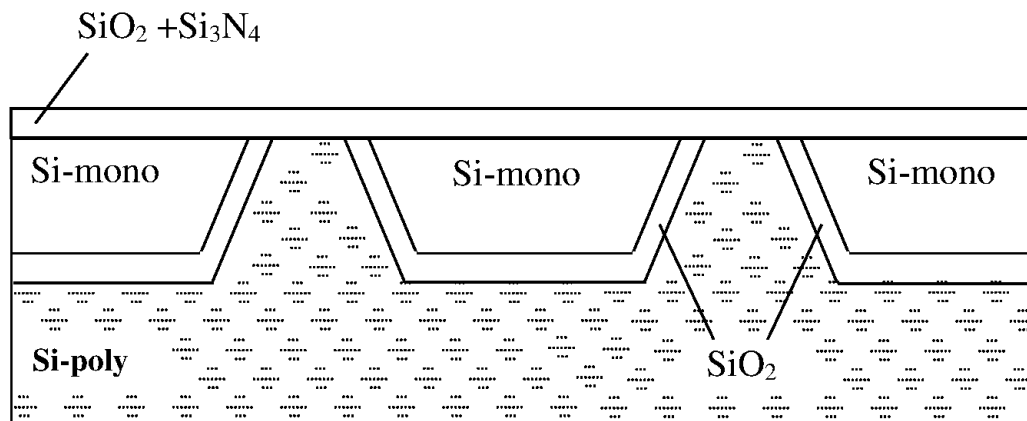


Рис. 2.7. Кремнієва пластина після окислення поверхні.

На цьому завершується технологічний процес виготовлення власне КСДІ. Пластини готові для формування ІМС на КСДІ шляхом проведення стандартних процесів виготовлення планарних мікроелектронних приладів.

7. 2-а фотолітографія: відкриття вікон в окисному шарі для формування *p*-областей діодних структур, резисторів і областей витоку-стоку МДН-транзистора (Рис. 2.8).

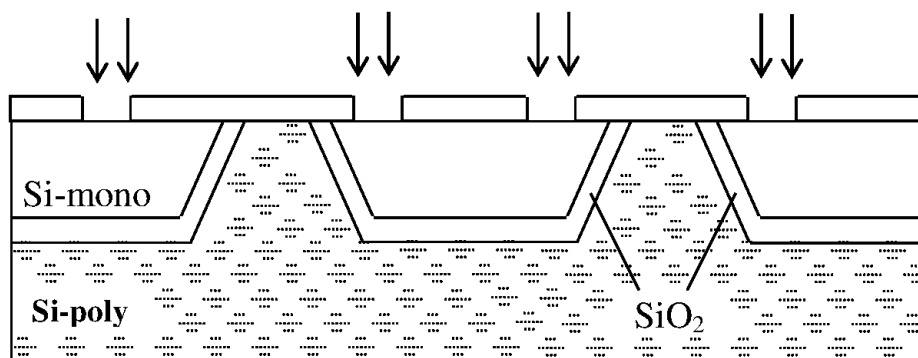


Рис.2.8. Пластина кремнієвої структури з діелектричною ізоляцією після відкриття вікон в окислі під дифузцію для загонки домішок.

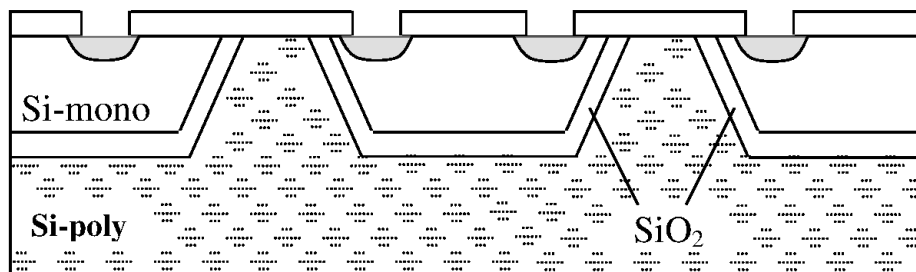


Рис. 2.9. Формування *p-n* переходів

8. Формування *p*-областей. Іонно-променеве легування бором крізь вікна в маскуючому шарі (енергія 100 кеВ, доза опромінення 1мкул/см²) (Рис. 2.9). Фоторезист є також маскою для іонного легування.

9. Очистка поверхні. Зняття фоторезисту у водному розчині сірчаної кислоти ($\text{H}_2\text{SO}_4 : \text{H}_2\text{O}_2 = 3 : 1$), маскуючих шарів Si_3N_4 (Si_3N_4 з травляють в розчині ортофосфорної кислоти) та SiO_2 (хімічна очистка в розчинах $\text{H}_2\text{SO}_4 + \text{H}_2\text{O}_2$ та $\text{NH}_4\text{OH} + \text{H}_2\text{O}_2$) з наступною промивкою в деіонізованій воді.

10. Формування шару фосфорно-сілікатного скла (ФСС) в якості міжшарової ізоляції. Товщина ФСС 1,6 мкм, концентрація P_2O_5 у ФСС 20%.

11. 3-а фотолітографія: вікна під формування перехідного шару n^+ до областей *n*-типу. Травлення вікон у ФСС в окисному травнику з обов'язковим ступінчастим задублюванням при температурі 130 – 140 °С або плазмо-хімічна обробка.

12. Хімічна обробка в розчинах $\text{H}_2\text{SO}_4 + \text{H}_2\text{O}_2$ та $\text{NH}_4\text{OH} + \text{H}_2\text{O}_2$ з наступною промивкою в деіонізованій воді.

13. Дифузія фосфора в контактні області проводиться при температурі 1000 °С за схемою: 5 хв. в середовищі N_2 , 15 хв. в середовищі POCl_3 , 20 хв. в середовищі O_2 . Глибина дифузії 1,3 мкм.

14. 4-а фотолітографія: вікна для формування підзатворного окислу. Зняття окисного шару, очистка поверхні кремнію в розчинах $\text{H}_2\text{SO}_4 + \text{H}_2\text{O}_2$ та $\text{NH}_4\text{OH} + \text{H}_2\text{O}_2$ з наступною промивкою в деіонізованій воді.

15. Вирощування шару підзатворного окислу SiO_2 товщиною 0,8 мкм в середовищі сухого кисню при температурі 1000 °С.

16. 5-а фотолітографія: вікна під контакт до областей провідності елементів ІМС та до монокристалічного кремнію в „кишенях”. Травлення ФСС як в п.11.

17. Хіміобробка поверхні в окисному травнику (на основі фтористоводневої кислоти) перед нанесенням шару алюмінію, який використовується як матеріал міжз'єднань та контактних площинок.

18. Нанесення шару алюмінію товщиною 1,0 мкм. Можливі 1% домішки кремнію в складі алюмінію для посилення адгезії.

19. 6-а фотолітографія: формування топології міжз'єднань і контактних площинок. Хімічне травлення алюмінію.

20. Відпал алюмінію в середовищі водню.

21. Нанесення пасивуючого покриття (ФСС).

22. 7-а фотолітографія: формування вікон до контактних площинок у пасивуючому покритті.

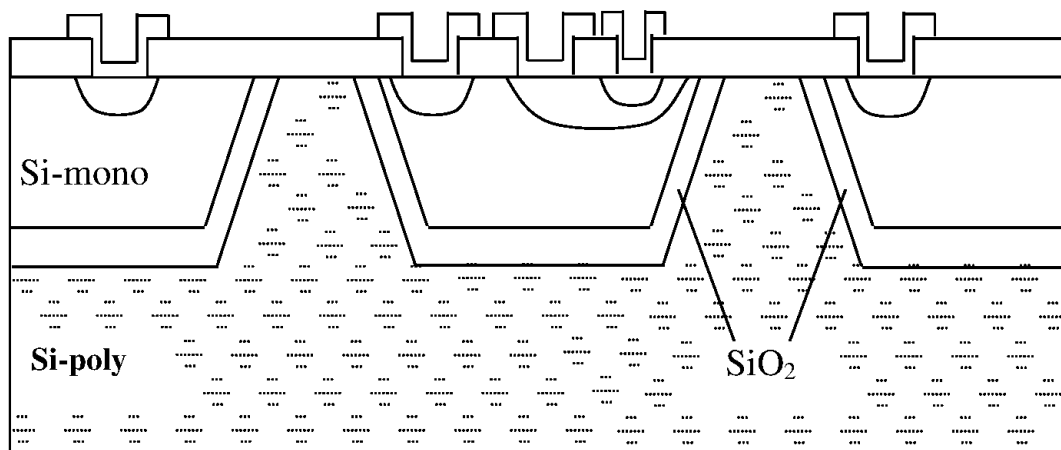


Рис. 2.10. Формування міжз'єднань на поверхні мікросхеми.

Якщо алюміній містить домішки кремнію, необхідно дотравити кремнієві включення (Рис. 2.10, рис. 2.11). Зняття фоторезисту проводять в органічних сумішах. Використання сірчаної кислоти H_2SO_4 не допускається.

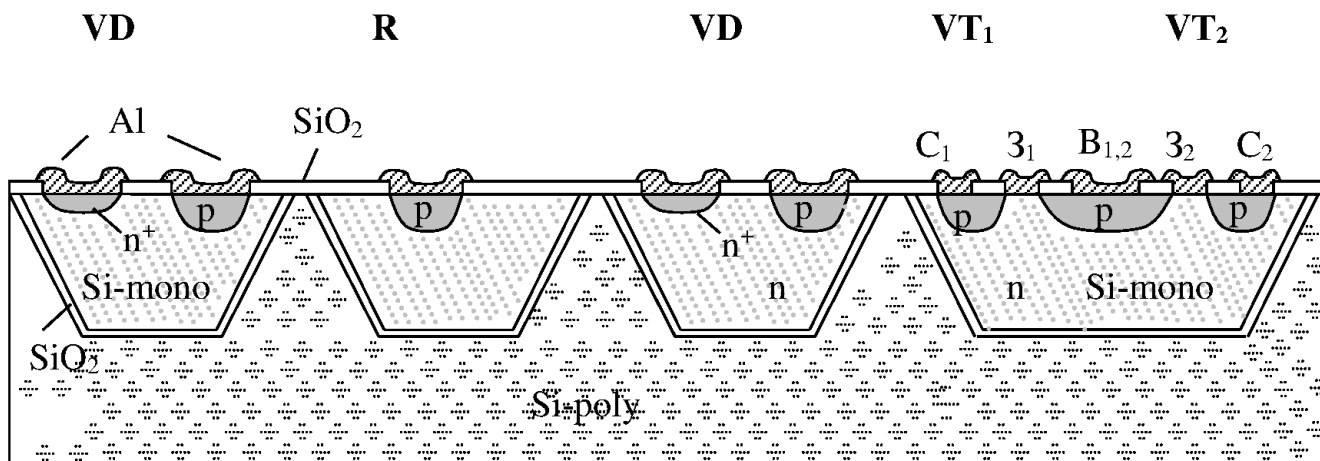


Рис. 2.11. Розріз елементів КСДІ після фомування міжз'єднань.

Позначення: VD – $p-n$ переходи діодної структури; R – дифузійний резистор; VT – МДН-транзистор.

Перелік технологічних операцій 7 – 22, режими їх проведення та технологічні допуски типові, що діють в серійному виробництві ІМС. Конкретне виконання процесів виготовлення ІМС на КСДІ регламентується технологічними картами і інструкціями, що розробляються безпосередньо на підприємстві-виготовлювачі.

На рис. 2.12 представлено схему комутації елементів ІМСС у вимірювач температури. Резистори R1 – R4 є зовнішніми елементами схеми і не входять до складу вимірювача, а $p-n$ переходи $D_1 – D_N$ та МДН-транзистор сформовані у її підкладці і є термочутливими елементами ІМСС. Конфігурація елементів ІМСС у складі вимірювального перетворювача змінюється користувачем в залежності від конкретних потреб і обставин.

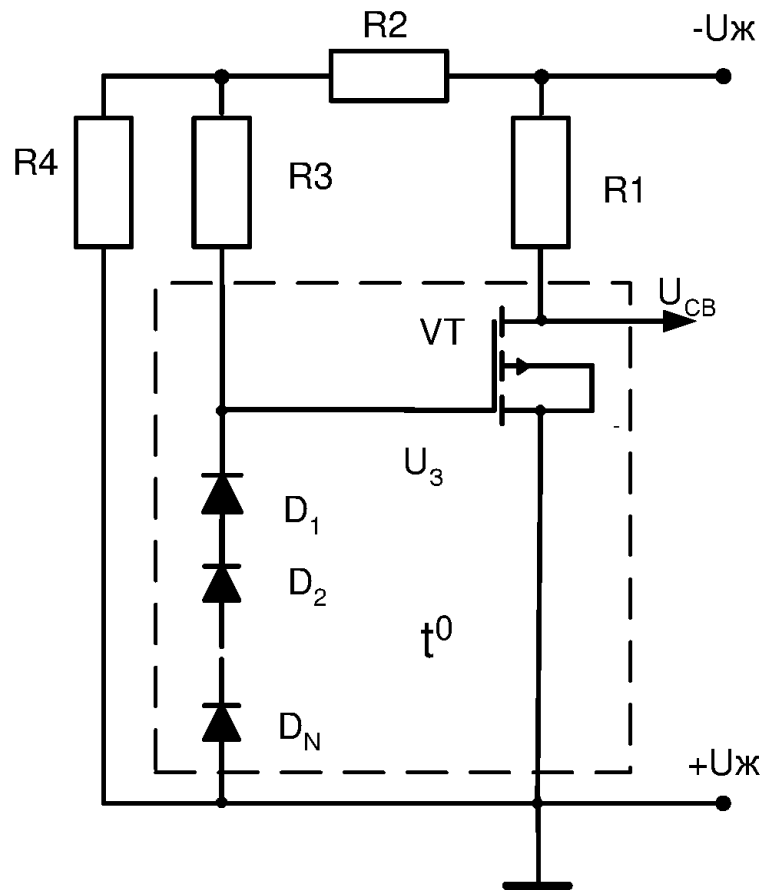


Рис. 2.12. Схема комутації p - n переходів діодної структури та МДН-транзистора у складі перетворювача температури

2.3.1. Польовий транзистор з полікремнієвим затвором

Замість алюмінію в конструкціях польових транзисторів в якості матеріалу затвору широко використовують високолегований полікремній. Така технологія забезпечує покращення параметрів польового транзистора.

По-перше, це пов'язано зі зменшенням порогової напруги на величину $\Delta U_{пор} = \varphi_{Si^*}^F - \varphi^F - \psi_{Al} = 0,6 + \varphi_{Si^*}^F$, де $\varphi_{Si^*}^F$ – потенціал Фермі для полікремнію; φ^F – потенціал Фермі для об'єму напівпровідникової підкладки; ψ_{Al} – робота виходу напівпровідник-алюміній. Для затвору з легованого полікремнію p^+ -типу, діелектриком SiO_2 товщиною 0,1 мкм, щільністю поверхневого заряду $\frac{Q_{пов}}{q} = 5 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-2}$ при $T = 300 \text{ К}$ потенціал Фермі $\varphi_{Si^*}^F = 0,5 \text{ В}$. Якщо підкладка

n -типу з концентрацією електронів $2 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ (канал транзистора і шар полікремнію p -типу), зменшення порогової напруги становить $\Delta U_{\text{пор}} = 1,1 \text{ В}$. Для підкладки p -типу (канал транзистора і шар полікремнію n -типу) в тій же структурі і для тих же умов $\varphi_{si}^F = -0,5 \text{ В}$, а зменшення порогової напруги становить $\Delta U_{\text{пор}} = 0,1 \text{ В}$.

По-друге, формування високолегованого полікремнієвого затвору і областей витоку та стоку відбувається одночасно. Завдяки цьому досягають ефекту самосуміщення областей витоку, затвору та стоку без перекриття, чого не спостерігається в конструкції МДН-транзистора через незначну бокову дифузію домішок з областей витоку та стоку уздовж поверхні підкладки.

Полікремнієвий затвор формують після вирощування окисної підзатворної плівки SiO_2 . Шар полікремнію товщиною $0,5 \dots 0,6 \text{ мкм}$ осаджують в реакторі зниженого тиску при температурі 630°C . Потім полікремній легують дифузією відповідної домішки (для каналу транзистора p -типу бором) при температурі 1000°C до отримання поверхневого опору менше 50 Ом/кв . Одночасно формуються області витоку та стоку. Після закінчення операції з травлюють боросилікатне скло з поверхні полікремнію та проводять фотолітографію для формування затвору і шин міжз'єднань.

Полікремнієвий затвор бажаний, але не обов'язковий елемент конструкції польового транзистора у складі даної КСДІ. Оскільки підсилюючі властивості МДН-транзистора визначаються його крутизною, а не пороговою напругою, МДН-транзистор з алюмінієвим затвором цілком прийнятний конструктивно для задач, які вирішуються даною КСДІ.

Ефект від самосуміщення областей витоку, затвору і стоку поліпшує частотні характеристики польового транзистора, оскільки зменшує паразитні ємності затвор-витік та затвор-стік. Якщо КСДІ використовується для реєстрації відносно повільно змінних процесів, до яких належать, наприклад, вимірювання температури чи переміщень, різниця у швидкодії МДН-транзистора і польового транзистора з полікремнієвим самосуміщеним затвором не буде виявлятися. Вона стане помітною на частотах порядку

$10^4 - 10^5$ Гц. Але перелік задач з вимірювань неелектричних величин в цій області частот порівняно незначний.

2.4. Виготовлення безкорпусного мікроелектронного термосенсора

В цьому підрозділі наводиться один з можливих варіантів виготовлення безкорпусних малогабаритних мікросенсорів температури на гнучкому кристалоносію, що функціонують в діодному режимі прямого зміщення. Створення термосенсорів передбачає виконання ряду технологічних етапів, основними з яких є наступні.

На першому етапі кристал КСДІ розрізають на заготовки, що містять діодні структури та контактні площинки до них. До контактних площинок термокомпресією під'єднують золоті дротяні провідники діаметром 35 ... 40 мкм для забезпечення зовнішніх міжз'єднань. Одночасно з цим виготовляють гнучкі поліімідні або поліамідні контактні смужки з нанесеними на одну з поверхонь струмоведучими доріжками (Рис. 2.13). Поліімід та поліамід (ОСТ 6-06-С9-83) вважають фізіологічно нешкідливими матеріалами, рекомендованими до застосування в харчовій промисловості та медицині.

Струмоведучі доріжки виготовляють двошаровими. Перший шар напиленої міді забезпечує адгезію доріжки з поліімідом, а другий шар низькотемпературного припою на основі сплаву олово-вісмут дозволяє здійснювати мікропайку до доріжки. Ширина доріжки співпадає з шириною вирізаних заготовок, а довжина становить 4 – 6 сантиметрів.

На другому етапі відбувається зборка мікросенсора. Струмоведуча смужка приклеюється до поверхні заготовки стороною, вільною від контактних доріжок, кремнійорганічним компаундом СІЕЛ-159-230 або кремнійорганічним лаком марки КЕТ-1, КЕТ-2, КЕТ-2Н. Після сушки мікропайкою забезпечують електричний контакт золотих провідників, що ведуть до контактних площинок на заготовці, зі струмовідвідними доріжками на смужці (Рис. 2.14).

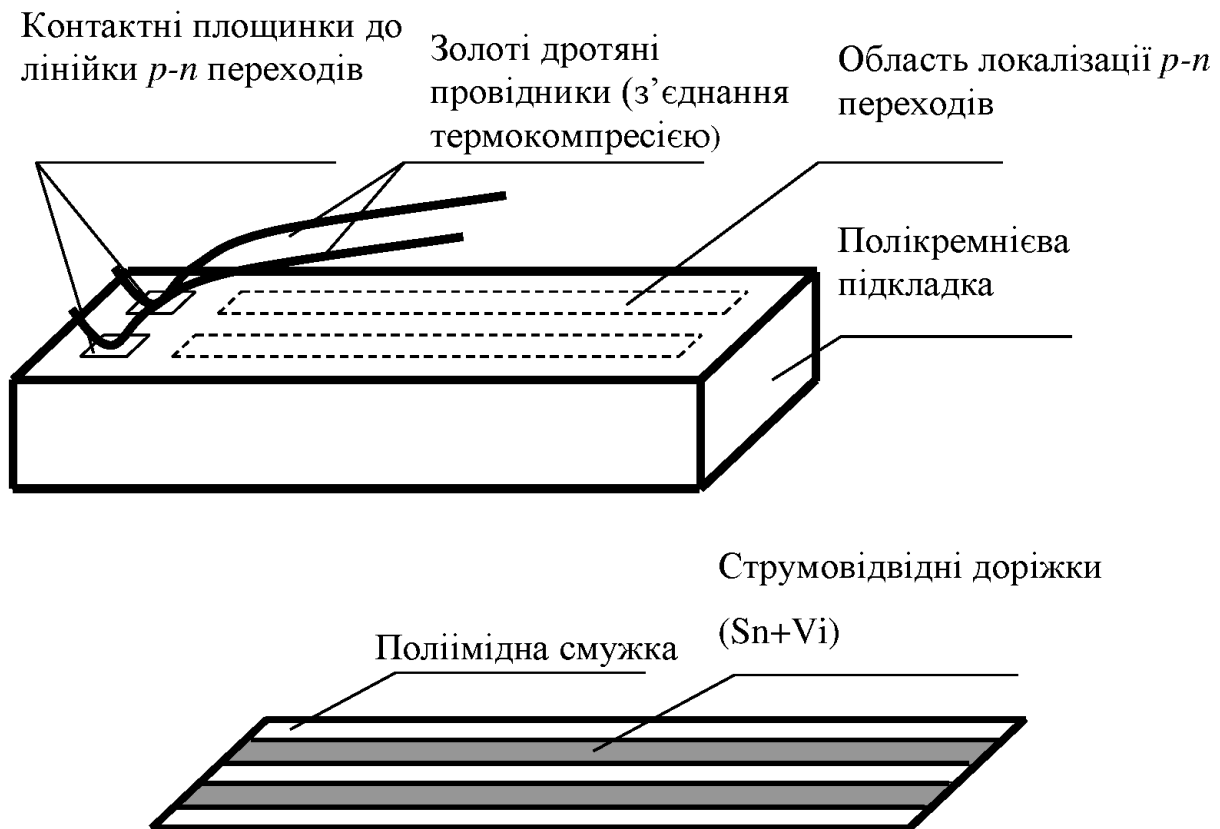


Рис. 2.13. Заготовка діодного мікросенсора температури і поліімідна контактна смужка зі струмовивідними доріжками

На третьому етапі проводять операцію електричного тестування діодної структури, визначають якість електричного контакту, вимірюють ВАХ, здійснюють відбір мікросенсорів за визначеними критеріями. Після цього на поверхню відібраних приладів наносять шар захисного покриття, наприклад, кремнійорганічних з'єднань КЕТ та СІЕЛ, що мають низький коефіцієнт усадки і вважаються „м'якими”. Робочий діапазон температур вищезазначеного захисного покриття 173 ... 523 К, крім лаку КЕТ -1, для якого діапазон температур становить 193 ... 523 К. На рис. 2.15 представлено ескіз безкорпусного мікросенсора температури на КСДІ в зборі.

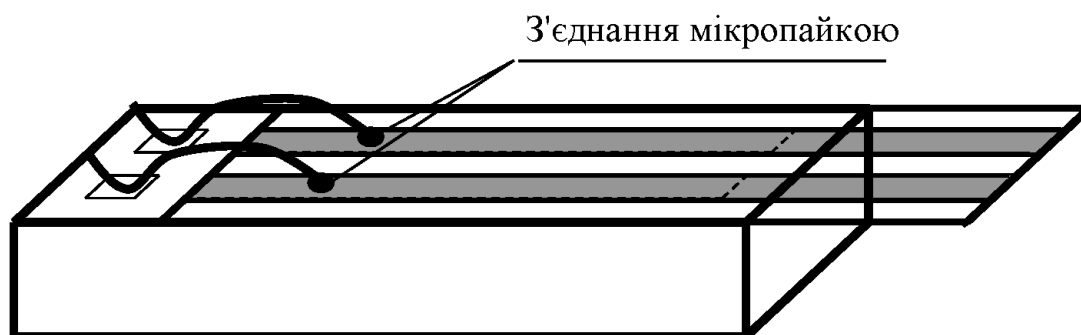


Рис. 2.14. Ескіз заготовки мікросенсора після виконання технологічних операцій другого етапу.

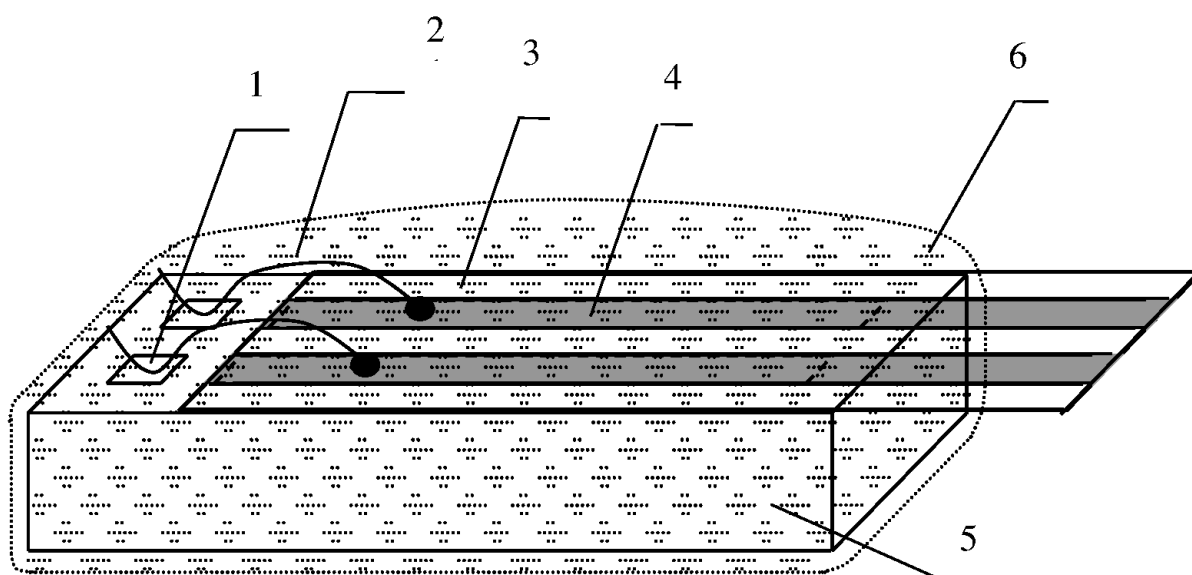


Рис. 2.15. Ескіз конструкції безкорпусного термосенсора в зборі.

1 – контактна площинка; 2 – золота дротинка; 3 – поліамідна смужка;
4 – струмовідвідна доріжка; 5 – підкладка з діодними структурами;
6 – захисне покриття.

Безкорпусне виконання мінімізує габарити та масу мікросенсора, внаслідок чого зменшується його тепловий опір і теплова інерційність.

Ізолююче захисне покриття надійно захищає прилад від впливу зовнішнього середовища, а контактна поліамідна смужка виконує роль гнучкого кристалonoсія. Шар легкоплавкого припою, яким вкриті струмоведучі доріжки, полегшує виконання зовнішньої комутації мікросенсора. Такий термосенсор може знайти застосування в медицині, харчовій промисловості, засобах контролю за технологічними процесами тощо.

Висновки по розділу 2

Обґрунтовано, що інтегральна мікроелектронна сенсорна структура на основі послідовного з'єднання *p-n* переходів монокристалічного кремнію забезпечує високий рівень, крутизну, завадостійкість первинного електричного сигналу, електрофізичну та технологічну сумісність з МДН-транзисторами в якості пристроїв попереднього перетворення сигналу.

Визначено, що на основі КСДІ можна формувати на одному кристалі багатофункціональні вимірювальні перетворювачі. Проведено аналіз методів реалізації високочутливих структур на основі нерівноважного стану *p-n* переходу. На прикладі технології кремнієвих структур з діелектричною ізоляцією обґрунтована можливість формування на одному кристалі вимірювальних перетворювачів фізичних величин у складі багатофункціональної інтегральної мікросхеми.

Показано, що здійснення остаточної комутації і конфігурування елементів структури з метою адаптації мікросхеми до розв'язку конкретної технічної задачі здійснюється на етапі формування міжз'єднань, що дозволяє створювати на базі кристалу КСДІ модифікації вимірювальних перетворювачів фізичних величин. Подано основні технологічні етапи виготовлення сенсорної КСДІ та малогабаритних без корпусних діодних термосенсорів.

Контрольні запитання до розділу 2.

1. Як конструкторсько-технологічна реалізація мікроелектронного датчика впливає на його сенсорні властивості?
2. Які переваги технологія КСДІ має перед іншими технологіями мікроелектронних виробів?
3. Які недоліки технологія КСДІ має перед іншими технологіями мікроелектронних виробів?
4. Як використовують властивості кристалографічної орієнтації монокристалу кремнію у технології мікроелектронних виробів?
5. Які параметри МДН-транзистора у порівнянні з польовим транзистором з полікремнієвим затвором кращі (гірші)?
6. Які основні технологічні етапи виготовлення безкорпусних діодних термосенсорів?
7. Чому у технології виготовлення безкорпусних мікросенсорів використовують „м'які” ізолюючі полімери?

РОЗДІЛ 3. МІКРОЕЛЕКТРОННІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТЕМПЕРАТУРИ НА КСДІ

3.1. Вимірювання температури мікроелектронними перетворювачами

Структура сучасних вимірювальних перетворювачів фізичних величин (датчиків) складається з первинного вимірювального перетворювача (сенсора), пристрою попередньої обробки або перетворення сигналу, інтерфейсу зв'язку з зовнішніми пристроями і системами. Датчик може інтегрувати інші додаткові засоби, що розширюють його функціональні можливості як за рахунок використання нових знань про особливості механізмів переносу зарядів безпосередньо в сенсорі, так і завдяки новим методам обробки і передачі первинної інформації

Більшість вимірювальних перетворювачів та сенсорних систем здійснює аналогове перетворення первісного сигналу, тому рівень і форма сигналу сенсора визначає складність і вартість вимірювання. Хоча можливості сучасної схемотехніки долають проблеми, що виникають в перетворенні слабких нелінійних сигналів, сигналу високого рівня квазілінійної форми (в ідеалі лінійної) завжди віддається перевага.

Сучасні датчики переважно мають мікроелектронне виконання. Серед них найбільшу динаміку попиту демонструють напівпровідникові сенсори. Обсяги їх щорічного виробництва майже удвічі вищі від металоплівкових, сегнетоелектричних, феромагнітних та інших. В мікроелектронних сенсорах важливим є узгодження фізичного ефекту, покладеного в основу функціонування, з технологією мікророзмірних приладів. Якщо такого узгодження не дотримано, доводиться у складі вимірювального перетворювача використовувати складні схеми перетворення сигналу, які потребують додаткових зусиль зі стабілізації режимів функціонування, захисту від зовнішніх полів різної природи, у тому числі і тих, параметри яких потрібно виміряти первинним перетворювачем.

Традиційний шлях підвищення чутливості датчика передбачає підсилення малопотужного сигналу мікроелектронного сенсора спеціальним пристроєм. Такий підхід спостерігається не тільки в аналогових, але і в цифрових датчиках, що представляють собою новий сучасний клас інтегральних мікросхем. Головними виробниками цифрових датчиків є фірми Analog Devices, National Semiconductor, Microchip Technology. В них на одному кристалі об'єднані чутливий елемент, перетворювач напруги, постійний запам'ятовуючий пристрій, схема управління, інші спеціалізовані пристрої запису та перетворення аналогового сигналу в цифровий (наприклад, цифровий датчик температури DS 18S20). Мікросхеми здатні здійснювати калібрування та корекцію власних характеристик, мають послідовний інтерфейс зв'язку з мікроконтролером або комп'ютером. Технологічно таке рішення реалізується, але забезпечення сталості визначальних параметрів власне попереднього підсилювача постає самостійною схмотехнічною та технологічною задачею, якість розв'язку якої обернено пропорційна складності підсилювача, що, безумовно, впливає на вартість пристрою. Вирішення однієї проблеми загострює іншу.

Розглянемо шляхи подолання вказаної суперечності на прикладі мікроелектронного вимірювального перетворювача температури на КСДІ, де високий рівень і крутизна термосигналу досягається на сенсорному рівні діодних структур. Це дозволяє відмовитись від складних підсилювально-перетворювальних електронних пристроїв. Електричне узгодження між високоомним виходом мікросенсорів і низькоомним входом аналогових перетворювачів може забезпечити проста схема підсилювача на МДН-транзисторі.

3.2. Термометричні характеристики діодних сенсорів

Мікроелектронні діодні сенсори є одними з найбільш розповсюджених. Це пов'язано з особливостями переносу зарядів крізь неоднорідності типу потенційного бар'єру, зокрема *p-n* перехід. Їм властива простота реалізації,

висока чутливість, мала інерційність, технологічність, стабільність, легкість інтеграції до складу практично будь-якої інтегральної мікросхеми.

Аналіз функції $U_{pn}(T)$ (1.12) вказує на те, що її аргументами є змінні, що залежать тільки від фундаментальних та питомих параметрів напівпровідника. Тому для нерівноважного стану p - n переходу у режимах прямого зміщення і фотовольтаїчному у невідродженому кремнії при низькому рівні інжекції носіїв заряду і температурах від 150 К до 500 К напруга на p - n переході не залежить від об'єму напівпровідника, в якому він сформований. Це є важливим критерієм вибору фізичного принципу функціонування сенсорів на p - n переходах, оскільки в мікроелектронному виконанні вони зберігають рівень вихідного сигналу, функціональність і чутливість, якщо в якості інформативного сигналу для них обрати фото-ЕРС або падіння напруги на p - n переході.

В мікроелектронній структурі сумісне використання сенсорних властивостей нерівноважного стану p - n переходу у фотовольтаїчному режимі і режимі прямого зміщення утворює нову якісно відмітну сукупність ознак, за якими дана структура суттєво відрізняється від аналогів. Завдяки цьому відкриваються можливості створення нових чутливих перетворювачів неелектричних величин з широкими функціональними можливостями.

Вище зазначалось, що продуктивною пропозицією є виконання сенсорної структури у вигляді послідовного з'єднання заданої кількості N p - n переходів, на яких у нерівноважному стані виникає адитивний сигнал високого рівня. Термочутливість лінійки послідовно з'єднаних p - n переходів є адитивною величиною, складові якої визначаються температурними властивостями кожного окремо взятого p - n переходу.

Термометричні характеристики інтегральних p - n переходів у складі КСДІ досліджено разом із високоточним діодним датчиком температури ДТ-450 за загальноприйнятою методикою в умовах стабільного прямого струму ($10 \pm 0,005$) мкА крізь p - n перехід в діапазоні температур 200 ... 420 К. Результати досліджень представлено на рис. 3.1 – 3.3. Технічні характеристики

датчика ДТ-450: діапазон температур 77 ... 450 К, основна похибка вимірювань 0,1 К, відтворюваність при циклічних змінах температури 0,02 К, габарити корпусу 1 x 2 x 3 мм³.

Напруга V_{pn} , В

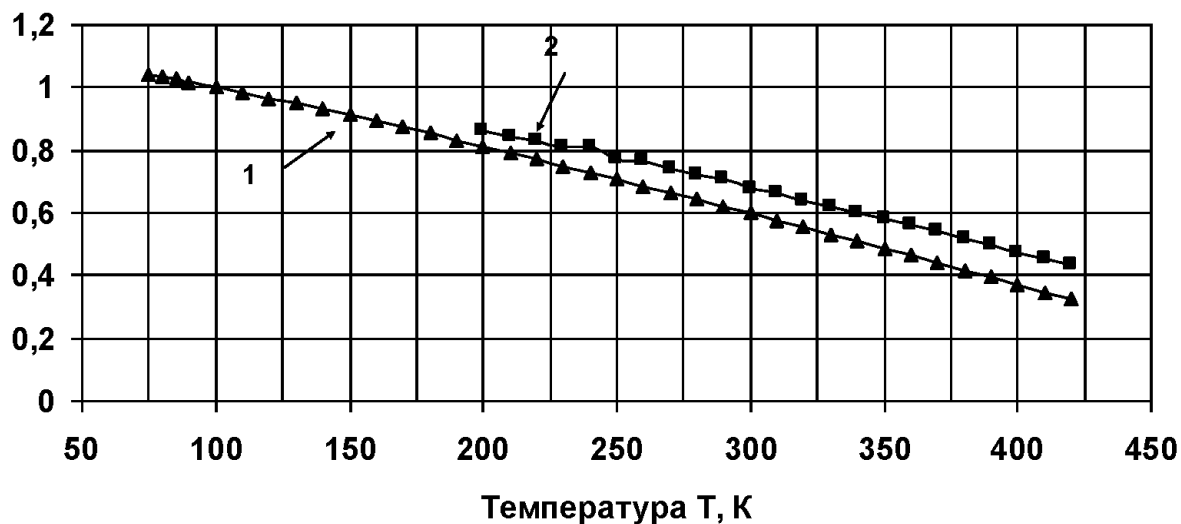


Рис. 3.1. Термометричні характеристики p - n переходу при прямому струмі ($10 \pm 0,005$) мкА: 1 – діодного сенсору температури ДТ-450; 2 – діодної структури зі складу КСДІ.

Термометричні властивості діодних сенсорів визначаються конструктивними, технологічними та експлуатаційними параметрами: типом переходу (n^+p чи p^+n), рівнем легування p та n областей напівпровідника, робочим струмом, що встановлює інтенсивність генераційних процесів в ОПЗ. Датчики, що призначені для вимірювання температур у широкому діапазоні 4,2 ... 450 К, мають різкий асиметричний $p^{++}-n^+$ перехід (або $n^{++}-p^+$ перехід). В області кріогенних температур переважаючим механізмом струмопереносу в них є тунелювання, а діапазон високих температур обмежується власною провідністю бази. Зі зростанням температури збільшується тепловий струм p - n переходу, який зрівнюється з робочим на краю температурного діапазону [17].

На рис. 3.2 подана ТМХ та термочутливість датчика ДТ-450 в діапазоні температур від 75 К до 420 К при прямому струмі крізь p - n перехід ($10 \pm 0,005$)

мкА. ТМХ датчика ДТ-450 відтворена згідно його стандартної градуювальної характеристики.

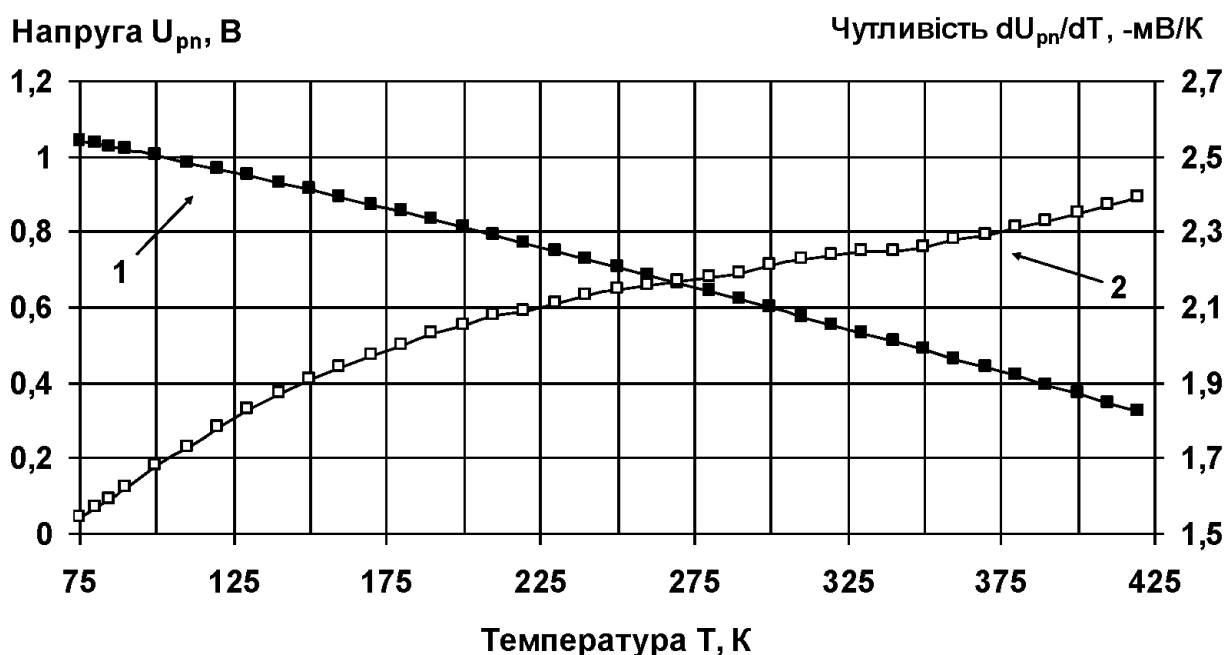


Рис. 3.2. Термометричні характеристики діодного сенсора ДТ-450 при прямому струмі ($10 \pm 0,005$) мкА: 1 – падіння напруги на прямо зміщеному p - n переході $U_{pn}(T)$; 2 – чутливість як функція - dU_{pn}/dT .

Очевидно, що ТМХ діодних датчиків в області середніх температур не мають принципово відмітних ознак. Їхні моделі механізмів струмопереносу в умовах низького рівня інжекції будуються на дифузійному переносі носіїв заряду крізь потенційний бар'єр, падінням напруги на p та n областях напівпровідника нехтують, а товщину ОПЗ розглядають як значно меншу дифузійної довжини неосновних носіїв заряду. Експериментальні вимірювання підтверджують це. У всьому проміжку температур ТМХ залишається нелінійною, але в діапазоні температур від 70 К до 450 К її вважають квазілінійною.

Порівняння термометричних характеристик двох кремнієвих діодних датчиків в діапазоні температур 200 ... 420 К, подане на рисунку 3.3, свідчить про якісну подібність залежностей. Відмінність пояснюється різним

конструкторсько-технологічним виконанням: p - n перехід зі складу КСДІ виготовлено за типовою груповою технологією разом з іншими елементами інтегральної структури, а датчик температури ДТ-450 – це прилад дискретної електроніки, технологія якого зорієнтована перш за все на конкретне функціональне призначення.

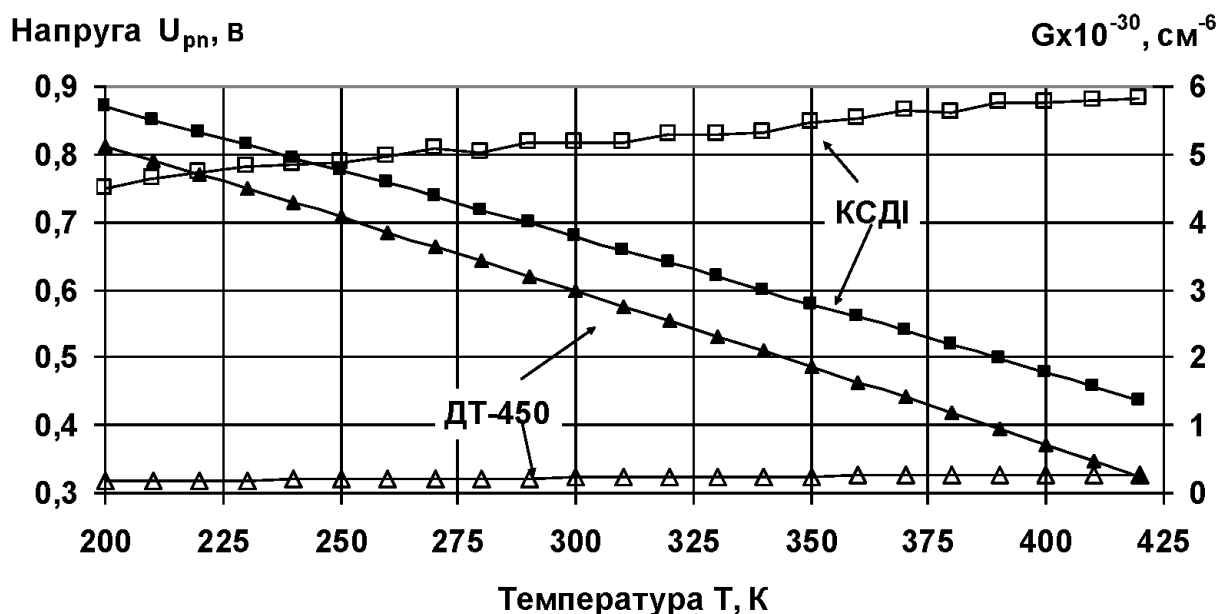


Рис. 3.3. ТМХ (темні маркери – ліва вісь) та функція генерації G (світлі маркери – права вісь) p - n переходів зі складу КСДІ та діодного сенсора температури ДТ-450.

ТМХ діодної структури при прямому струмі ($10 \pm 0,005$) мкА з різною кількістю N послідовно увімкнених p - n переходів подано на рис. 3.4. Порівняння характеристик вказує на те, що ТМХ діодної структури відрізняється від ТМХ окремого p - n переходу тільки масштабом. Термометричні характеристики на рис. 1.2 – 1.5 апроксимуються функціями виду (1.1) або (1.2). Функція генерації G встановлюється експериментально.

Падіння
напруги, В

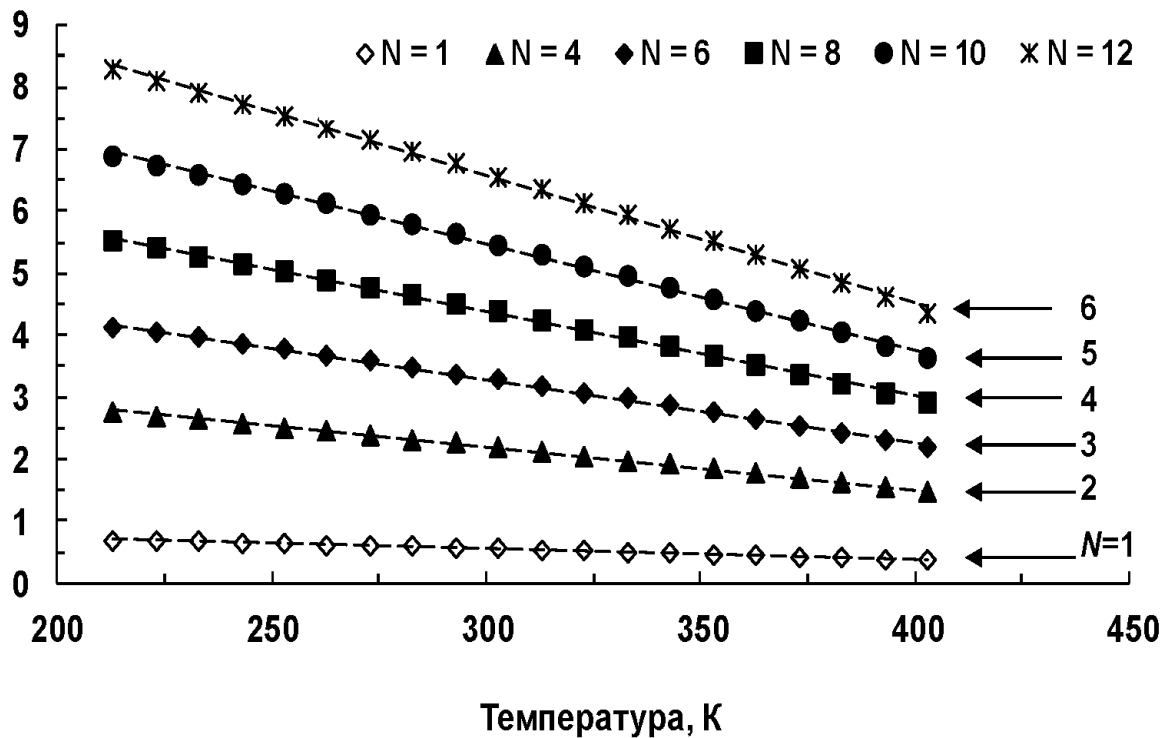


Рис. 3.4. ТМХ діодної структури з різною кількістю N послідовно увімкнених $p-n$ переходів: 1 – $N = 1$; 2 – $N = 4$; 3 – $N = 6$; 4 – $N = 8$; 5 – $N = 10$; 6 – $N = 12$.

Оскільки в КСДІ, що розглядається, максимальне значення $N = 72$, то досяжна термочутливість діодної структури становить 150 мВ/К. Мікросенсиори температури на КСДІ конкурентоспроможні іншим відомим датчикам в діапазоні середніх температур. Їхній сигнал високого рівня формується в мікрооб'ємі кремнієвого кристалу, забезпечуючи як високу термочутливість, так і високий рівень вихідного сигналу.

3.3. Теоретичний аналіз термометричних характеристик КСДІ

Розглянемо термометричні характеристики сенсорної КСДІ у складі МДН-транзистора та лінійки послідовно з'єднаних p - n переходів діодної структури (див. рис. 3.5) з метою дослідження доцільності створення на основі цієї структури малогабаритного високочутливого термосенсора.

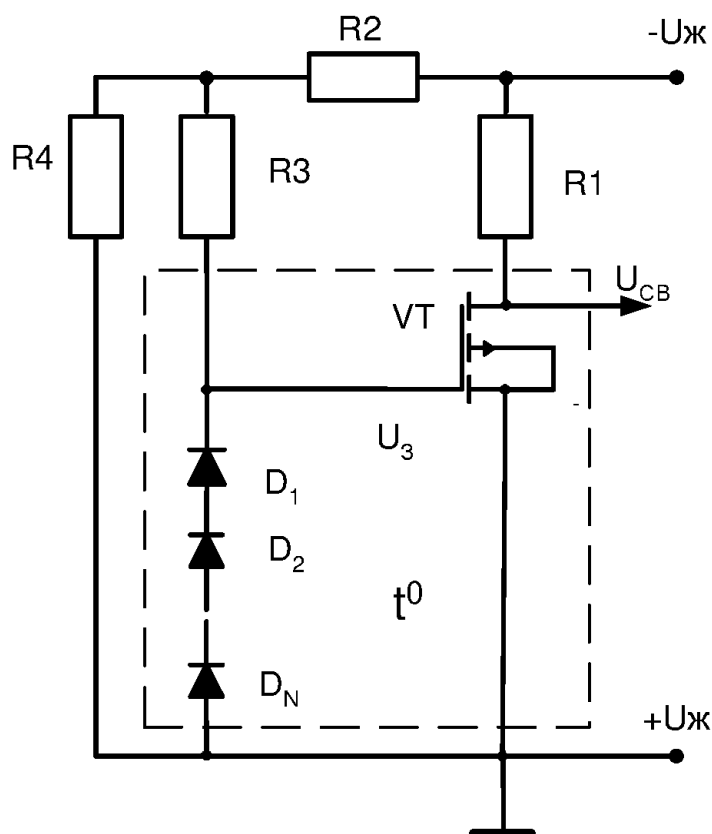


Рис. 3.5. Схема комутації p - n переходів діодної структури та МДН-транзистора у складі перетворювача температури

Оскільки генерований вихідний сигнал мікроелектронних p - n переходів малопотужний (порядка 10^{-6} Вт), а вихідний опір в режимі малої інжекції великий (порядка $10^6 \dots 10^7$ Ом), в якості пристрою узгодження і попереднього підсилення доцільно використати прилад, керований потенціалом з високим входним опором, наприклад, МДН-транзистор. Його інтегрування в склад сенсорної структури виправдане, оскільки технологія виготовлення

МДН-структур повністю сумісна з технологічними операціями формування p - n переходів.

В затворне коло p -канального МДН-транзистора VT з опором навантаження R_l увімкнена лінійка послідовно з'єднаних p - n переходів діодних структур $D_1, D_2, \dots, D_N$, зміщених в прямому напрямку через резистори R_2, R_3 . Заданий рівень напруги живлення діодних структур забезпечують опори R_2, R_4 , а опір R_3 обмежує струм у колі p - n переходів. Падіння напруги на p - n переходах є температурно-залежним, тому і вихідна напруга U_{CB} МДН-транзистора змінюватиметься з температурою T як під дією напруги на затворі U_3 , так і за рахунок температурного дрейфу власних характеристик.

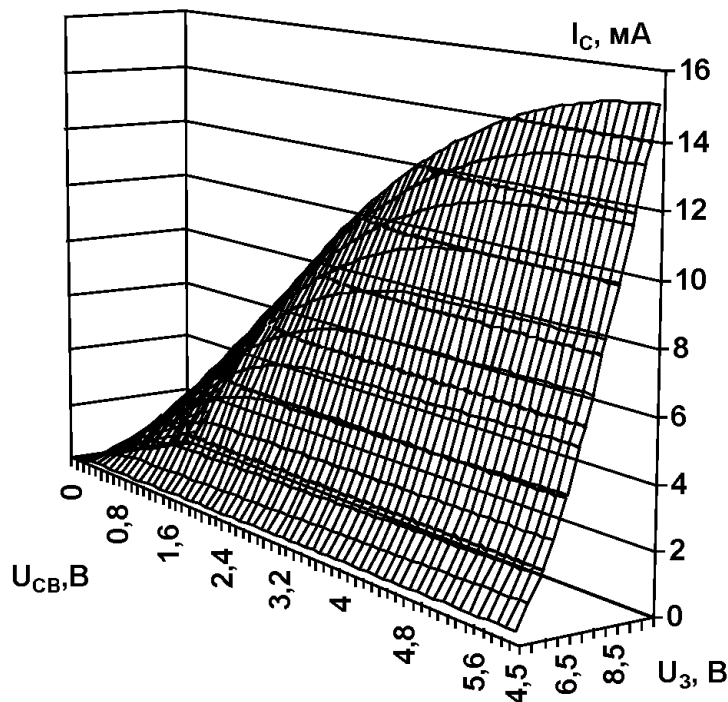


Рис. 3.6. Поверхнева діаграма ВАХ МДН-транзистора КСДІ.

Як відомо, вихідна вольт-амперна характеристика МДН-транзистора (рис. 3.6) описується двома рівняннями окремо для крутої та пологої області:

$$\text{а) для крутої області } I_C = \mu_{inv} C_i \frac{W}{L} [(U_3 - U_{пор}) \cdot U_{CB} - 0,5 U_{CB}^2]; \quad (3.1)$$

$$\text{б) для пологої області } I_C = I_{нас} K_{нас}(U_{CB}), \quad (3.2)$$

а прохідна ВАХ рівнянням

$$I_C = \mu_{inv} \cdot \frac{C_i W}{2L} (U_3(T) - U_{пор}(T))^2, \quad (3.3)$$

де μ_{inv} - рухливість інверсних носіїв заряду в каналі МДН-транзистора;

$$C_i = \frac{\varepsilon_i \varepsilon_0}{d_i} = \frac{3,9 \cdot 8,854 \cdot 10^{-14}}{d_i} \left[\frac{\Phi}{\text{см}^2} \right] - \text{питома ємність підзатворного діелектрика } SiO_2$$

($\varepsilon_i = 3,9$ - діелектрична проникність SiO_2 під затвором, d_i - товщина діелектрика SiO_2 під затвором, см);

W, L - ширина та довжина каналу МДН-транзистора відповідно;

$U_3, U_{пор}, U_{CB}$ - напруга затвору, порогова напруга та напруга стік-витік МДН-транзистора відповідно;

$I_{нас}$ - струм насичення каналу МДН-транзистора;

$K_{нас}(U_{CB})$ - коефіцієнт, що залежить від напруги U_{CB} в пологій області ВАХ.

Рівняння (3.1) справедливо в межах $|U_C| < |U_3 - U_{пор}|$. Струм насичення $I_{нас}$ є максимальним, що розраховують за формулою (3.1). З умови $\frac{\partial I_C}{\partial U_{CB}} = 0$ визначають положення границі між крутою та пологою областями.

Рівняння (3.1), (3.2) та (3.3) фактично моделюють роботу термосенсора. Слід тільки визначити температурно-залежні змінні в їх складі, щоб виразити вихідну напругу або струм як функцію температури. Такими змінними є напруга на затворі $U_3(T)$, порогова напруга $U_{пор}(T)$ та рухливість інверсних носіїв заряду в каналі МДН-транзистора $\mu_{inv}(T)$. Розглянемо залежності, що моделюють вплив температури на перераховані вище змінні.

Напруга на затворі МДН-транзистора $U_3(T)$ формується лінійкою p - n переходів, тому $U_3(T)$ визначається температурними властивостями прямозмщеного p - n переходу. В широкому діапазоні температур (від 30 К до 450 К) їхня термометрична характеристика (ТМХ) квазілінійна і з невеликою похибкою представляється рівнянням виду (1.1). В інтегральному виконанні властивості p - n переходів діодних структур термосенсора можна вважати

однаковими, тому ТМХ N послідовно увімкнених p - n переходів $U_{pn}^N(T) = NU_{pn}(T_0) - N\alpha_T \cdot (T - T_0)$ визначає напругу на затворі $U_3(T) = U_{pn}^N(T)$.

Порогова напруга МДН-транзистора:

$$U_{nop} = V_{МДН} + 2\varphi_{II} + C_i^{-1} \cdot (4\varepsilon_{II} q N_{II} \varphi_{II})^{1/2}, \quad (3.4)$$

де $V_{МДН}$ - напруга плоских зон МДН-структури;

φ_{II} - зсув рівня Фермі в матеріалі підкладки МДН-транзистора по відношенню до рівня Фермі у напівпровіднику з власною провідністю;

ε_{II} – діелектрична проникність кремнієвої підкладки МДН-транзистора;

q – заряд електрона;

N_{II} – концентрація носіїв заряду в підкладці.

В рівнянні (3.4) температурно-залежним параметром можна вважати лише φ_{II} , оскільки інші параметри для діапазону температур, що досліджується, слід розглядати як незмінні. Зміну порогової напруги в діапазоні температур 200К ... 420 К представляють емпіричною залежністю

$$U_{nop}(T) = U_{nop}(T_0) - \alpha_{ПОР} \cdot (T - T_0), \quad (3.5)$$

де $\alpha_{ПОР}$ - коефіцієнт термочутливості порогової напруги МДН-транзистора.

Коефіцієнт $\alpha_{ПОР}$ змінюється в залежності від товщини підзатворного окислу та концентрації N_{II} . Для шару окислу товщиною 0,1 мкм значення $\alpha_{ПОР}$ становить від 2 мВ/К при $N_{II} = 3 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ до 4 мВ/К при $N_{II} = 3 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ [9].

Залишається розглянути температурну залежність рухливості інверсних носіїв заряду $\mu_{inv} = F(T)$ в каналі МДН-транзистора, яка відрізняється від рухливості носіїв заряду в об'ємі напівпровідника не тільки кількісно, але і іншим характером залежності від температури та напруги на затворі. В дослідженнях температурних і польових властивостей інверсної рухливості

відмічено зменшення рухливості інверсних поверхневих носіїв заряду МДН-транзистора μ_{inv} зі збільшенням температури T та напруженості поперечного поля $E_{\perp}$. Запропоновані емпіричні формули виду $\mu_{inv} = f(AT^{-\alpha}, BE_{\perp}^{-\beta})$, де A , B , α , β - емпіричні коефіцієнти [9, 18-22]. Оскільки для МДН-транзистора поперечне поле $E_{\perp} = \frac{U_3}{d_i}$, а напруга на затворі термосенсора, що розглядається, $U_3 = U_{pn}^N(T)$ є температурно-залежною, то в даному випадку рухливість однозначно є функцією температури: $\mu_{inv} = F(T)$. Вплив напруги стік-витік в даному випадку не розглядається, оскільки ця напруга не є функцією температури.

Вищенаведений аналіз функції $\mu_{inv} = F(T)$ є якісним і обґрунтовує твердження про наявність впливу температури на рухливість, яка є одним із чинників формування термочутливості КСДІ. Проте без конкретного вигляду рівняння $\mu_{inv} = f(T, E_{\perp})$ дати кількісну оцінку термочутливості КСДІ не можна. В роботах [18-20] запропоновано моделі рухливості носіїв заряду в кремнії як в об'ємі напівпровідника, так і в інверсному приповерхневому шарі МДН-структури. Головними механізмами розсіювання поблизу поверхні напівпровідника вважають фононне розсіювання, розсіювання на іонізованих домішках, на зарядах, що знаходяться на границі Si – SiO₂, та на потенційних ямах, що виникають внаслідок квантування енергії поблизу поверхні кремнію. Розглядаючи окремі механізми розсіювання як статистично незалежні, керуються так званім правилом Метьюсона, згідно з яким загальну рухливість носіїв заряду μ визначають за формулою: $\mu^{-1} = \sum_{i=1}^n \mu_i^{-1}$, де n – номер механізму розсіювання.

Якщо вищезгадані моделі визначають рухливість в об'ємі кремнію з мінімальною розбіжністю, то у випадку поверхневого розсіювання відмінності більш значні. Причиною є конструкторсько-технологічні фактори МДН-структур, що суттєво впливають на фізичний стан поверхні, і які не є уніфікованими.

На рис. 3.7 зображено залежність об'ємної та поверхневої рухливості (напруженість поперечного поля $E_{\perp} = 5 \cdot 10^5 \text{ В/см}$) від температури за моделями робіт [18-20], розраховані для МДН-транзистора КСДІ.

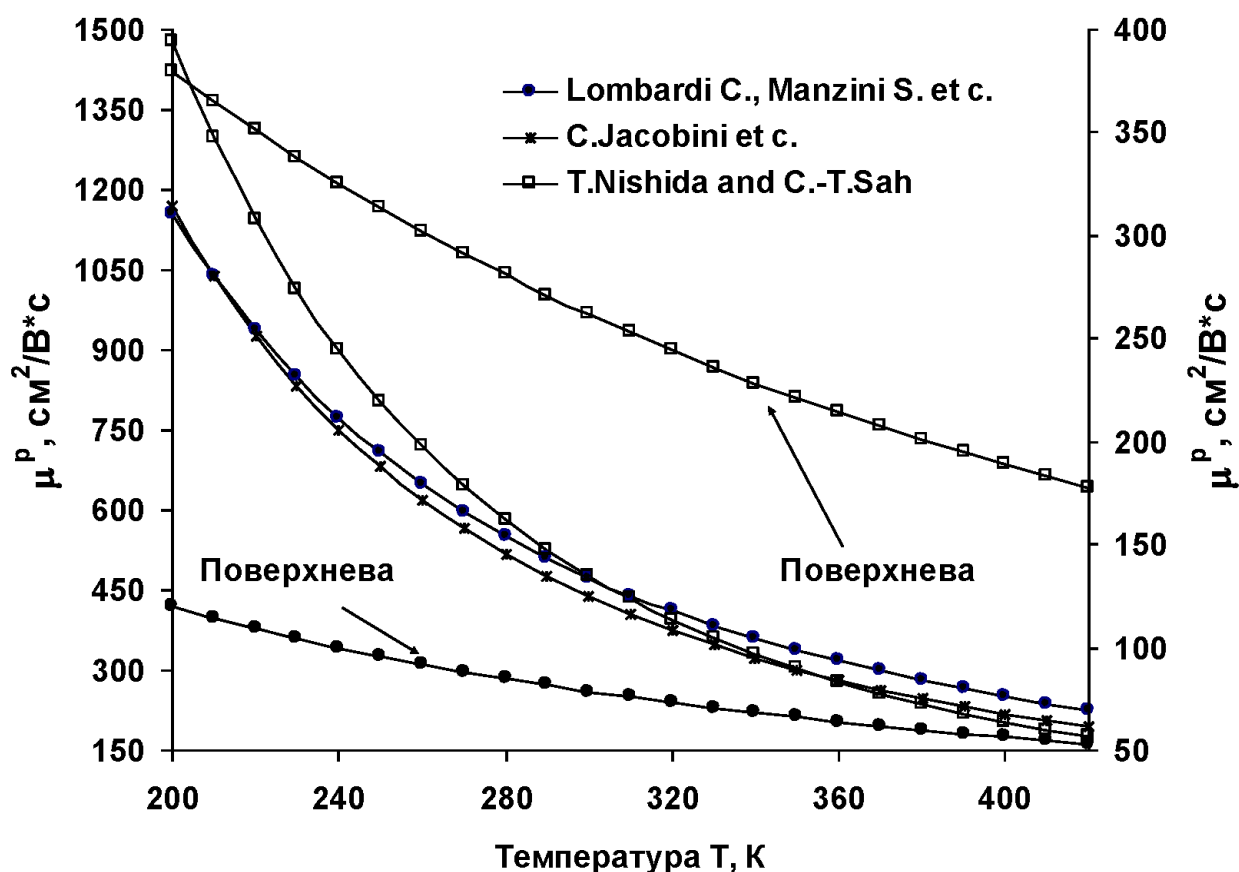


Рис. 3.7. Рухливість дірок μ_p в кремнії кристалографічної орієнтації (100) об'ємна (ліва вісь) та поверхнева (права вісь) за моделями робіт [6-8]

Їхню розбіжність можна пояснити значною складністю кількісної оцінки поверхневого заряду в аморфній решітці перехідного шару Si – SiO₂, що визначається технологічними умовами вирощування окислу [21, 22]. Крім того, поверхня має фізичну і енергетичну неоднорідність з випадково розташованими потенційними ямами різної глибини [22]. Всі ці фактори суттєво впливають на кінетику носіїв заряду в інверсному шарі і ускладнюють визначення аналітичної залежності $\mu_{inv} = F(T)$ конкретного приладу.

Розглянемо метод встановлення фізично обґрунтованої математичної моделі рухливості носіїв заряду від температури та напруги на затворі $\mu_{inv} = f(T, E_{\perp})$ в інверсному шарі МДН-транзистора на основі дослідження умови термопольової стабілізації струму стік-витік [23]. При обранні форми апроксимуючої функції $\mu_{inv} = f(T, E_{\perp})$ використано прагматичний підхід, згідно з яким дію складних механізмів струмопереносу представлено рівнянням регресії з емпіричними коефіцієнтами. В них акумульовані фізико-технологічні особливості функціонування МДН-транзистору, а головними критеріями оцінки моделі є простота та достовірність. Обґрунтування методу здійснено в наступному підрозділі.

3.4. Метод моделювання термопольової залежності рухливості носіїв заряду в інверсному шарі МДН-транзистора

Рухливість носіїв заряду в інверсному шарі є одним з факторів, що визначає крутизну вольт-амперної характеристики та струм в каналі МДН-транзистора. На відміну від конструктивних особливостей виконання приладу, таких як співвідношення довжини та ширини каналу МДН-транзистора та питомої діелектричної проникності окислу, рухливість залежить від фізичних властивостей напівпровідника, технологічних режимів виготовлення приладу та умов експлуатації.

З експериментальних вимірювань відомо, що у вузькому діапазоні напруг стік-витік крутої області вольт-амперних характеристик МДН-транзистора при певних режимах експлуатації приладу опір (провідність) каналу слабо залежить від температури та напруги на затворі. Це відбувається тому, що температура та напруга на затворі по-різному впливає на опір каналу МДН-транзистора R_K : зі збільшенням температури та поперечного поля рухливість $\mu_{inv}(T, E_{\perp})$ зменшується, а R_K зростає, а завдяки зменшенню порогової напруги зі збільшенням температури R_K , навпаки, спадає. При деяких режимах експлуатації та конструктивно-технологічних характеристиках приладу взаємний вплив температури та поперечного поля на опір R_K (провідність G_K)

каналу МДН-транзистора компенсується, що і спостерігається в так званій точці термопольової стабілізації.

На рис. 3.8 представлено типову залежність опору каналу МДН-транзистора (підкладка КЕФ-20 (100), товщина окислу під алюмінієвим затвором $d_i = 0,1$ мкм, порогова напруга транзистора $U_{пор} = 4$ В) від напруги на затворі для різних температур. Використаємо феноменологічні особливості так званої точки (або зони) термопольової стабілізації для вивчення залежності рухливості носіїв заряду в інверсному шарі.

Очевидно, що в околі точки термопольової стабілізації опору швидкість зміни провідності від напруги на затворі U_3 та температури T уповільнюється. Тому для цієї області, де ця швидкість спадає до нуля, складемо систему диференційних рівнянь:

$$\begin{cases} \frac{\partial G_K}{\partial U_3} = C_i \frac{W}{L} (U_3 - U_{пор} - 0,5U_c) \frac{\partial \mu_{МОП}}{\partial U_3} + C_i \frac{W}{L} \mu_{МОП} = 0 \\ \frac{\partial G_K}{\partial T} = C_i \frac{W}{L} (U_3 - U_{пор} - 0,5U_c) \frac{\partial \mu_{МОП}}{\partial T} - C_i \frac{W}{L} \mu_{МОП} \frac{\partial U_{пор}}{\partial T} = 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

Аргументами функції провідності каналу G_K є напруга на затворі $U_3 = d_i \cdot E_{\perp}$ та температура T . Приймаючи до уваги, що $\frac{\partial U_{пор}}{\partial T} = -\alpha_{пор}$, систему рівнянь (3.6) після еквівалентних перетворень представимо одним диференційним рівнянням в частинних похідних:

$$\frac{\partial \mu_{inv}}{\partial T} - \alpha_{пор} \frac{\partial \mu_{inv}}{\partial U_3} = 0. \quad (3.7)$$

Рівняння (3.7) визначає умову термопольової стабілізації струму каналу МДН-транзистора, а його розв'язком є загальний інтеграл $\mu_{inv} = f(U_3 + \alpha_{МОП} T)$.

$R_K, \text{кОм}$

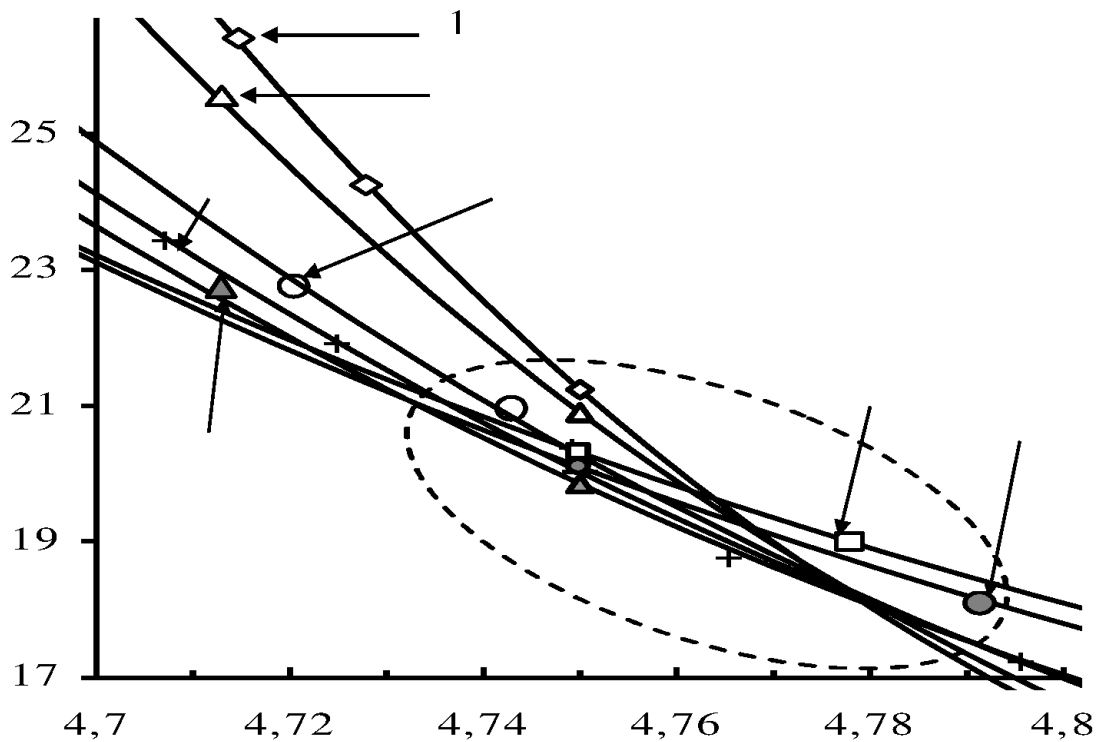


Рис. 3.8. Область термопольової стабілізації опору каналу МДН-транзистора з опором навантаження $R_H = 2 \text{ кОм}$ при різних температурах: 1 – $T = 213 \text{ К}$; 2 – $T = 233 \text{ К}$; 3 – $T = 273 \text{ К}$; 4 – $T = 293 \text{ К}$; 5 – $T = 313 \text{ К}$; 6 – $T = 393 \text{ К}$; 7 – $T = 413 \text{ К}$.

Виконання рівняння (3.7) може мати місце не обов'язково в точці, але і в деякому проміжку значень ΔT та ΔU_3 , де крутизна температурної характеристики $\mu_{inv}(T)$ в $\alpha_{пор}$ раз менше від крутизни польової залежності $\mu_{inv}(E_{\perp})$. Саме тому в сімействах експериментальних ВАХ термопольова стабілізація МДН-транзистора спостерігається в околі точки, як це показано на рис.3.8. Нижню границю цього проміжку визначають з очевидної умови $U_3 + \alpha_{пор} \cdot T > U_{пор}(T) + \alpha_{пор} \cdot T$, а верхня обмежена крутою областю ВАХ до напруг U_c , де $\frac{\partial I_c}{\partial U_c} = 0$. Отже, область термопольової стабілізації знаходяться в

межах напруг $U_C + U_{\text{ПОР}}(T) > U_3 + \alpha_{\text{ПОР}} T > U_{\text{ПОР}}(T) + \alpha_{\text{ПОР}} T$. Після еквівалентних перетворень отримаємо нерівність: $U_C - \alpha_{\text{ПОР}} T > U_3 - U_{\text{ПОР}}(T) > 0$.

На рис. 3.9 представлено область визначення функцій $F_1 = U_C - \alpha_{\text{ПОР}} \cdot T$ та $F_2 = U_3 - U_{\text{ПОР}}(T)$ МДН-транзистора з пороговою напругою $U_{\text{пор}} = 4$ В та $\alpha_{\text{ПОР}} = 1,98$ мВ/К ($T = 298$ К), з якого встановлюють можливий діапазон зони термопольової стабілізації.

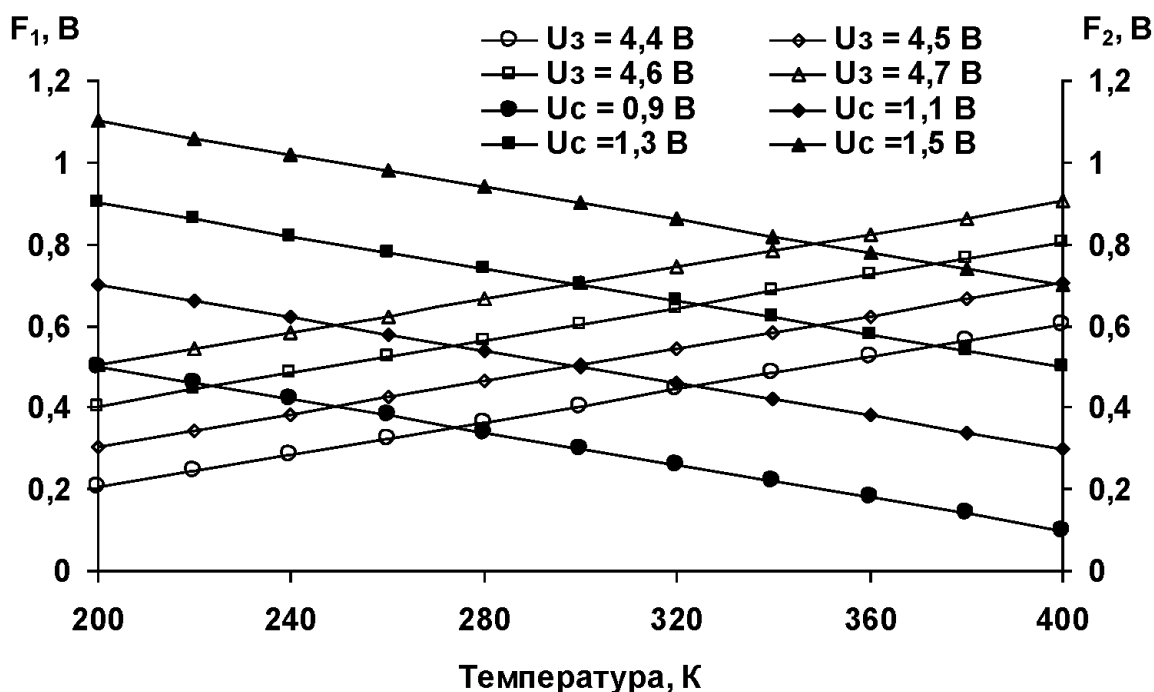


Рис.3.9. Значення функцій $F_1 = U_C - \alpha_{\text{ПОР}} \cdot T$ та $F_2 = U_3 - U_{\text{ПОР}}(T)$, які визначають область термопольової стабілізації МДН-транзистора.

Збільшення концентрації легуючої домішки в підкладці МДН-транзистора збільшує значення $\alpha_{\text{ПОР}}$ та $U_{\text{ПОР}}(T_0)$, тому границя термопольової стабілізації зсувається в область нижчих температур, що і спостерігається при температурних дослідженнях ВАХ МДН-структур [22].

Функція $\mu_{\text{inv}} = f(U_3 + \alpha_{\text{ПОР}} T)$ апроксимує експериментальні дані, а однією з можливих її форм може бути параболічна апроксимація

$\hat{\mu}_{inv} = a_2(U_3 + \alpha_{пор}T)^2 + a_1(U_3 + \alpha_{пор}T) + a_0$, яка після еквівалентних перетворень набуває виду рівняння регресії другого порядку $\hat{\mu}_{inv} = b_0 + b_1U_3 + b_2T + b_3U_3T + b_4U_3^2 + b_5T^2$.

Таким чином, рівняння регресії другого порядку є фізично обґрунтованою математичною моделлю термопольової залежності рухливості носіїв заряду в каналі МДН-транзистора.

Ця обставина дозволяє використати для моделювання весь інструментарій регресійного аналізу: від реалізації оптимального плану експерименту, який задовольняє певному критерію, до проведення аналізу результатів моделювання, що включає перевірку статистичних гіпотез про відтворюваність експерименту (за критерієм Кохрена), значущість коефіцієнтів (за критерієм Стюдента), адекватності отриманої моделі (за критерієм Фішера). Коефіцієнти регресії $b_0, \dots, b_i$ визначають із системи рівнянь, виходячи з критерію мінімізації суми квадратів різниці між експериментально встановленими значеннями μ_j і моделюючим значенням $\hat{\mu}_j$: $\frac{\partial}{\partial b_i} \sum_{j=1}^N (\mu_j - \hat{\mu}_j)^2 = 0$ у всіх експериментальних точках $j = 1, 2, 3 \dots N$, де N – кількість вимірювань. Матричний спосіб визначення коефіцієнтів спрощує процедуру розрахунку, оскільки легко виконується на комп'ютері засобами Microsoft Office.

3.5. Модель термопольової залежності рухливості інверсних носіїв заряду в каналі МДН-транзистора

З температурних досліджень ВАХ p -канального МДН-транзистора КСДІ (товщина підзатворного окисла $d_i = 0,1$ мкм, відношення $\frac{W}{L} = 380$) встановлено залежність рухливості дірок в інверсному шарі каналу в діапазоні температур $\Delta T = (200 \dots 400)$ К та напруженостей поперечного поля $E_{\perp} = \frac{U_3}{d_i} = (4 \dots 8)10^5$ В/см, що відповідає напрузі на затворі $U_3 = (4 \dots 8)$ В. Для

крутої області ВАХ при температурі T визначено крутизну $S = \mu_{inv}^p \frac{C_i W}{L}$, а потім – рухливість дірок в інверсному шарі $\mu_{inv}^p = \frac{S \cdot L}{C_i \cdot W}$. Методом регресійного аналізу встановлено коефіцієнти $b_0 - b_5$ апроксимуючого поліному другого порядку функції $\mu_{inv}^p = f(U_3, T)$: $b_0 = 523,1766$; $b_1 = -37,2504$; $b_2 = -1,3886$; $b_3 = 0,061$; $b_4 = 0,6195$; $b_5 = 0,0009$. На рис. 3.10 подано графічний образ функції

$$\mu_{inv}^p = f(U_3, T) = 523,177 - 37,25U_3 - 1,389T + 0,061U_3T + 0,62U_3^2 + 0,001T^2. \quad (3.8)$$

Середньоквадратичне відхилення апроксимації моделі

$$\sigma = \pm \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^N (\mu_j^{\text{mod}} - \mu_j)^2}{N-1}}, \text{ де } \mu_j^{\text{mod}} - \text{значення рухливості за моделлю,}$$

μ_j - значення рухливості згідно експерименту в j -му дослідженні при $N = 34$ становить $\pm 1,55 \text{ см}^2/\text{Вс}$.

Насичення рухливості гарячих носіїв заряду в полі стік-витік E_c враховується формулою $\mu_{HAC} = \frac{\mu_0}{[1 + (\mu_0 \cdot |E_c| \cdot V_{HAC}^{-1})^\gamma]^{-\gamma}}$ [18], де μ_0 - рухливість без урахування ефекту насичення, V_{HAC} – швидкість насичення для електронів ($1,02 \cdot 10^7 \text{ см/с}$) або дірок ($0,75 \cdot 10^7 \text{ см/с}$), γ – показник степеня для електронів ($\gamma = 2$) або дірок ($\gamma = 1$).

На рис. 3.11 представлено порівняння результатів досліджень цієї роботи з іншими моделями інверсної рухливості в залежності від температури та напруги на затворі. Воно свідчить про адекватність запропонованої моделі. Результати моделювання термопольової рухливості дірок можна екстраполювати на оцінку термопольової рухливості електронів, застосувавши масштабуючий коефіцієнт відношення об'ємної рухливості носіїв заряду

$K_\mu = \frac{\mu^e}{\mu^p}$: $\mu_{inv}^e = K_\mu \cdot \mu_{inv}^p$ Такий прийом запропоновано в роботі [20] і вважається коректним.

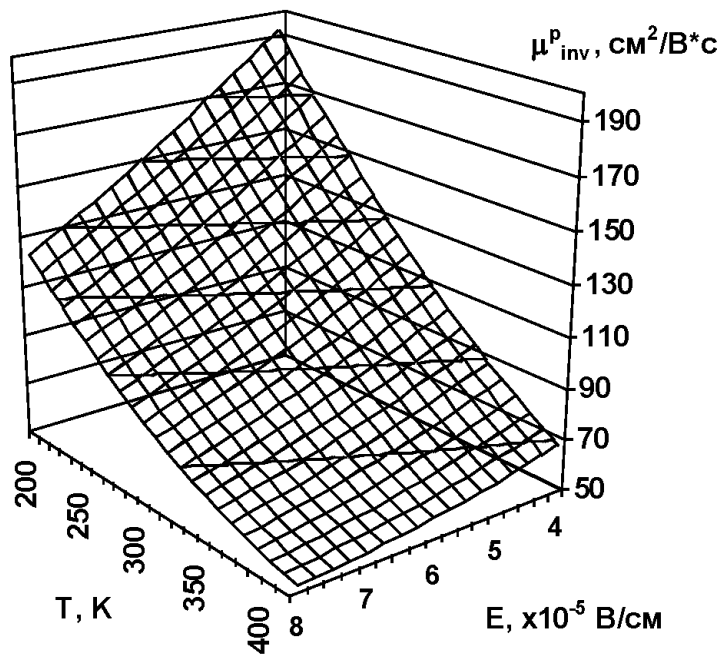


Рис.3.10. Термопольова залежність інверсної рухливості дірок μ_{inv}^p у кремнії кристалографічної орієнтації (100)

Розрахунки показують (див.рис.3.12), що при напругах на стоку, що не перевищують значень $U_c \leq U_3 - U_{пор}$ (крута область ВАХ), та напруг на затворі до 8 В неврахування ефекту насичення в діапазоні температур (200 – 400) К призводить до похибки, максимальне значення якої знаходиться в межах 10 ... 5 %.

Отже, маючи аналітичний вираз залежності $\mu_{inv}^p = f(U_3, T)$, можна зробити кількісну оцінку термочутливості КСДІ, використавши для цього також вищенаведені залежності (3.3) та (3.5).

Термочутливість структури, схема якої представлена на рисунку 3.5,

визначається як $\frac{dU_{CB}}{dT}$. Оскільки $U_{CB} = U_3 - R_H I_C$, то $\frac{dU_{CB}}{dT} = -R \frac{dI_C}{dT}$.

У відкритому стані прохідна характеристика МДН-транзистора описується

рівнянням (3.3): $I_C = \frac{C_i W}{2L} \cdot \mu(T)(U_3(T) - U_{пор}(T))^2$, з якого термочутливість КСДІ:

$$\frac{dU_{CB}}{dT} = -R \cdot \frac{C_i W}{2L} \left[\frac{d\mu(T)}{dT} (U_3(T) - U_{ПОР}(T))^2 + 2\mu(T)(U_3(T) - U_{ПОР}(T)) \cdot \left(\frac{dU_3(T)}{dT} - \frac{dU_{ПОР}(T)}{dT} \right) \right],$$

$$\text{де } \frac{d\mu(T)}{dT} = b_1 \cdot \frac{dU_3(T)}{dT} + b_2 + b_3 \cdot \left(U_3(T) + \frac{dU_3(T)}{dT} \cdot T \right) + 2b_4 U_3(T) \cdot \frac{dU_3(T)}{dT} + 2b_5 \cdot T.$$

Рухливість $\mu_{inv}^p, \text{см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$

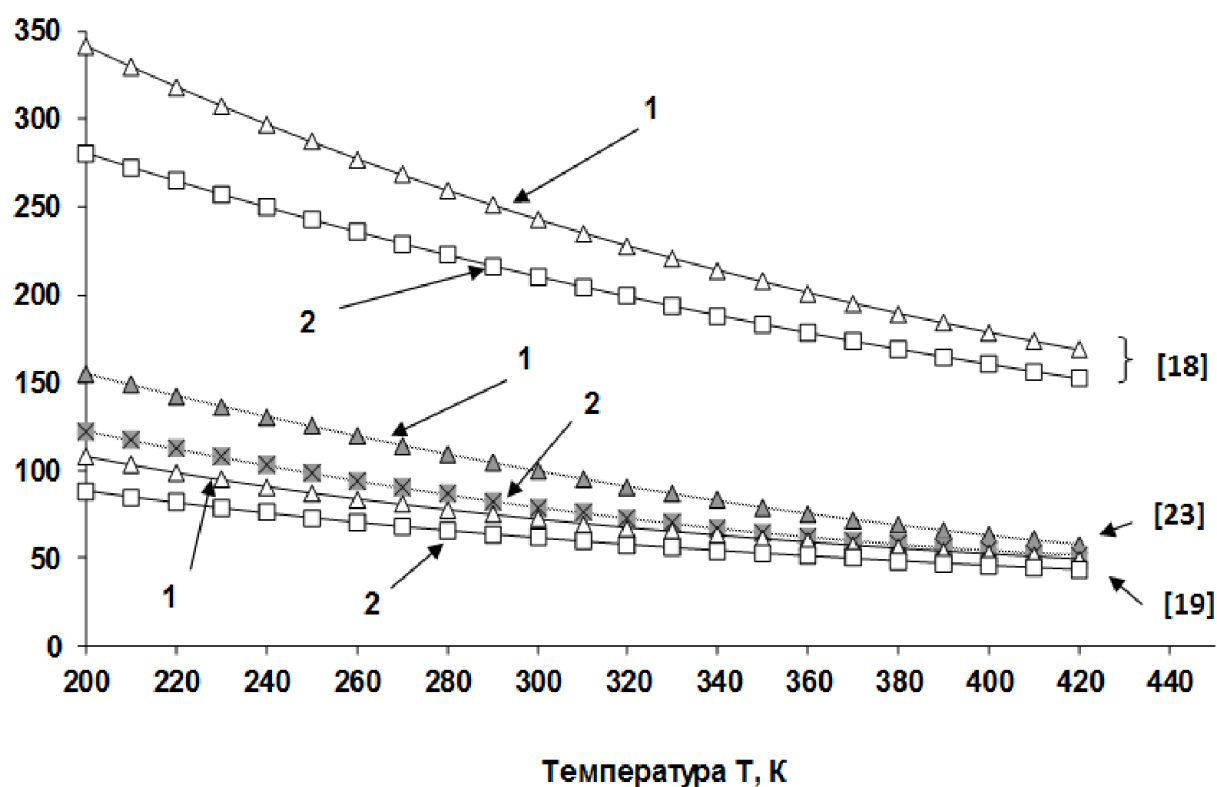


Рис. 3.11. Сімейство характеристик температурної залежності поверхневої рухливості дірок μ_{inv}^p при різних напругах на затворі МДН-транзистора згідно розрахунків за моделями праць [18], [19] та [23].
1 – $U_3 = 6 \text{ В}$; 2 – $U_3 = 8 \text{ В}$.

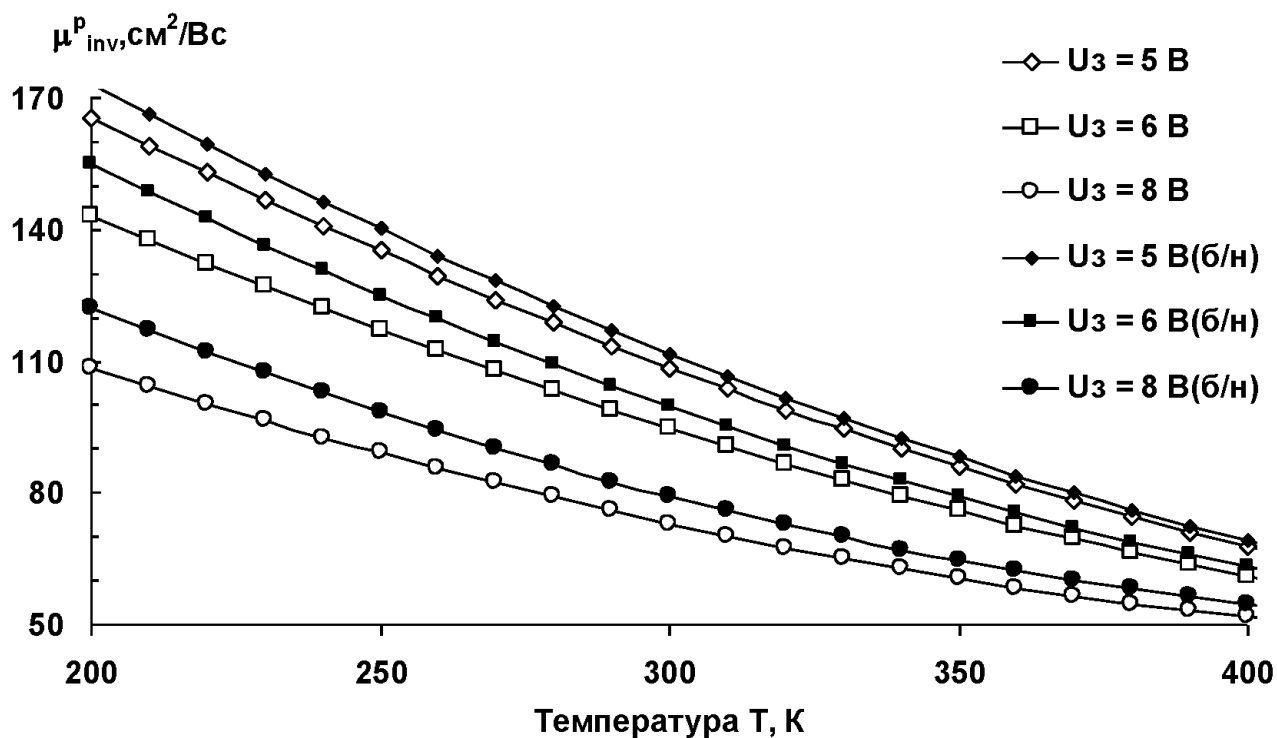


Рис. 3.12. Насичення рухливості дірок інверсного шару μ_{inv}^p в полі E_c .

Чорні маркери: рухливість без урахування ефекту насичення швидкості гарячих носіїв заряду (б/н). Білі маркери: рухливість з урахуванням ефекту насичення.

Розрахунки термочутливості виконаємо для сенсорної діодної структури з дванадцятьма послідовно увімкненими $p-n$ переходами в діапазоні температур 300 ... 400 К. Прийmemo деякі допущення, що спрощують розрахунки і не впливають на загальну оцінку термочутливості. Будемо вважати температурний коефіцієнт $p-n$ переходу α_T незмінним, хоч насправді α_T слабо змінюється з температурою. Тому в розрахунках прийmemo значення α_T дещо заниженим на рівні 2 мВ/К і для діодної структури з $N = 12$ температурний коефіцієнт

$$\frac{dU_3(T)}{dT} = N \cdot \alpha_T = 0,024 \text{ В/К}. \text{ Для МДН-транзистора КСДІ } \frac{C_i W}{2L} = 1,31 \cdot 10^{-5} \text{ Ф/см}^2,$$

$$\frac{dU_{пор}(T)}{dT} = \alpha_{пор} = 0,002 \text{ В/К}. \text{ Прийmemo також, що } NU(T_0) = 6,5 \text{ В}, U_{пор}(T_0) = 4 \text{ В},$$

$T_0 = 300$ К. За результатами проведених розрахунків визначено залежність $\frac{dU_{CB}}{dT}$ (див. рис. 3.13).

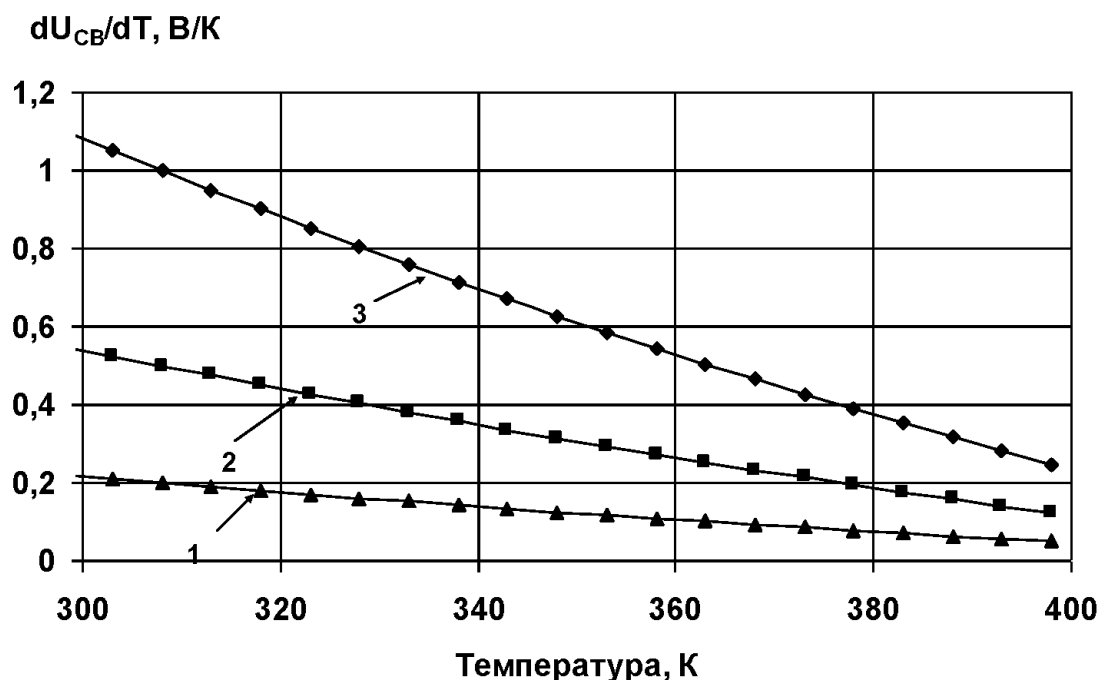


Рис. 3.13. Оціночні значення термочутливості КСДІ ($N = 12$, $U_{Ж} = 10$ В.) для різних опорів навантаження R_1 : 1– $R_1 = 2$ кОм ; 2 – $R_1 = 5$ кОм; 3 – $R_1 = 10$ кОм.

Усереднюючи розраховані оціночні значення слід визнати, що температурна чутливість на рівні $0,5$ В/К є високою для напівпровідникової структури подібного типу. Зауважимо, що графіки на рис. 3.13 відображають ситуацію, коли передаточна характеристика МДН-транзистора в діапазоні обраних температур не входить в режим насичення.

3.6. Термометричні характеристики МДН-транзистора

Температурні властивості розглянутої вище структури експериментально досліджено на тестових зірцях КСДІ [24]. В підрозділі 3.2 наведено ТМХ діодних структур КСДІ, тому необхідно визначити термометричні властивості

окремо МДН-транзистора, щоб мати уявлення про роль складової його термочутливості у загальній термочутливості КСДІ.

У КСДІ p - n переходи та МДН-транзистор розміщуються на одній підкладці, тому припускається, що температура областей p - n переходів діодної структури і МДН-транзистора однакові з огляду на те, що відстань між цими областями на підкладці становить близько 30 мкм. Похибка вимірювання температури не перевищувала 0,1 К в діапазоні 200 ... 420 К. Контроль температури в термостаті, де знаходилась КСДІ, здійснювали за допомогою взірцевого діодного датчика ДТ – 450. Додатковий контроль відбувався вимірюванням падіння напруги на діодній структурі, яка перед тим була проградуїрована за допомогою цього датчика. Термочутливість власне МДН-транзистора в схемі включення, що наведена на рис. 3.5, залежить від робочої точки ВАХ, яка визначається напругою на затворі, опором навантаження та напругою живлення. Зі збільшенням температури струм в каналі спадає.

На рис. 3.14 представлена поверхнева діаграма функції $R_{\text{МДН}}(T, U_3)$. Вона ілюструє той факт, що найвища термочутливість опору каналу МДН-транзистора спостерігається при напругах на затворі U_3 , близьких до порогової. Це визначає включення діодних структур в коло затвору МДН-транзистора так, щоб зі зростанням температури напруга на затворі зменшувалась, підсилюючи загальну термочутливість термосенсора. Для інтегрального термосенсора, який розглядається, вихідним сигналом є напруга стік-витік $U_{\text{CB}}(T)$ або струм каналу $I_{\text{C}}(T)$, тому зручніше температурні властивості продемонструвати зміною опору каналу МДН-транзистора $R_{\text{МДН}}$ від температури.

На рис. 3.15 представлено зміну опору каналу МДН-транзистора від температури та опору навантаження R_I при фіксованій напрузі на затворі ($U_3 = 5$ В) в схемі інвертора з напругою живлення 10 В. З цього рисунку видно, що тепловий опір $R_{\text{МДН}}$ каналу МДН-транзистора залежить від опору навантаження R_I , який обмежує положення робочої точки на ВАХ.

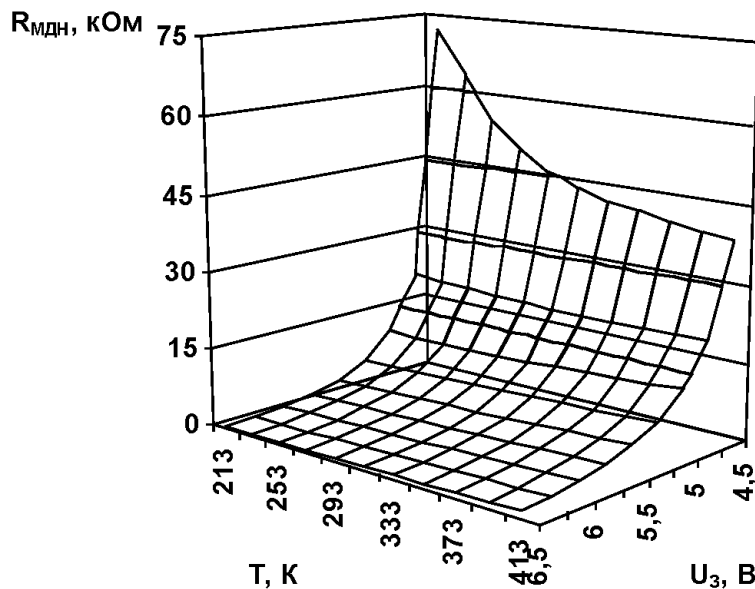


Рис. 3.14. Тепловий опір $R_{МДН}$ каналу МДП-транзистора як функція температури T та напруги на затворі $U_з$ при напрузі живлення $U_ж = 10$ В та опорі $R_l = 2$ кОм.

Чим вищий цей опір, тим ближче положення робочої точки до крутої області ВАХ, де температурна залежність опору каналу МДН-транзистора найменша. Так, з опором навантаження $R_l = 20$ кОм середня термочутливість опору $R_{МДН}$ становить 3 Ом/К, а з опором навантаження $R_l = 1$ кОм – 11 Ом/К у діапазоні температур 213 ... 413 К. Цю обставину ілюструють також графіки на рис. 3.16.

Напруга на затворі та опір навантаження визначають положення робочої точки на ВАХ. Термочутливість МДН-транзистора при напрузі на затворі 5,5 В знаходиться в межах від 1,5 мВ/К ($R_l = 10$ кОм) до 13 мВ/К ($R_l = 5$ кОм). При напрузі на затворі $U_з = 6,5$ В цей діапазон становить від 1 мВ/К ($R_l = 10$ кОм) до 14,7 мВ/К ($R_l = 2$ кОм). Найвища термочутливість МДН-транзистора 17,2 мВ/К спостерігається при $R_l = 2, 5$ кОм і напрузі на затворі $U_з = 6,5$ В.

$R_{МДН}$, кОм

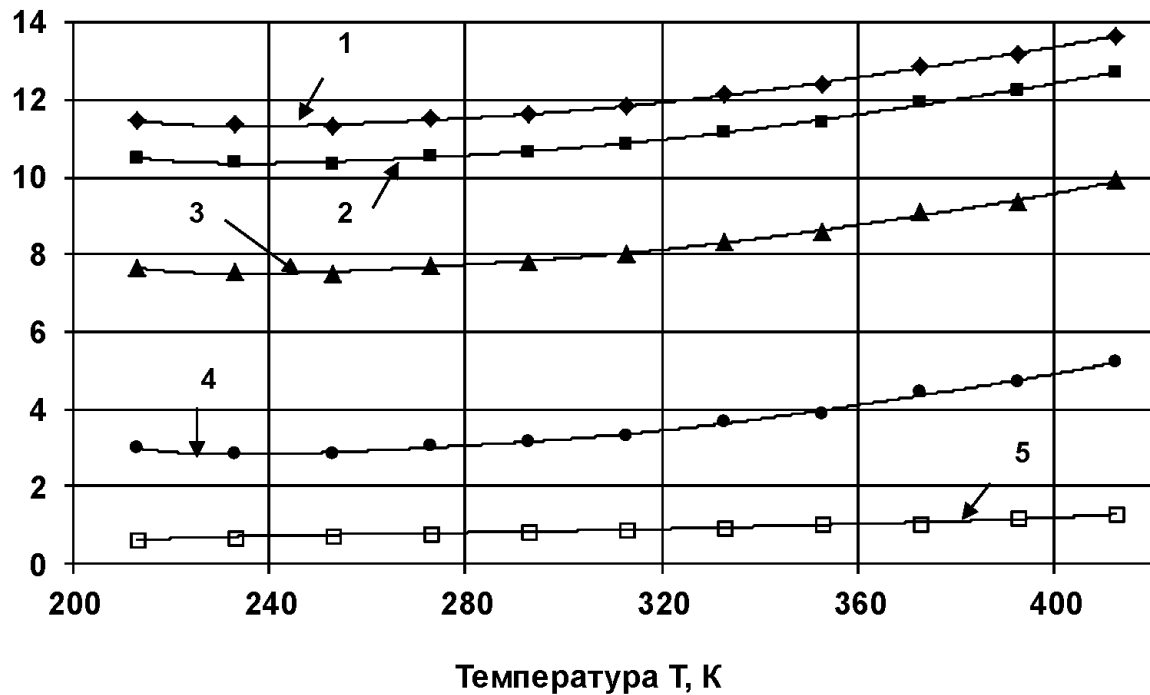


Рис. 3.15. Тепловий опір $R_{МДН}$ каналу МДН-транзистора при напрузі на затворі $U_3 = 5$ В, напрузі живлення $U_{Ж} = 10$ В та опорах навантаження R_1 : 1 - $R_1 = 1$ кОм; 2 - $R_1 = 2$ кОм; 3 - $R_1 = 5$ кОм; 4 - $R_1 = 10$ кОм; 5 - $R_1 = 20$ кОм.

Отже, отримані значення термочутливості МДН-транзистора значно менше тих, які очікуються в КСДІ. Тому вирішальний вплив на вихідний сигнал буде відігравати термозалежність падіння напруги на діодній структурі, яка підсилюється МДН-транзистором з коефіцієнтом

$$K_U = \frac{U_{ВІХ}}{U_{ВХ}} = \frac{\partial I_C}{\partial U_3} \cdot R_1 = S(U_3 - U_{ПОР}) \cdot R_1 = S(T) \cdot [U_{pn}^N(T) - U_{ПОР}(T)] \cdot R_1. \quad (3.9)$$

Напруга U_{CB} , В

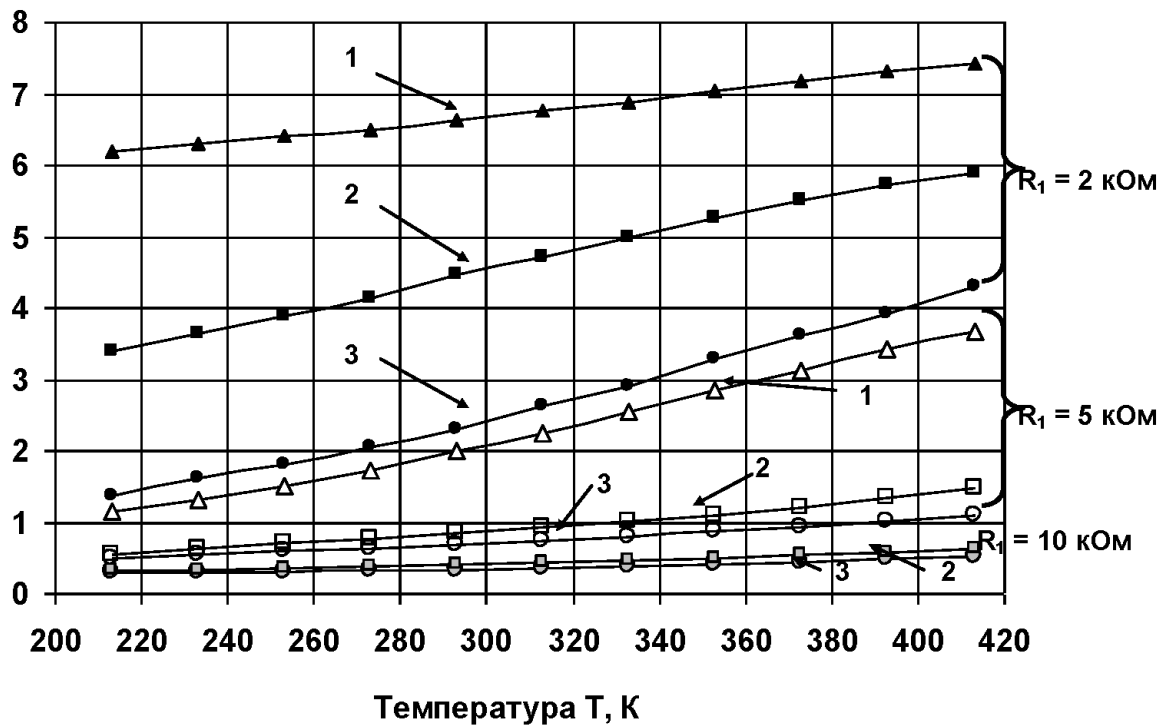


Рис.3.16. Температурна залежність напруги стік-витік МДН-транзистора при різних опорах навантаження. 1 – $U_3 = 5,5$ В; 2 – $U_3 = 6$ В; 3 – $U_3 = 6,5$ В.

3.7. Термометричні характеристики КСДІ

Рівняння (3.9) виконується в межах лінійної ділянки передаточної характеристики. Термочутливість крутизни ВАХ $S(T)$ обумовлена температурною залежністю рухливості носіїв заряду в каналі МДН-транзистора. Термометрична характеристика КСДІ повторює вид передаточної характеристики МДН-транзистора $U_c(U_3)$ із заміною аргументу – напруги U_3 на температуру T – $U_c(T)$ (див. рис. 3.17). Напруга на затворі формується напругою на прямозміщених p - n переходах діодної структури $D_1 \dots D_N$ (див. рис.3.5). В даному експерименті $N = 12$.

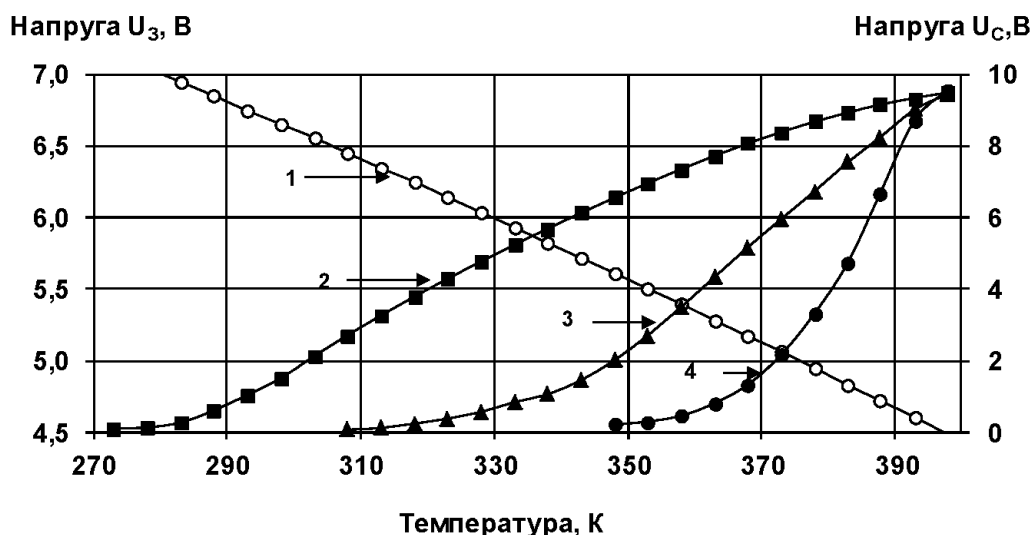


Рис.3.17. Температурні характеристики напруги на затворі U_3 для $N = 12$ (1) та вихідної напруги U_C термосенсора з напругою живлення $U_{Ж} = 10$ В при опорах навантаження: 2 – $R_1 = 2$ кОм ; 3 – $R_1 = 5$ кОм; 4 – $R_1 = 10$ кОм.

Протяжність ТМХ і термочутливість термосенсора на КСДІ залежить від опору навантаження R_l і крутизни ВАХ МДН-транзистора $S(T)$, оскільки ці параметри визначають крутизну передаточної характеристики приладу, та від числа p - n переходів діодної структури, що формують напругу на затворі $U_3(T) = U_{pn}^N(T)$. На рис. 3.18 представлено сімейство ТМХ термосенсора на КСДІ для різної кількості p - n переходів діодної структури з напругою живлення $U_{Ж} = 10$ В. Очевидно, що користувач може задавати термочутливість мікросенсора, підбираючи як опір навантаження R_l , так і N . Вихідна напруга термосенсора як функція температури T , опору навантаження R_l і кількості p - n переходів N визначається виразом:

$$U_{CB} = K_U \cdot U_{BX} = S(T) \cdot R_l \cdot [NU_{pn}(T_0) - N\alpha_T \cdot (T - T_0) - U_{ПОР}(T)] \cdot [NU_{pn}(T_0) - N\alpha_T \cdot (T - T_0)]$$

Напруга U_{CB} , В

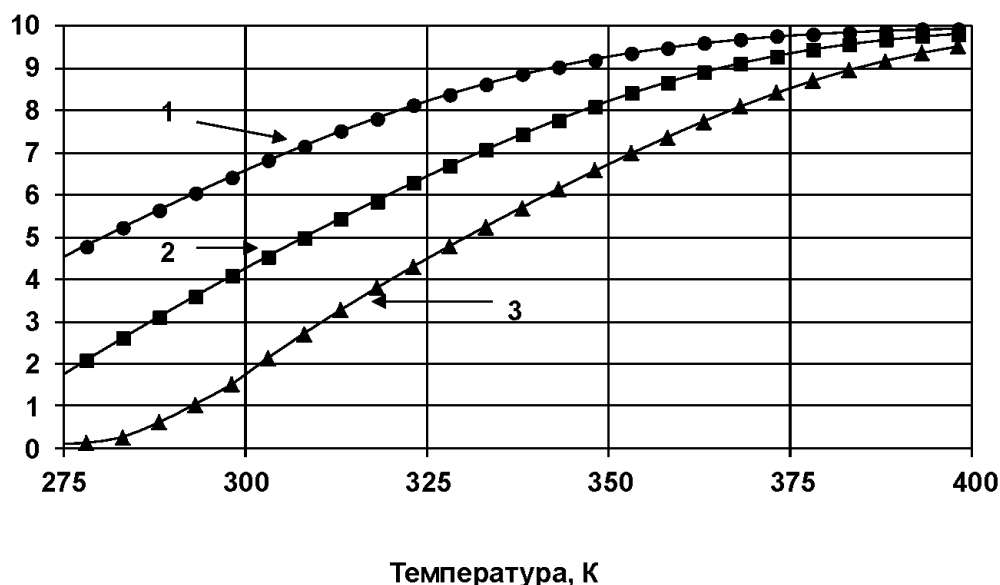


Рис. 3.18. ТМХ термосенсора на КСДІ з різною кількістю N p - n переходів діодної структури ($R_1 = 2$ кОм, $U_{Ж} = 10$ В): 1 – $N = 10$; 2 – $N = 11$; 3 – $N = 12$.

Термочутливість ТМХ схеми включення елементів КСДІ, поданої на рисунку 3.5, розрахована за результатами експериментальних вимірювань напруги на затворі МДН-транзистора та на ділянці кола стік-витік як відношення $\Delta U / \Delta T$. Результати розрахунків представлено на рисунку 3.19, а на рис. 3.20 наведено експериментальні і оціночні характеристики термочутливості КСДІ, які були виконані вище (дивись рис. 3.13).

Порівняння характеристик вказує на адекватність моделі термочутливості $\frac{dU_{CB}}{dT}$ і експерименту $\Delta U_{CB} / \Delta T$, за допомогою якого визначена термочутливість КСДІ при $T = 380$ К для $N = 12$ та $R_1 = 10$ кОм: 413 мВ/К. Ця чутливість в 200 раз перевершує термочутливість діодних сенсорів ДТ-450 і майже в 1000 раз термочутливість біметалічної плівкової термопари сплаву Cu – CuNi (див. табл. 3.1).

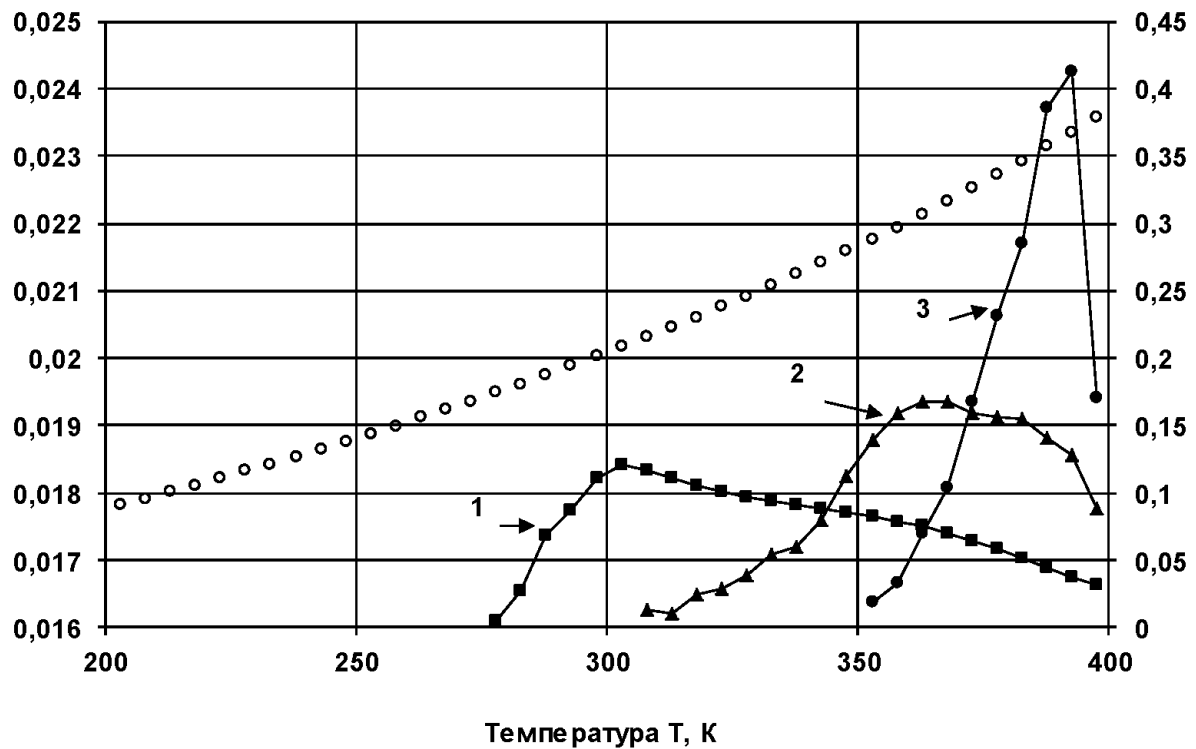
$dU_{pn}^N/dT, B/K$ $dU_{CB}/dT, B/K$ 

Рис. 3.19. Термочутливість діодної структури з $N = 12$ (світлі маркери) та термочутливість КСДІ (темні маркери) для опорів навантаження R_1 ($U_{ж} = 10$ В): 1 – $R_1 = 2$ кОм ; 2 – $R_1 = 5$ кОм; 3 – $R_1 = 10$ кОм.

Слід зауважити, що така висока термочутливість спостерігається у вузькому діапазоні температур, оскільки високий коефіцієнт підсилення по напрузі інвертора звужує перехідний діапазон вхідних напруг, в межах якого керують вихідною напругою МДН-транзистора. В даному випадку це падіння напруги на діодних термосенсорах. Вибір критеріїв оптимальності при реалізації термометричних можливостей КСДІ залишається за користувачем. Також це стосується вибору температурного діапазону, в якому відбувається вимірювання температури. Про цю обставину слід сказати наступне.

Термочутливість dU_{CB}/dT , В/К

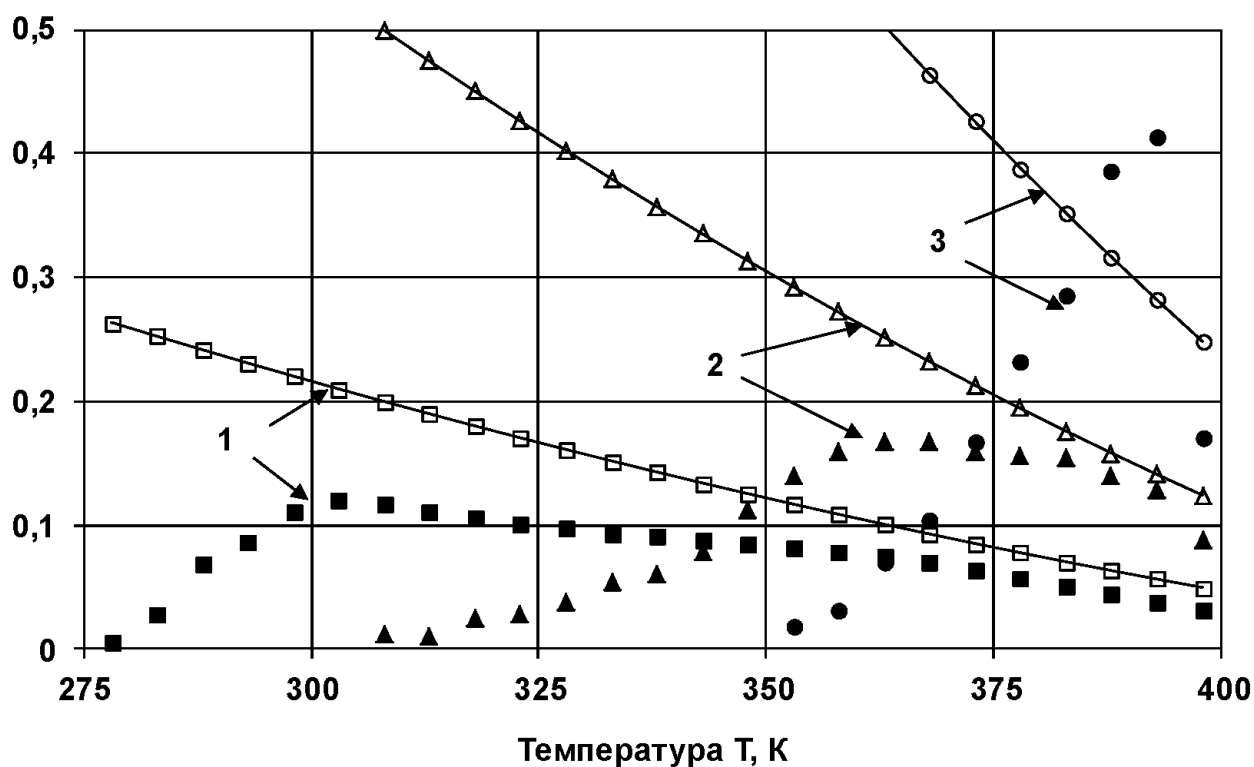


Рис. 3.20. Термочутливість КСДІ для різних опорів навантаження R_1 ($U_{ж} = 10$ В). Світлі маркери – теоретична оцінка, темні маркери – експеримент. 1 – $R_1 = 2$ кОм; 2 – $R_1 = 5$ кОм; 3 – $R_1 = 10$ кОм.

Таблиця 3.1

Типові параметри термосенсорів

Тип	Термочутливість, мВ/К	Габарити
<u>Термопара</u> Cu – CuNi	0,043	
<u>Анізотропні термоелементи</u>		
Bi - Sb	0,1	
Zn – As ₂	0,35	
Діодний сенсор ДТ - 450	2,1	1 x 2 x 3 мм ³
Термобатареї Геращенко О.А.	100 ... 200	2000 елементів на 1 см ²
КСДІ (N = 12)	20 ... 1000	0,4 x 1 x 2 мм ³

Функціонування термосенсора супроводжується виділенням тепла, що виникає внаслідок саморозігріву. На окремому p - n переході діодної структури з робочим струмом 1 – 100 мкА потужність, що розсіюється, становить десятки мікروات. Дослідження діодних сенсорів температури показують, що така незначна потужність збільшує абсолютну похибку вимірювання температури на 0,007 К при температурах 4 ... 10 К і на 0,026 К в діапазоні 30 ... 77 К [17]. Відомі методи градуювання діодних датчиків розглядають прямий струм 100 мкА крізь p - n перехід як максимально допустимий при вимірюванні в області азотних температур і такий, що суттєво не впливає на похибку вимірювання температур більших 100 К [25].

Розрахунки доводять, що для підігріву 1 мм³ кремнію на 1 К необхідна потужність 1,63 мВт. В роботі [26] проведено аналіз теплообміну із зовнішнім середовищем кремнієвого діодного датчика температури в герметичному керамічному (сапфіровому) корпусі розміром 2,5 x 2 x 5 мм³ з двома металевими електродами діаметром 0,3 мм та довжиною 7,4 мм. Внутрішній об'єм корпусу датчика заповнений повітрям. Повний термічний опір датчика становить 360 К/Вт. Для діапазонів струму крізь p - n перехід 1 ... 100 мкА, температур 4,2 ... 500 К та коефіцієнтів конвективного теплообміну 3 ... 30000 Вт/м²К похибка вимірювання знаходиться в діапазоні 0,001 ... 0,6 К.

У безкорпусному виконанні на гнучкому кристаліносію за технологією, описаною в підрозділі 2.4, тепловий опір термосенсора на КСДІ об'ємом не більше 1 мм³ не перевищуватиме 20 К/Вт, а похибка вимірювання температури 0,05 К.

Температурні характеристики розсіюваної електричної потужності на p - n переході діодної структури, виміряні при різній напрузі живлення $U_{\text{ж}}$ і опорі навантаження $R_{\text{н}}$, що включався послідовно з p - n переходом як обмежувальний, відтворені на рисунку 3.21.

Потужність P_{pn} , мкВт

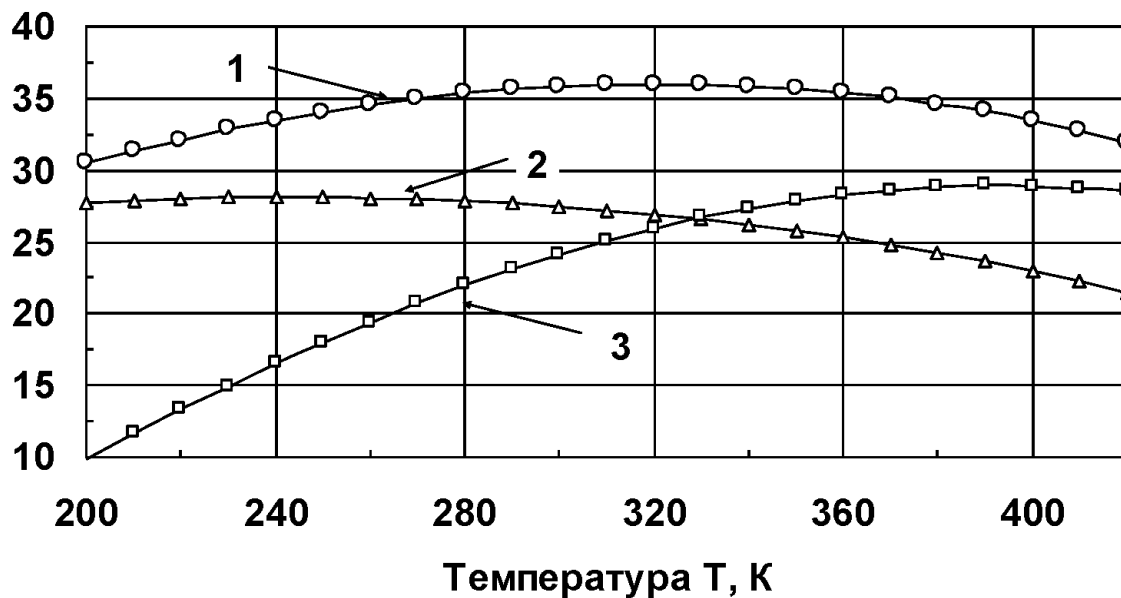


Рис. 3.21. Потужність розсіювання P_{pn} на p - n переході діодної структури КСДІ в різних режимах функціонування схеми вимірювання: 1 – $U_{ж} = 1,2$ В, $R_H = (R_2 + R_3) = 10$ кОм; 2 – $U_{ж} = 1,5$ В, $R_H = (R_2 + R_3) = 20$ кОм; 3 – $U_{ж} = 0,9$ В, $R_H = (R_2 + R_3) = 7$ кОм.

Термосенсор на КСДІ у складі діодної структури і МДН-транзистора розсіює більшу потужність. На рисунку 3.22 подано сімейство характеристик розсіюваної на ділянці кола стік-витік електричної потужності МДН-транзистора на КСДІ в діапазоні температур 298 ... 373 К при різних опорах навантаження R_1 . Для діапазону температур 200 ... 400 К, який розглядається як основний для даної КСДІ, вимірювання температури діодними структурами рекомендується здійснювати у всьому проміжку. При цьому забезпечується термочутливість ТМХ від $\alpha_T = 18$... 23 мВ/К і вище. Очевидно, що з метою запобігання значного саморозігріву МДН-транзистора, який призведе до зростання похибки вимірювання температури, слід використовувати опір навантаження номіналом 10 кОм і більше.

Потужність P_{CB} , мВт

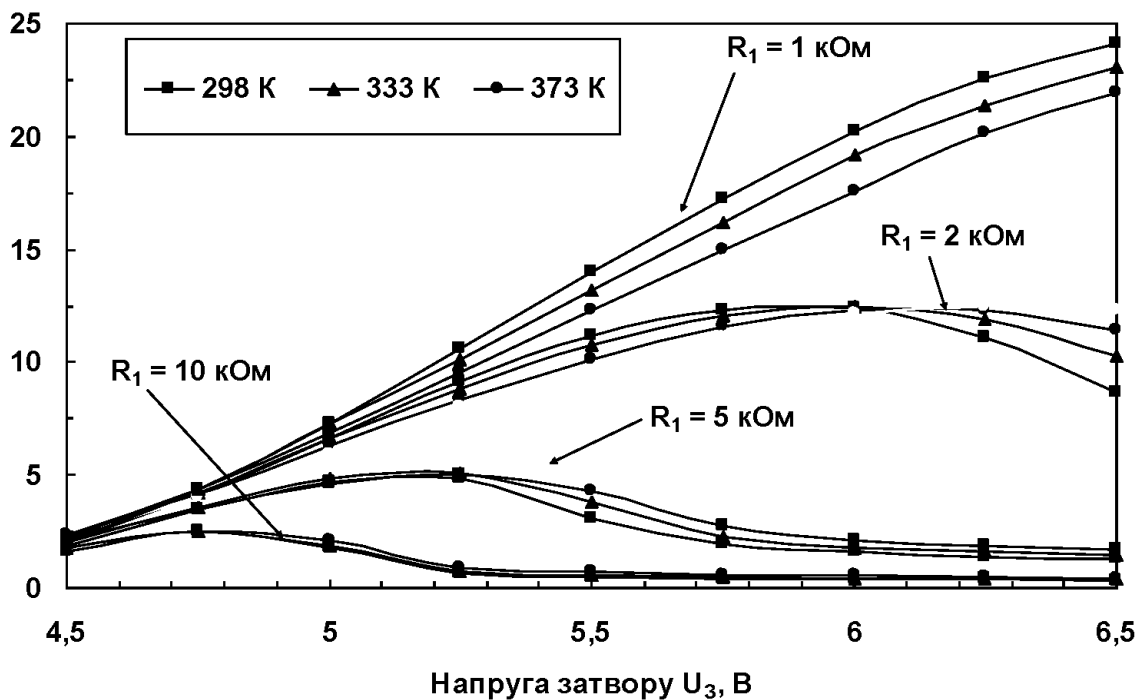


Рис. 3.22. Потужність, що виділяється на каналі МДН-транзистора при різних опорах навантаження R_1 . Напруга живлення $U_{Ж} = 10$ В.

Теплова потужність, що розсіюється на каналі МДН-транзистора, не перевищить 2,5 мВт. Але в такому режимі ефективний діапазон температур, що вимірюється, звужується до декількох десятків градусів. Зменшення опору навантаження до 2 кОм розширює діапазон до ста градусів (від 300 К до 400 К) за рахунок зростання розсіюваної теплової потужності до 15 мВт і зниження термочутливості приладу до 100 ... 50 мВ/К. Тому в області температур до 300 К доцільніше в якості термометричного сигналу використовувати напругу діодної структури, а в області температур від 300 К і вище – вихідну напругу стік-витік U_{CB} МДН-транзистора КСДІ. Термосенсор на КСДІ у складі діодної структури і МДН-транзистора може бути виготовлений у безкорпусному виконанні на гнучкому кристаліносієві за технологією, описаною у підрозділі 2.4.

Висновки по розділу 3

Проведено теоретичний аналіз температурних властивостей і визначено температурно-залежні фактори, що формують термочутливість мікросхеми на КСДІ: напругу прямого зміщення діодних сенсорів в затворному колі МДН-транзистора, порогову напругу МДН-транзистора та його крутизну. Для визначення моделі термометричної характеристики мікросенсора використано рівняння ВАХ МДН-транзистора.

Для встановлення фізично обґрунтованої математичної моделі залежності рухливості носіїв заряду в приповерхневому інверсному шарі МДН-транзистора від температури та напруги на затворі $\mu_{inv} = f(T, E_{\perp})$ використано явище термопольової стабілізації струму каналу МДН-транзистора, яке описується рівнянням виду $\frac{\partial \mu_{inv}}{\partial T} - \alpha_{ПОР} \frac{\partial \mu_{inv}}{\partial U_3} = 0$.

Експериментально підтверджено теоретичні оцінки термочутливості КСДІ при температурах 400 ... 300 К. Вони становлять 100 ... 1000 мВ/К. В діапазоні температур 200 ... 400 К доцільно використовувати термосигнал діодних структур, термочутливість яких від 18 до 150 мВ/К, а в діапазоні температур 300 ... 400 К вихідний сигнал перетворювача на КСДІ, термочутливість якого становить від 120 мВ/К до 420 мВ/К.

Контрольні запитання до розділу 3.

1. Як обґрунтувати факт ідентичності термочутливості нерівноважного стану p - n переходу у режимах прямого зміщення і фотовольтаїчному?
2. У чому полягає доцільність створення термосенсора у вигляді лінійки послідовно з'єднаних p - n переходів?
3. Чому потрібно (чи непотрібно) лінеаризовувати метрологічну характеристику прямозміщеного p - n переходу?
4. Як використати ВАХ МДН-транзистора для визначення рухливості носіїв заряду у каналі?

5. Які фізичні явища спостерігають у околі точки термopольової стабілізації опору каналу МДН-транзистора?
6. Які чинники впливають на температурну чутливість МДН-транзистора?
7. Виконайте розрахунок термочутливості найпростішого підсилювального каскаду на МДН-транзисторі, використовуючи його ВАХ.

РОЗДІЛ 4. ФОТОЕЛЕКТРИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НА КСДІ

4.1. Особливості функціонування мікроелектронних фотоперетворювачів

На основі напівпровідникових інтегральних структур створено різноманітні вимірювальні перетворювачі оптичних сигналів. Це, насамперед, фоторезисторні, фотодіодні та фототранзисторні структури, вихідний сигнал яких визначається освітленістю світлочутливої області. Якщо освітленість залежить, наприклад, від координати світлової плями на поверхні цієї області, то така структура є координато чутливою. Забезпечивши зв'язок між елементом, переміщення якого необхідно вимірювати, і положенням світлової плями на поверхні, отримують координатний фотоперетворювач. Такі пристрої складають основу різноманітних давачів точного позиціонування [27], а на їх базі створюють інші вимірювальні перетворювачі неелектричних величин: прискорення, тиску, температури тощо.

Координатна чутливість більшості вищезгаданих фотоперетворювачів визначається фотострумом, який генерується в напівпровідниковій структурі. Оскільки фотострум прямо пропорційний площі світлочутливої області, то фоточутливість датчиків подібного типу залежить від їх габаритних розмірів. У конструкціях фотодіодів чи фототранзисторів площа світлочутливої області становить значну частину поверхні структури [28].

В той же час сучасні мікроелектронні технології зорієнтовані, перш за все, на мініатюризацію напівпровідникових структур, а неминуче при цьому зниження рівня фотоструму мікроелектронного первинного перетворювача компенсують за рахунок інтеграції в одній підкладці разом з ним підсилюючого пристрою. Наприклад, датчик лінійних переміщень К849ПП1 має у своєму складі фотодіодну позиційночутливу оптопару та попередній підсилювач струму. Недоліком такого координатного датчика є його

конструктивна, технологічна та схемотехнічна складність, а представлення вихідного сигналу в аналоговій формі знижує завадостійкість.

Координатні фотоперетворювачі з цифровим виходом більш завадостійкі, але і більш складні, ніж аналогові. Їхня структурна схема включає крім власне координатного фотоприймача, як правило, підсилювач постійного струму, схему зміщення рівня, тригер Шмітта, формувач прямокутних імпульсів. Зміна фотоструму координатного фотоприймача, яка визначається переміщенням світлової плями по його поверхні, змінює тривалість вихідного імпульсу. Саме таким чином здійснюється широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) вихідного сигналу в позиційно чутливій інтегральній мікросхемі КБ1130ПП1-3.

Для підвищення точності вимірювання координат у фотоперетворювачах використовують прецизійні чутливі елементи (фоторезистори з точністю 0,01%), а підсилювачі повинні мати малі дрейфи нуля, струми витоку та напругу зміщення. Деякі типи координатних перетворювачів інтегрують до складу сигнального процесора, в якому „прошивають” нормування сигналу, формули для проміжних обчислень вимірюваних координат та порівняння з еталонами (позиційний датчик GD2D12 фірми Sharp, Японія).

Очевидно, що реалізація вищезазначених пристроїв, які є складними мікроелектронними структурами, вимагає високої технологічної культури виготовлення, ретельного налаштування та регулювання, забезпечення постійності визначальних параметрів самого попереднього підсилювача. Крім того, вихідний опір первинного координатного фотоперетворювача має бути меншим за вхідний опір підсилювача, щоб запобігти спотворенню сигналу та втраті інформації, для відновлення якої знадобляться додаткові ресурси. Отже, для нормальної роботи координатного фотоперетворювача необхідно забезпечити достатній рівень відношення фотострум/вхідний струм. Цього досягають або за рахунок збільшення площі фоточутливої структури, або за рахунок високих електрофізичних характеристик

підсилювача струму, що неминуче призводить до його схемотехнічного ускладнення.

У розділі представлені альтернативні рішення проблеми забезпечення високої фоточутливості перетворювачів у мікроелектронному виконанні.

4.2. Фотоелектричні властивості сенсорної КСДІ

Розглянемо властивості КСДІ як мікроелектронного фотоприймального пристрою. На рис. 4.1 подана схема мікроелектронного фотоперетворювача на КСДІ.

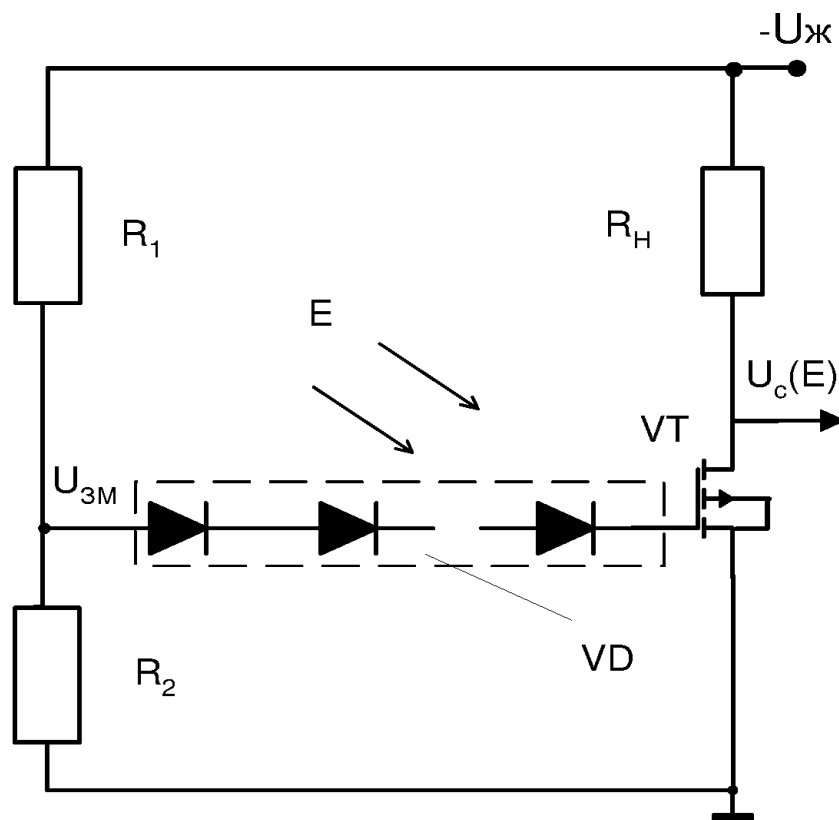


Рис. 4.1. Мікроелектронний фотоперетворювач на КСДІ.

VD – фотобатарея діодної структури; VT – МДН-транзистор;

R_1 , R_2 – опори зміщення напруги на затворі МДН-транзистора;

R_H – опір навантаження МДН-транзистора; E – освітлення.

В затворне коло МДН-транзистора увімкнено фотобатарею з N p - n переходів діодної структури VD. Резистори R_1 та R_2 забезпечують напругу зміщення U_{3M} фотобатареї для оптимізації режиму функціонування МДН-транзистора VT. Під дією випромінювання E фото-ЕРС фотобатареї $U^{\Phi}_{pn}(E)$ та напруга зміщення U_{3M} визначають напругу на затворі $U_3(E)$ і напругу стік-витік у вихідному колі $U_c(E)$.

Потік фотонів, що падає на поверхню КСДІ, генерує нерівноважні носії зарядів в діодній структурі, викликаючи появу фото-ЕРС на p - n переходах. У „кишені” з МДН-транзистором нерівноважні носії заряду дифундують до областей стоку та витоку, захоплюються полем в ОПЗ p - n переходу системи витік-канал-стік – підкладка, збільшуючи концентрацію носіїв заряду в каналі. Як і у випадку дослідження термометричних характеристик, люкс-амперні характеристики КСДІ визначаються головним чином властивостями фотобатареї.

Вихідна вольт-амперна характеристика (ВАХ) кремнієвого МДН-транзистора (рис. 3.6) описується рівняннями (3.1, 3.2), а прохідна ВАХ рівнянням (3.3). Вони фактично моделюють роботу фотосенсора. В рівняннях стану МДН-транзистора (3.1, 3.2, 3.3) слід визначити фотозалежні змінні, щоб виразити струм в каналі МДН-транзистора як функцію освітленості.

Такими змінними є фото-ЕРС фотобатареї $U^{\Phi}_{pn}(E)$ як напруга на затворі, порогова напруга $U_{пор}(E)$ та рухливість інверсних носіїв заряду $\mu_{inv}(E)$ в каналі МДН-транзистора. Остання змінна залежить переважно від освітленості E через напругу на затворі, що визначається як фото-ЕРС фотобатареї $U^{\Phi}_{pn}(E)$.

Режим роботи фотобатареї у затворному колі МДН-транзистора є фактично режимом розімкненого кола. Тому фото-ЕРС згідно з (1.6) :

$$U^{\Phi}_{pn}(E) = N \cdot \varphi_T \cdot \ln \left(1 + \frac{G(E)}{n_i^2} \right),$$

де $\varphi_T = \frac{k \cdot T}{q}$ [В] – термодинамічний потенціал;

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К $= 8,6 \cdot 10^{-5}$ еВ/К – стала Больцмана; T – абсолютна температура; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд електрона; $G = \delta_0 g(E)$ [см⁻⁶] – функція генерації нерівноважних носіїв заряду; δ_0 – константа (для кремнію складає за різними експериментальними оцінками від 10^9 с/см³ до 10^{11} с/см³; $g(E)$ [с⁻¹·см⁻³] – темп генерації нерівноважної концентрації носіїв заряду.

На рис. 4.2 подані експериментальні люкс-вольтні характеристики освітленої діодної структури з $N = 1 \dots 12$.

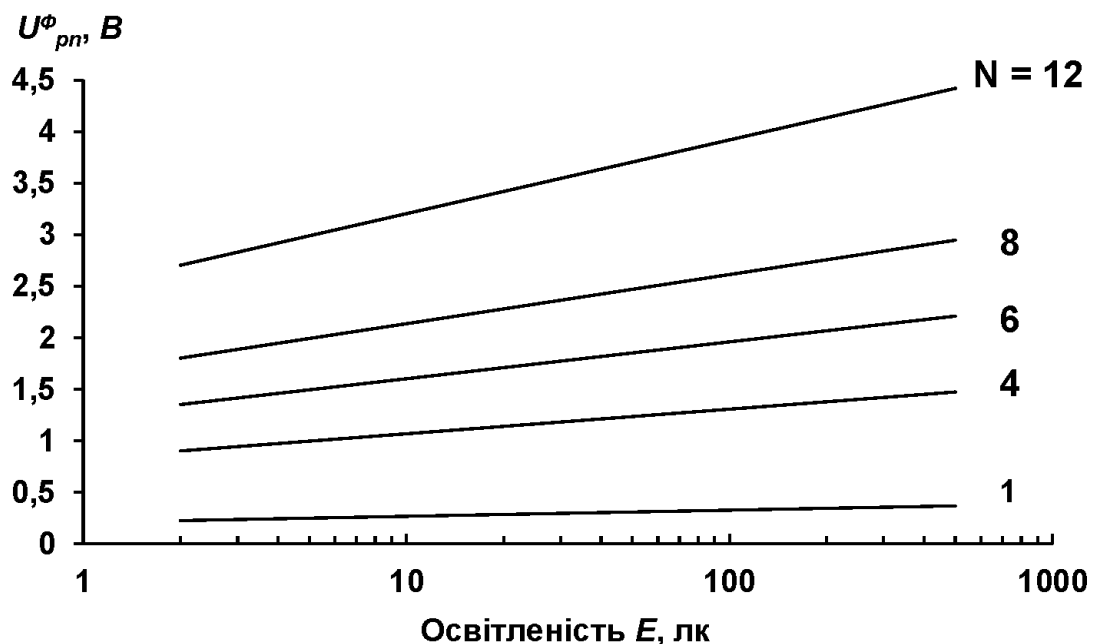


Рис. 4.2. Фото-ЕРС $U^{\phi}_{pn}(E)$ розімкненого кола діодної структури зі складу КСДІ з різною кількістю N p - n переходів ($N = 1 \dots 12$).

У МДН-транзисторі при освітленні порогова напруга зменшується на значення фото-ЕРС, що генерується на індукованому p - n переході канал-підкладка. Якщо МДН-транзистор КСДІ функціонує в режимі

з'єднання підкладки з витоком, то в цьому випадку на цій ділянці кола фото-ЕРС не виникає ($U^\Phi = 0$), різниця потенціалів витік-підкладка дорівнює нулю і зміщення порогової напруги не спостерігатиметься.

Для врахування залежності рухливості $\mu_{inv}(E)$ від освітлення використаємо апроксимаційну формулу (3.8), зробивши в ній заміну змінної U_3 на $U^\Phi_{pn}(E)$:

$$\mu_{inv}^p(E) = f(U^\Phi_{pn}, T) = 523,177 - 37,25 \cdot U^\Phi_{pn} - 1,389 \cdot T + 0,061 \cdot U^\Phi_{pn} T + 0,62 \cdot (U^\Phi_{pn})^2 + 0,001 \cdot T^2$$

Оцінимо інтегральну струмову фоточутливість КСДІ, прийнявши деякі спрощення, виправдані для виконання подібного розрахунку, за формулою $S^\Phi = \frac{dI_C}{d\Phi}$, де $\Phi = E \cdot S$ [лм] – світловий потік, що падає на площу S [м²],

створюючи освітленість E [лк]. Скористаємось результатами теоретичного аналізу, проведеного у розділі 1, а також результатами експериментальних досліджень, які представлені на рис. 5.2. З них визначено, що за температури $T = 300 \text{ K}$ $\Phi_T = \frac{k \cdot T}{q} = 0,0026 \text{ [В]}$, $\frac{G(E)}{n_i^2} = 3000 \cdot E$, а $U^\Phi_{pn}(E) = N \cdot 0,026 \cdot \ln(1 + 3000 \cdot E)$

[В] із середнім квадратом похибки апроксимації 0,0176. Максимальна фоточутливість спостерігатиметься у схемі з розімкненою підкладкою, коли фото-ЕРС, що виникає на індукованому p - n переході, сприяє зменшенню порогової напруги МДН-транзистора. Для практичних розрахунків це зменшення визначають за допомогою наближеної формули:

$$\Delta U_{пор} = 0,5 \sqrt{\frac{kT}{q} \ln(1 + 3000E)} \text{ [В]}, \quad \text{де} \quad \frac{kT}{q} = 0,026 \text{ В.} \quad \text{Тоді люкс-амперними}$$

характеристиками КСДІ будуть рівняння:

а) для крутої області ВАХ МДН-транзистора:

$$I_C = \mu_{inv}(E) \cdot C_i \frac{W}{L} \left[(U^\Phi_{pn}(E) - U_{пор} + \Delta U_{пор}) \cdot U_{CB} - 0,5 U_{CB}^2 \right]$$

б) для пологої області ВАХ МДН-транзистора:

$$I_C = \mu_{inv}(E) \cdot C_i \frac{W}{2L} (U^{\Phi}_{pn}(E) - U_{nop} + \Delta U_{ПОР})^2.$$

Інтегральна струмова чутливість $S^{\Phi} = \frac{1}{S} \frac{dI_c}{dE}$ [А/лм] для пологої області ВАХ МДН-транзистора – основного робочого режиму функціонування приладу – така:

$$S^{\Phi} = \frac{1}{S} \frac{d}{dE} \left\{ \mu_{inv}(E) \cdot C_i \frac{W}{L} \left[(U^{\Phi}_{pn}(E) - U_{nop} + \Delta U_{ПОР}) \cdot U_{CB} - 0,5 U_{CB}^2 \right] \right\}.$$

Точний аналітичний вираз функції S^{Φ} достатньо громіздкий, тому застосуємо деякі спрощені оцінки аргументів цієї функції.

$$\text{Для пологої області ВАХ} \quad S^{\Phi} = \frac{1}{S} \frac{dI_c}{dE} \approx \frac{1}{S} \beta \left(N \frac{kT}{q} \right)^2 \cdot \frac{\ln(1 + 3000E)}{E}. \quad \text{Як}$$

бачимо, одним із визначних чинників інтегральної струмової чутливості є крутизна ВАХ МДН-транзистора. На рис. 4.3 подано графік залежності крутизни ВАХ МДН-транзистора $\beta = C_i \frac{W}{L} \cdot \mu_p = 1,3 \cdot 10^{-2} \mu_p$ [мА/В²] для температур 273 ... 313 К. Прийmemo для крутизни середнє значення $\beta = 1,5$ мА/В². Приймаючи до уваги, що площа фоточутливої поверхні діодної структури дванадцятьох *p-n* переходів не більше $0,1 \cdot 2$ (мм²) = $2 \cdot 10^{-7}$ м², інтегральна струмова фоточутливість КСДІ в діапазоні освітленості 1 ... 100 лк сягає меж від 56000 до 900 А/лм.

Для перерахунку світлових одиниць чутливості S^{Φ} в енергетичні S^P скористаємося рівняннями: $S^P = K^P \cdot S^{\Phi}$ та $\Phi = \int_0^{\infty} \varphi(\lambda) V(\lambda) d\lambda = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} K(\lambda) \varphi(\lambda) d\lambda$, де $\varphi(\lambda)$ - спектральна щільність потоку випромінювання; $V(\lambda)$ - відносна функція видності людського ока; $K(\lambda)$ - абсолютна функція видності людського ока в діапазоні видимого випромінювання $\lambda_1 = 0,38$ мкм, $\lambda_2 = 0,78$ мкм. Для абсолютно чорного тіла (АЧТ) при температурі

затвердіння платини $T = 2042\text{ K}$ на 1 люмен світлового потоку припадає $0,0091\text{ Вт}$ видимого випромінювання. Для вольфрамової лампи розжарювання ($T = 2450\text{ K}$) з коефіцієнтом сірості $\varepsilon \approx 0,32$ в максимумі спектрального розподілу інтенсивності випромінювання коефіцієнт перерахунку K^P становить $0,003\text{ Вт/лм}$ [29]. В енергетичних одиницях фоточутливість КСДІ $S^P = 0,003S^{\phi} \approx 150 \dots 2\text{ А/Вт}$, що співставно з параметрами найчутливіших напівпровідникових фотоприймачів – лавинних фотодіодів (див. рис. 4.4 та таблицю 4.1).

Крутизна ВАХ β , мА/В^2

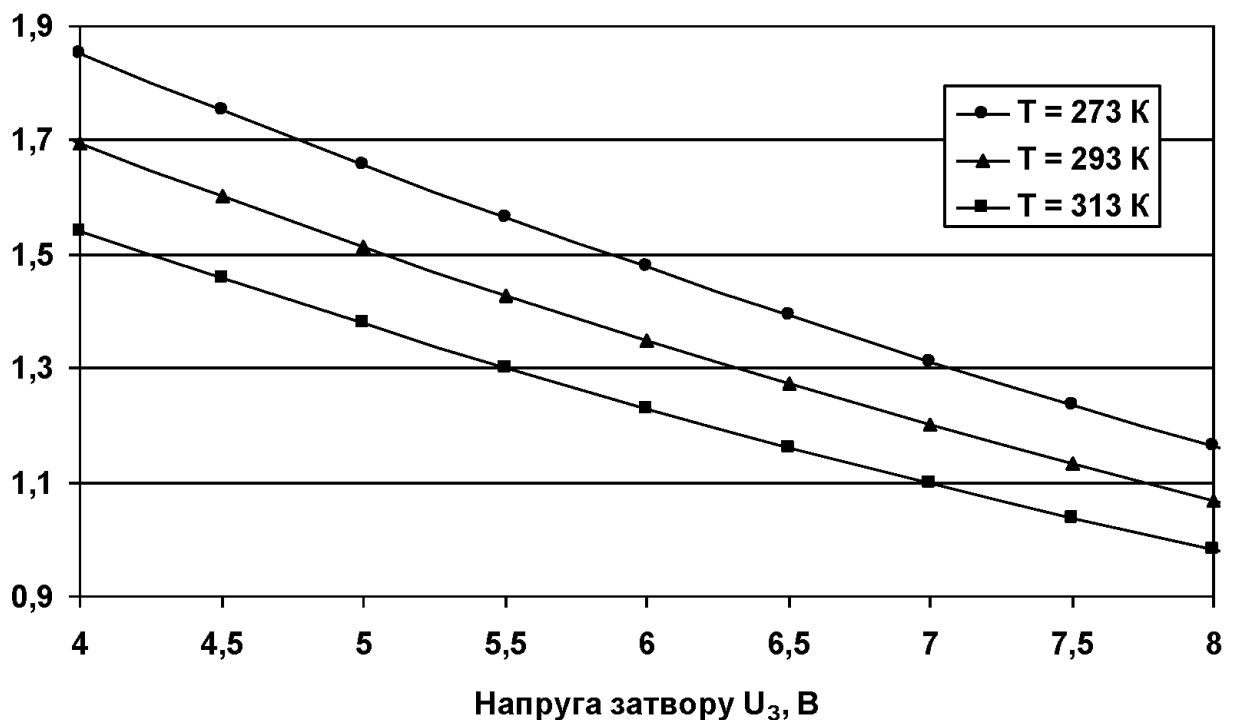


Рис. 4.3. Крутизна ВАХ МДН-транзистора КСДІ як функція напруги на затворі в діапазоні температур $\Delta T = 273 \dots 313\text{ K}$.

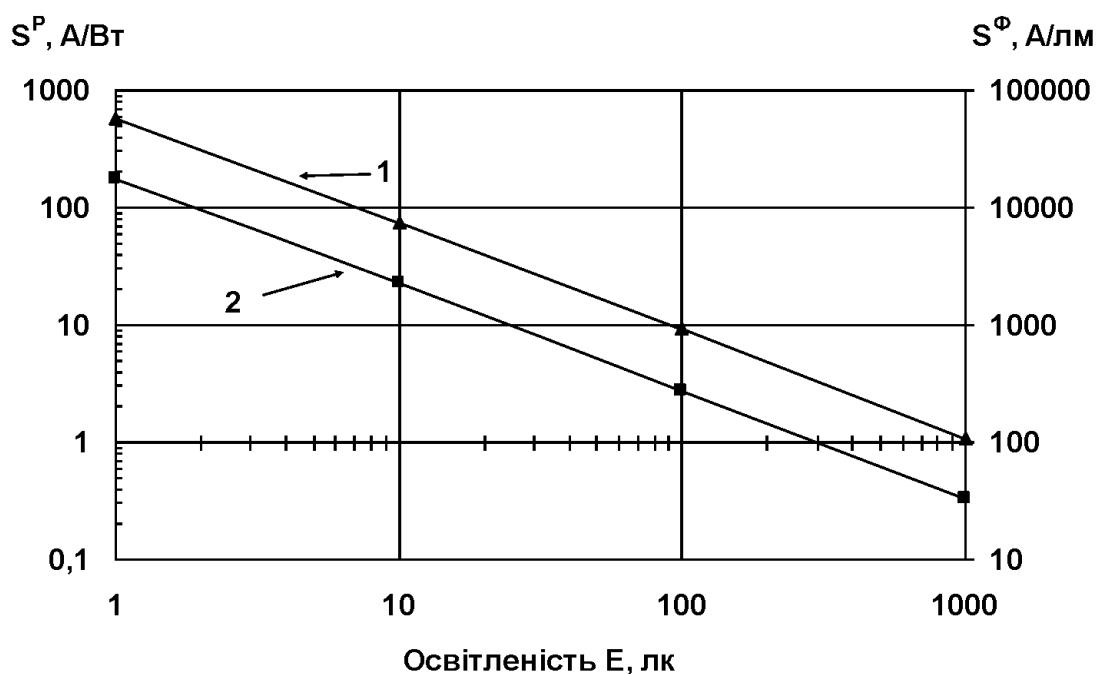


Рис. 4.4. Залежність інтегральної фоточутливості КСДІ від освітленості. 1 - світлова фоточутливість S^Φ [А/лм]; 2 - енергетична фоточутливість S^P [А/Вт].

Таблиця 4.1

Типові параметри кремнієвих фотоприймачів з внутрішнім фотоефектом

Тип	Інтегральна чутливість, А/Вт	Площа, мм ²	Напруга живлення, В
Фотодіоди (ФД)	0,03 ... 0,3	1 - 10	10 – 30
<i>p-i-n</i> ФД	0,3 ... 0,5	1 - 10	10 – 30
Лавинні ФД	10 ... 100	1 - 10	
Фоторезистори (CdSe, CdSe , PbS)	10^5 мкА/(лм·В) $\approx$ 100 А/Вт [10 В; 1лм $\approx$ 0,009 Вт (видиме світло)]	20 - 200	10 - 100
Фототранзистори	20 - 100	1 - 10	3 - 10
КСДІ	2 - 150	2	5 - 20

Світлові люкс-амперні характеристики КСДІ подано на рис. 4.5. Вони практично відтворюють прохідні характеристики МДН-транзистора, але не з електричним, а оптичним управлінням у вхідному колі, і обґрунтовано доводять ефективність використання КСДІ як високочутливого фотоприймача.

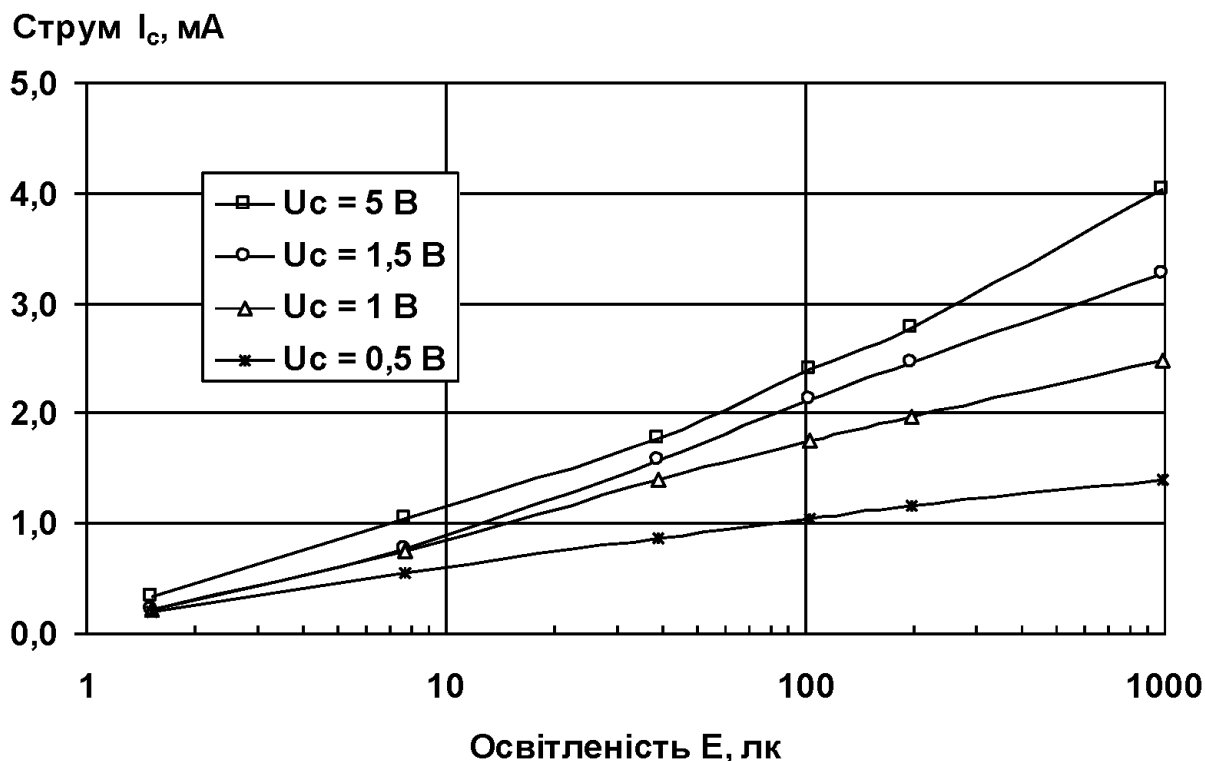


Рис. 4.5. Люкс-амперна характеристика КСДІ у складі МДН-транзистора і діодної структури з $N = 12$ p - n переходів для різних напруг стік-витік U_c .

Поєднати високу чутливість координатного фотоперетворювача і його мікромініатюрне виконання за інтегральною технологією можна, якщо в якості фотовідгуку на зміну освітлення використовувати не фотострум, а фотонапругу розімкненого кола, яка виникає на освітленому p - n переході. В напівпровідниковій фоточутливій структурі з послідовним з'єднанням p - n переходів у фотобатарейою результуюча фото-ЕРС, рівна сумі фото-ЕРС на кожному p - n переході, досягає значень, достатніх для управління пристроєм

зі входом, керованим напругою, наприклад, МДН-транзистором. Розміри ж p - n переходів і фотобатареї можуть бути мінімальними і обмежуватись практично тільки роздільною здатністю фотолітографічного і технологічного процесів мікроелектронного виробництва. На рисунку 4.6. представлено одну з можливих топологій КСДІ, яка відтворює області розташування елементів мікроелектронного фотоперетворювача.

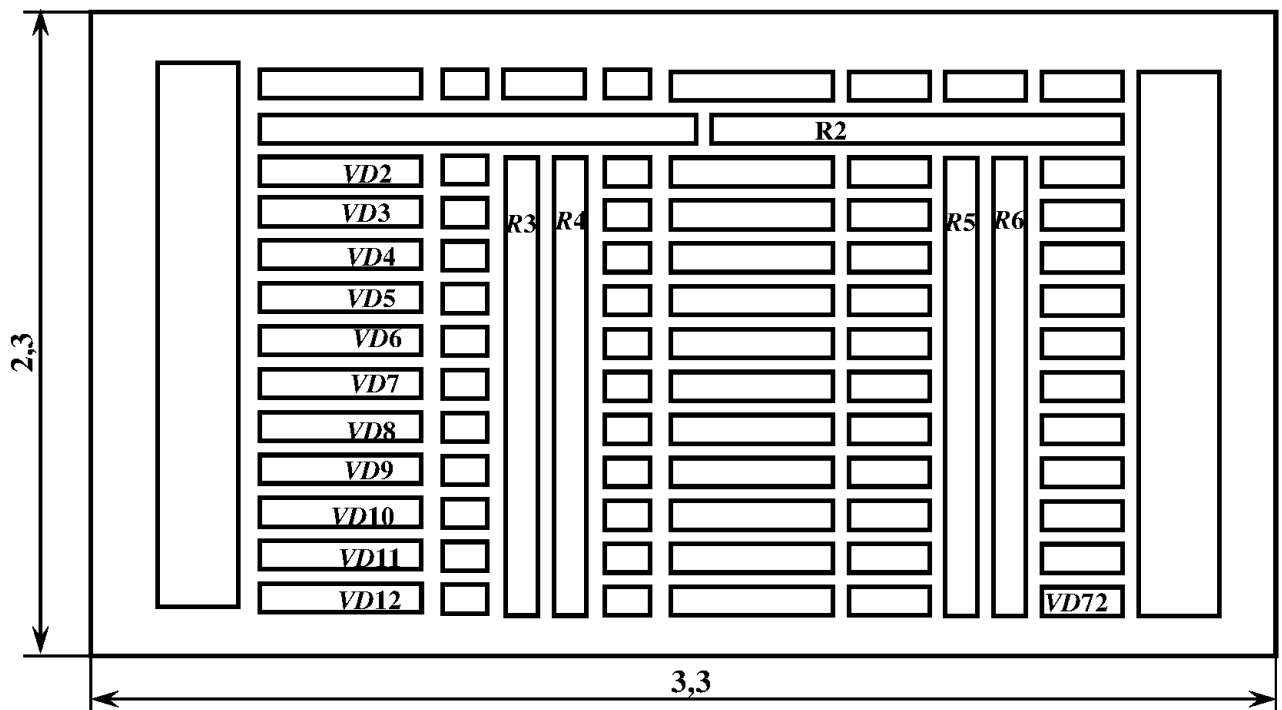


Рис. 4.6. Топологія фотошаблону для формування „кишень” модуля КСДІ. Розмір модуля 2,35 x 3,3 мм². VD1 ... VD72 – області формування діодних структур; VT1 ... VT4 – області формування МДН-транзисторів; R1 ... R6 – області формування дифузійних резисторів; ТО – технічні області.

4.3. Використання прозорих електропровідних плівок у КСДІ

Потрібна конфігурація елементів КСДІ задається міжз'єднаннями, які формуються наприкінці технологічного процесу. Для цього створюється топологія відповідного фотошаблону. Матеріалом міжз'єднань є алюміній.

Як вже зазначалось вище, КСДІ має потенційно високі фоточутливі властивості, використання яких розширює функціональні можливості структури. Використання нових конструкторсько-технологічних засобів, за допомогою яких можна було б підвищити фоточутливість мікросхеми, потребує додаткового розгляду. Зокрема, це стосується прозорих електропровідних плівок оксидів металів (наприклад, SnO_2 , ITO , CdO , ZnO тощо). В деяких конструкціях МДН-фототранзисторів затвор виконують з оптично прозорої низькоомної плівки двоокису олова SnO_2 . Світло, що проникає крізь неї, генерує нерівноважні носії заряду безпосередньо у каналі МДН-фототранзистора.

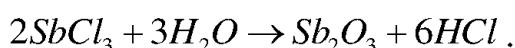
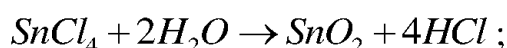
Питання доцільності застосування оптично прозорого електроду в МДН-транзисторі є дискусійним. Дослідження підтверджують [30], що намагання збільшити фоточутливість МДН-транзистора за рахунок використання плівки SnO_2 для даної конструкції КСДІ невиправдане. Аргументи на користь такого рішення наступні.

Розрахунки доводять, що при температурі $T = 300\text{ K}$ та концентрації електронів в підкладці $N_d = 2 \cdot 10^{14}\text{ см}^{-3}$ дифузійна довжина пробігу нерівноважних дірок при $L_p = \sqrt{D \cdot \tau_p} = \sqrt{\frac{\mu_p k T \delta_0}{q N_d}} \approx 240\text{ мкм}$ ($\mu_p = 450\text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$, $\frac{kT}{q} = 0,026\text{ В}$, $\delta_0 = 10^{10}\text{ с/см}^3$). Це більше, ніж ширина „кишені” ($220\text{ мкм} = 0,22\text{ мм}$), в якій сформовано МДН-транзистор. Площа поверхні „кишені” становить $0,22 \times 2,1 = 0,462\text{ (мм}^2\text{)}$, а площа каналу МДН-транзистора $0,005 \times 1,9 = 0,0095\text{ (мм}^2\text{)}$ – близько 2 % площі поверхні „кишені”. Тому непрозорий алюмінієвий затвор МДН-транзистора не є фактором, що помітно знижуватиме фоточутливість приладу.

Технологія електропровідних прозорих плівок SnO_2 – піроліз хлорних сполук олова, вакуумне випаровування, магнетронне напилення або іонно-плазменне осадження – потребує виконання таких технологічних операцій, які не передбачені стандартним процесом виготовлення інтегральних

МДН-транзисторів. Найменш трудомістким вважають процес хімічного осадження SnO_2 на підкладці піролізом чотирехлористого п'ятиводного олова $SnCl_4 \cdot 5H_2O$ при температурі $420 \pm 10^\circ C$.

Для зміни питомого опору плівки SnO_2 використовують ізотермічний високотемпературний (до 773 K) відпал, який дає змогу досягти питомих значень опору $1,5 \cdot 10^{-3} \dots 6 \cdot 10^{-4} \text{ Ом} \cdot \text{см}$, або легування, наприклад, сурмою, додаючи її хлорну сполуку у водний або спиртовий розчин $SnCl_4 \cdot 5H_2O$ перед випаровуванням. Процес легування відбувається згідно хімічних реакцій:



Плівка, що утворюється, має питомий опір 20 ... 200 Ом/квадрат при товщині 0,25 ... 0,3 мкм, а коефіцієнт поглинання до 10% на довжині хвилі випромінювання $\lambda = 0,67$ мкм. На рисунку 4.7 представлено залежність питомого поверхневого опору і коефіцієнту поглинання плівки SnO_2 як функції кількості $SbCl_3$ по відношенню до кількості $SnCl_4 \cdot 5H_2O$ (у відсотках) [31].

Плівка SnO_2 має хорошу адгезію зі склом або двоокисом кремнію SiO_2 , що потребує використання спеціальної технології травлення і спеціального травника. Травлення плівки SnO_2 здійснюють 5% водним розчином соляної кислоти HCl у присутності цинку Zn . Порошкоподібний цинк марки ПЦ-2 змішується з водним розчином гліцерину у ваговій пропорції 1 : 5. Суміш після ретельного перемішування наносять на поверхню плівки, в яку потім додають розчин HCl . Час травлення в нормальних умовах 3 – 5 хвилин. Продукти травлення після закінчення процесу змивають водою

Аналіз технологічного процесу утворення прозорого затвору з плівки SnO_2 свідчить, що на границях розділу системи $Si - SiO_2 - SnO_2$ спостерігають значне зростання щільності поверхневих електронних станів,

що веде до зниження рухливості дірок в інверсному шарі. Використання для легування і травлення плівки сурми та цинку підвищує ймовірність дифузії атомів цих речовин крізь тонкий шар підзатворного діелектрика, що негативно відбивається на якості електричних характеристик МДН-транзистора. Дослідження, проведені автором, підтверджують, що МДН-фототранзистор з плівкою SnO_2 в якості електрода затвору має меншу крутизну і процент виходу якісних структур, ніж МДН-транзистор з алюмінієвим затвором тієї ж конструкції.

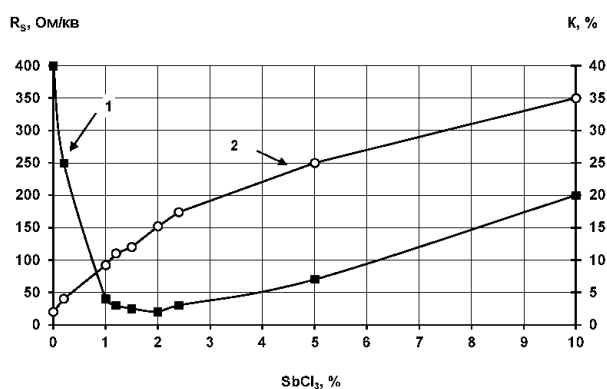


Рис. 4.7. Питомий поверхневий опір R_s (1) та коефіцієнт поглинання випромінювання K (2) на довжині хвилі $\lambda = 0,67$ мкм плівки SnO_2 в залежності від концентрації легуючої домішки $SbCl_3$ у розчині $SnCl_4 \cdot 5H_2O$.

Відомо також, що поверхня плівки SnO_2 володіє високими адсорбційними властивостями та реакційною здатністю, що обумовлює її використання в якості чутливого елементу перетворювачів концентрації газу [32]. Електрод затвору МДН-транзистора, електрофізичні властивості якого

не будуть стабільними в часі, є джерелом нестабільності усього фотоперетворювача.

Таким чином, загальні зусилля з очікуваного підвищення fotocутливості МДН-транзистора КСДІ описаним вище способом перевершують корисний ефект від їх впровадження. Формування інших міжз'єднань за допомогою прозорих електропровідних плівок в структурі з МДН-транзистором з алюмінієвим затвором недоцільне, оскільки створює додаткову технологічну ланку в стандартному груповому процесі виготовлення мікросхеми і стимулює прояв факторів ризику, що відмічені вище. Тому збереження традиційної технології виготовлення КСДІ економічно і функціонально виправдане.

4.4. Координато чутливий фотоелектричний перетворювач

Функціонування координатних фотоперетворювачів забезпечується фотобатареею послідовно з'єднаних $p-n$ переходів, в якій робоча вихідна фото-ЕРС становить від 1 В до 4 В, а фотострум не перевищує 10^{-7} А. Для вимірювання фото-ЕРС фотобатарей необхідно застосовувати високоомні вольтметри з вхідним опором не менше 100 МОм. Позиційна характеристика фотобатарей з дванадцятьма $p-n$ переходами має середню крутизну 60 мВ/мкм в діапазоні переміщень 0 ... 50 мкм (див. рис. 4.8).

Інше схемотехнічне рішення – увімкнення фотобатарей VD в коло затвору МДН-транзистора VT , що розширює функціональні можливості пристрою, оскільки вихідний опір фотобатарей узгоджується з вхідним опором МДН-транзистора (див. рисунок 4.9). При освітленні поверхні фотобатарей випромінюванням від джерела D виникає фото-ЕРС, достатня для ефективного керування роботою МДН-транзистора. Оскільки вхідний опір МДН-транзистора великий (10^{12} Ом і більше), то режим роботи фотобатарей практично є режимом розімкненого кола. Фото-ЕРС визначається як освітленістю, так і кількістю N $p-n$ переходів у фотобатарей.

Опори R_{3M}^1 та R_{3M}^2 використовують для вибору робочої точки МДН-транзистора.

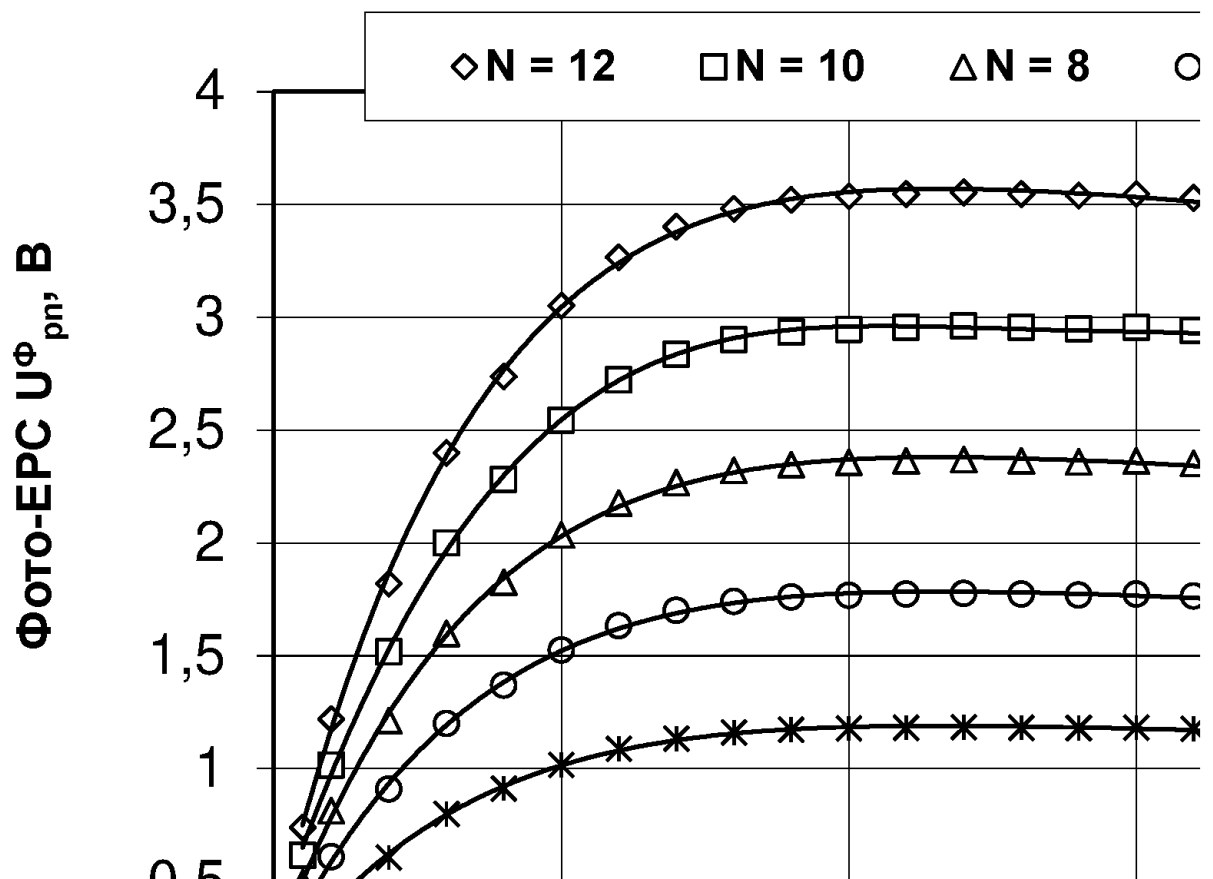


Рис. 4.8. Координатна характеристика фотобатареї для різного числа N послідовно увімкнених p - n переходів ($T = 300$ К)

Координато чутливим елементом є фотобатарея, фото-ЕРС якої модулюється переміщенням світлового екрана вздовж координати X . Мірою координати, що вимірюється, є напруга стік-витік МДН-транзистора $U_{вих}(X)$. У світловому режимі напруга на затворі МДН-транзистора визначається напругою зміщення U_{3M}^1 на опорі R_{3M}^1 та фото-ЕРС фотобатареї U^{ϕ}_{pn} :

$$U_3 = U_{3M}^1 + U^{\phi}_{pn}.$$

На рисунку 4.10 подано координатні характеристики координатного фотоперетворювача з різною кількістю N p - n переходів

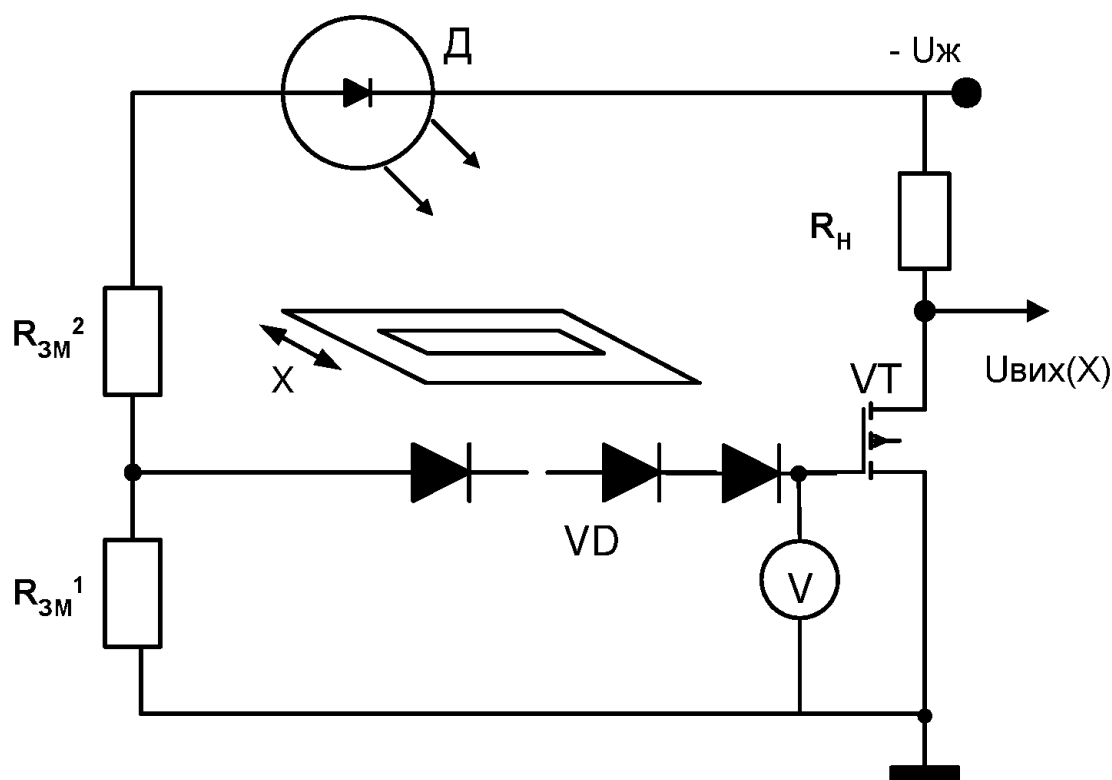


Рис. 4.9. Координатний фотоперетворювач на сенсорній КСДІ.

Найбільший вплив на вихідний сигнал МДН-транзистора має фото-ЕРС фотобатареї. Під дією квантів випромінювання в n та p областях напівпровідника генеруються нерівноважні електрони та дірки, які збільшують концентрацію неосновних носіїв заряду на границях ОПЗ до значень

$$p_n = p_{n0} + \Delta p_n, \quad n_p = n_{p0} + \Delta n_p. \quad \text{де } \Delta n_p, \Delta p_n - \text{концентрація надлишкових носіїв заряду напівпровідника у нерівноважному стані.}$$

Контактна різниця потенціалів на переході стає рівною

$$U_{кpn} = \frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{p_{p0}}{p_n} = \frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{n_{n0}}{n_p}, \quad \text{а її зменшення проявляє себе як фото-ЕРС}$$

розімкненого кола освітленого p - n переходу U_{ph} :

$$U_{ph} = U_{крп}^0 - U_{крп} = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{\Delta p_n}{p_{n0}} \right) = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{\Delta n_p}{n_{p0}} \right),$$

де $U_{крп}^0$ – рівноважна контактна різниця потенціалів на p - n переході.

$U_{вих}(X)$, В

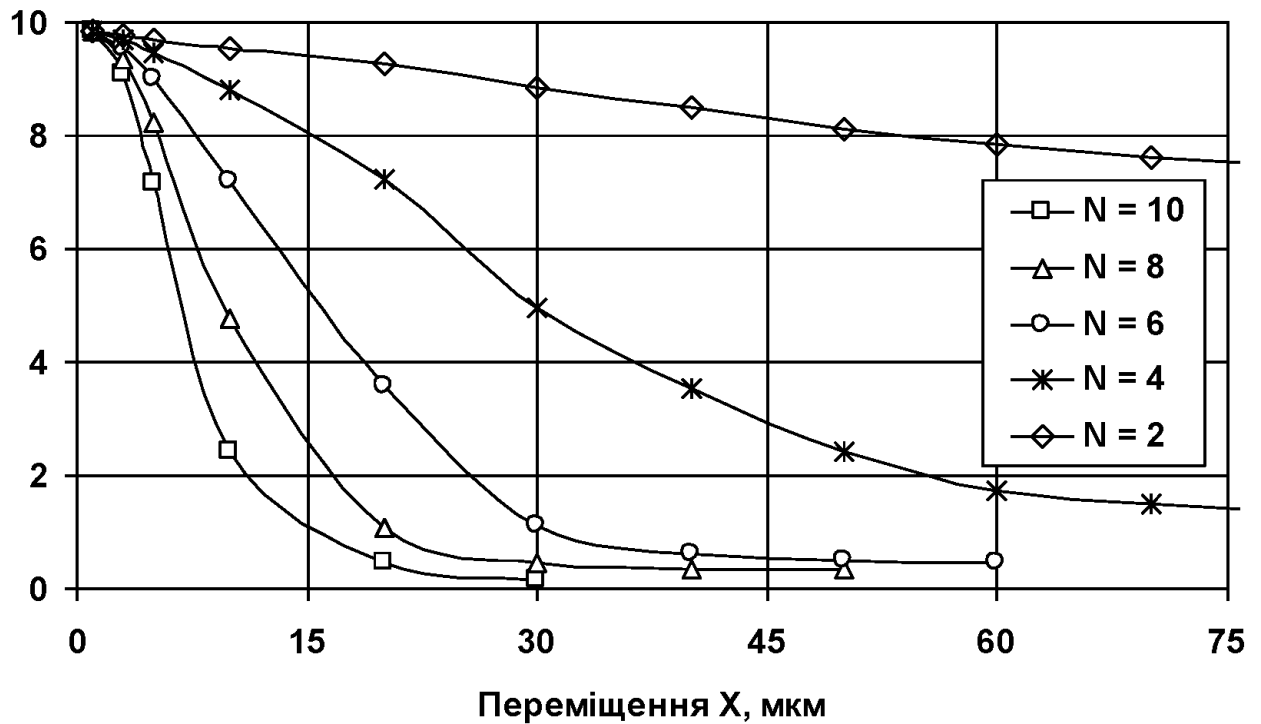


Рис. 4.10. Координатна характеристика перетворювача з різною кількістю N p - n переходів фотобатареї ($T = 300$ К).

Концентрація нерівноважних носіїв заряду при умові нехтування втрат, пов'язаних з квантовим виходом фотоіонізації та поглинанням вільними носіями заряду, буде рівна числу фотонів $\frac{P_{опт}}{h\nu}$, що поглинаються в одиниці об'єму на p - n переході, де $P_{опт}$ – оптична потужність випромінювання.

Нехай для визначеності розглянемо генерацію нерівноважних електронів. Тоді

$$\Delta n = \frac{P_{\text{опт}}}{h\nu} \cdot \frac{1}{V} = g_v \tau_n = \frac{g_s \cdot \delta_0}{p_{p0}} \cdot S,$$

де g_s – поверхнева інтенсивність генерації носіїв заряду, τ_n – час життя нерівноважних електронів, p_{p0} – концентрація основних носіїв заряду (дірок), $S = XY$ – площа опромінювання поверхні p - n переходу, Y – розмір фоточутливої області в напрямку координати Y .

Довжина плями в напрямку координати Y обирається більшою, ніж довжина світлочутливої області координато-чутливого фотоелемента, залишаючись стабільною. В такому разі $\Delta n = cX$, де c – коефіцієнт пропорційності. Тому $U_{\phi_{pn}} = \frac{kT}{q} \ln(cX)$. На фотобатарейі з N послідовно увімкнених p - n переходів $U^{\Phi\Phi} = N \cdot \frac{kT}{q} \ln(cX)$.

Висока координатна чутливість фотоперетворювача (950 мВ/мкм для $N = 10$) звужує діапазон координатної характеристики до 7 мкм. У широкому діапазоні вимірювань від 3 мкм до 73 мкм позиційна чутливість менша (32 мВ/мкм для $N = 2$). Тому в залежності від поставленої задачі слід використовувати фотобатарейі різної конструкції або керувати коефіцієнтом передачі, змінюючи напругу на МДН-транзисторі.

Координатні характеристики, що зображені на рис. 5.3, отримані за наступних параметрах схеми перетворення: опір навантаження $R_H = 10$ кОм, напруга живлення $U_{\text{ж}} = -10$ В, напруга зміщення $U_{\text{зм}} = -4$ В. Розмір фоточутливої поверхні одного p - n переходу $100 \cdot 100$ (мкм²). За критерієм позиційної чутливості (до 1 В/мкм) координатні фотоперетворювачі на КСДІ не поступаються сучасним позиційно чутливим фотоприймачам (див. таблицю 4.2).

Таблиця 4.2.

Типові параметри позиційно чутливих фотоприймачів

Тип	Матеріал	Координатна чутливість, мВ/мкм	Примітки
Інверсійні ФД	Si	1	4000 ... 5000 лк
Диференційні ФД	Ge	10 ... 100	Дискретні
Фотопотенціометр	CdS	1 ... 10	200 ... 400 лк
КСДІ	Si	10 ... 1000	100 ... 1 лк

4.5. Координатний фотоперетворювач на КСДІ з широтно-імпульсною модуляцією

Розглянемо реалізацію іншого схемотехнічного рішення задачі створення координатного фотоперетворювача на КСДІ з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) вихідного сигналу, в якому поєднані висока координатна чутливість та простота реалізації [33]. Принцип роботи координатного фотоперетворювача проілюструємо за допомогою схеми, зображеної на рис. 4.11.

У складі координатного фотоперетворювача з ШІМ генератор змінної напруги 1 під'єднано до вільного полюсу фотовольтаїчної батареї 2, інший полюс якої з'єднано з затвором МДН-транзистора 3. У вихідне коло МДН-транзистора 3 послідовно з резистором навантаження 4 увімкнено джерело випромінювання 5 (світлодіод або мініатюрна лампа розжарювання). Між джерелом випромінювання 5 та фотобатареею 2 розміщено рухомий непрозорий екран 6 зі щілиною, завдяки чому формується світлова пляма на поверхні фотобатарееї 2.

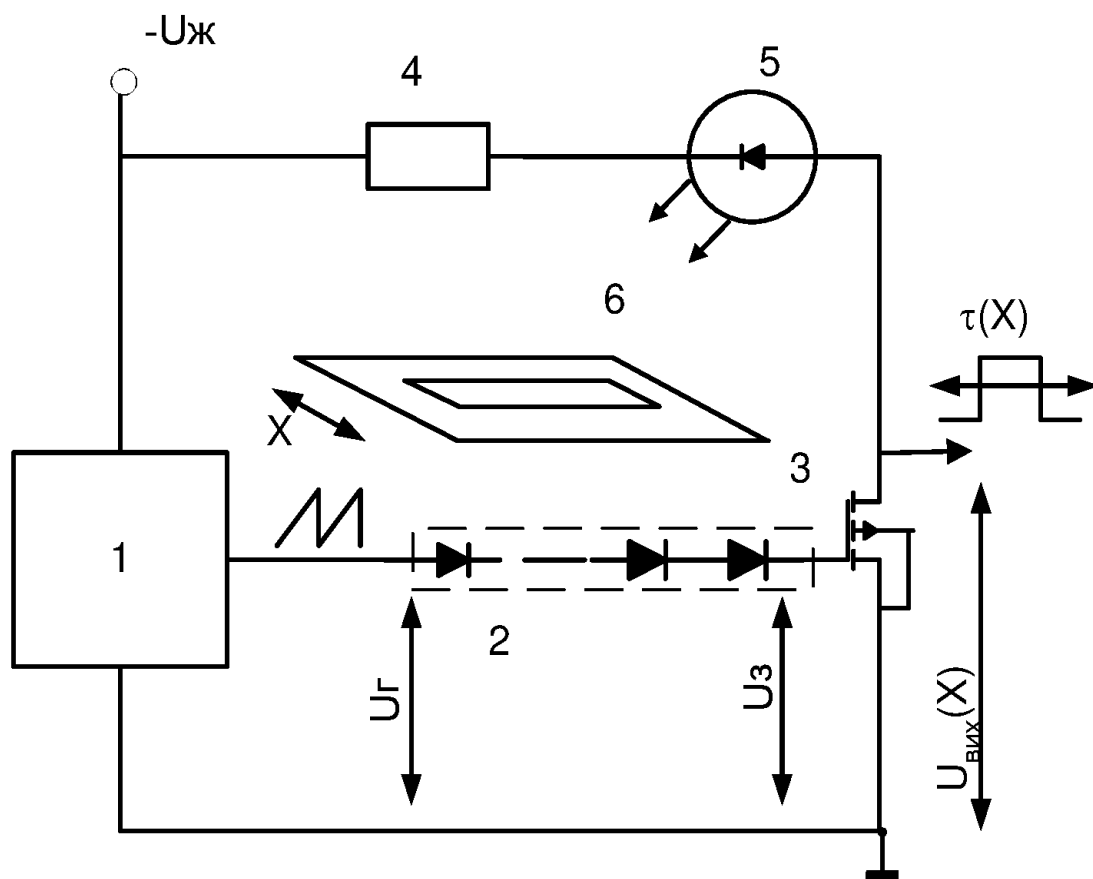


Рис. 4.11. Координатний фотоперетворювач з широтно-імпульсною модуляцією вихідного сигналу. U_{Γ} – вихідна напруга генератора змінної напруги, U_3 – напруга на затворі МДН-транзистора; 1 – генератор змінної напруги; 2 – фотобатарея; 3 – МДН-транзистор; 4 – опір навантаження; 5 – джерело випромінювання; 6 – світловий екран.

Координатне фотоперетворення сигналу відбувається наступним чином. Оскільки джерело випромінювання 5 утворює з фотобатареєю 2 оптичний зворотний зв'язок (у схемі, що розглядається, позитивний), то фотоперетворювач представляє собою спусковий пристрій, що має два стійкі стани рівноваги. Визначимо вихідний стан, коли джерело 5 не випромінює, як темновий, а інший стійкий стан, коли джерело 5 випромінює, як світловий.

У вихідному темновому стані на затворі МДН-транзистора 3 напруга близька до нуля або, принаймні, менше порогової напруги МДН-транзистора, і в його вихідному колі струм незначний, вихідний потенціал високий, джерело 5 не випромінює, фото-ЕРС на фотобатарей 2 відсутня. Збільшення вихідної напруги генератора 1 U_{Γ} до порогової $U_{\text{пор}}$ викликає відкривання МДН-транзистора 3, появу струму у вихідному колі і випромінювання з джерела 5.

Це призводить до генерації фото-ЕРС $U_{\text{ф}}$ на фотобатарей 2 і прискорення процесу відкривання МДН-транзистора 3 та збільшенню потужності випромінювання джерела 5. Відбувається стрибкоподібний перехід пристрою в інший стійкий стан – світловий. Напруга на затворі МДН-транзистора 3 в цьому стані буде $U_3 = U_{\text{ф}} + U_{\Gamma} > U_{\text{пор}}$, а на його виході встановлюється низький потенціал.

Цей стан буде зберігатись доти, доки напруга генератора U_{Γ} та фото-ЕРС фотобатарей $U_{\text{ф}}$ не стане близькою до порогової напруги $U_{\text{пор}}$. Тоді зменшення струму через джерело випромінювання 5 у вихідному колі МДН-транзистора 3 викличе зменшення освітленості на фотобатарей 2 до рівня, з якого розпочнеться лавиноподібний процес закривання МДН-транзистора 3. Пристрій перемкнеться у вихідний (темновий стан), а на його виході знову встановиться високий потенціал. Якщо вихідна напруга генератора U_{Γ} міняється періодично з періодом T , то на виході фотоперетворювача спостерігають послідовність прямокутних імпульсів з періодом T і тривалістю τ , яка залежить від фото-ЕРС фотобатарей. Враховуючи те, що вхідний опір МДН-транзистора високий (не менше 10^{12} Ом), режим роботи фотобатарей практично є режимом розімкненого кола. У цьому режимі фото-ЕРС фотобатарей $U_{\text{ф}}$ нелінійно залежить від освітленості E за законом $U_{\text{ф}} = f(\ln E)$.

Встановимо аналітичну залежність тривалості вихідних імпульсів τ від освітленості E фотобатарей 2. Нехай напруга генератора міняється лінійно з періодом T :

$$U_{\Gamma} = \begin{cases} k_1 t; & t \leq t' \\ k_1 t - k_2 (t - t'); & t' < t \leq T; \end{cases} \quad t' = \frac{k_2}{k_1 + k_2} \cdot T,$$

де k_1, k_2 – крутизна нахилу фронтів вихідної напруги генератора (дивись рисунок 4.12).

У відсутності фотобатареї відкривання МДН-транзистора відбувається у моменти співпадіння напруги генератора U_{Γ} на затворі з пороговою напругою $U_{\text{пор}}$. Відкритий стан транзистора підтримується протягом часу $\tau = t_1 - t_0$.

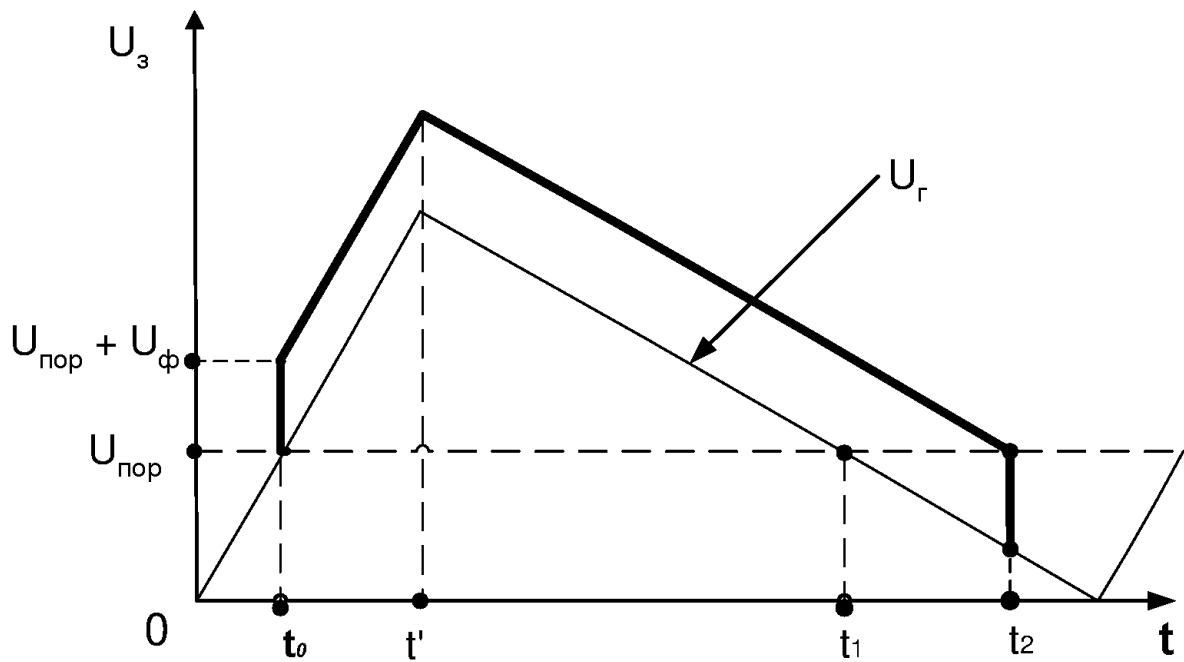


Рис. 4.12. Елюра напруг на затворі МДН-транзистора.

Наявність фотобатареї призводить до того, що коли $U_{\Gamma} = U_{\text{пор}}$, напруга на затворі МДН-транзистора стрибкоподібно зростає до значення $U_{\text{з}} = U_{\text{ф}} + U_{\Gamma} > U_{\text{пор}}$. В цьому випадку тривалість імпульсу на виході МДН-транзистора $\tau = t_2 - t_0$. Зміна в часі напруги на затворі МДН-транзистора визначається функцією:

$$U_3 = \begin{cases} k_1 t; & t \leq t_0 \\ U_\phi + k_1 t; & t_0 < t \leq t' \\ U_\phi + k_1 t' - k_2 (t - t'); & t' < t \leq t_2 \\ k_1 t' - k_2 (t - t'); & t_2 < t \leq T \end{cases}$$

Момент часу t_0 встановлюється з рівняння $U_{\text{пор}} = k_1 t_0$, а t_2 з рівняння: $U_{\text{пор}} = U_\phi + k_1 t' - k_2 (t_2 - t')$. Розв'язок останнього рівняння відносно t_2 :

$$t_2 = \frac{k_2}{k_1 + k_2} \cdot T + \frac{k_1}{k_1 + k_2} \cdot T + \frac{U_\phi - U_{\text{пор}}}{k_2} = T + \frac{U_\phi - U_{\text{пор}}}{k_2} \cdot \text{Тривалість}$$

вихідного імпульсу $\tau = t_2 - t_0 = T - U_{\text{пор}} \cdot \frac{k_1 + k_2}{k_1 \cdot k_2} + \frac{U_\phi}{k_2}$. Екстраполюючи напругу на

фотобатареї функцією $U_{pn}(E) = N \cdot \frac{kT}{q} \ln(1 + 3000 \cdot E)$, запишемо [16]:

$$\tau = t_2 - t_0 = T - U_{\text{пор}} \cdot \frac{k_1 + k_2}{k_1 \cdot k_2} + \frac{NkT}{k_2 q} \ln(1 + 3000E) = C + A \ln(E).$$

Отже, тривалість вихідних імпульсів пристрою однозначно визначається освітленістю фотобатареї 2. Якщо освітленість E модулюється переміщенням ΔX світлового екрана, який жорстко зв'язаний з чутливим елементом, то тривалість імпульсів у даному пристрої є функцією переміщення: $\tau = f(X)$.

Спускові характеристики координатного фотоперетворювача за схемою увімкнення, що зображена на рис. 4.11, подані на рис. 4.13. Шляхом подачі на фотобатарею напруги від джерела живлення, що плавно змінюється, досягають перемикання перетворювача з одного стійкого стану рівноваги в інший. Напругу на затворі МДН-транзистора контролюють вольтметром з високим вхідним опором (наприклад, ВК2-16 з $R_{\text{вх}} > 10^{14}$ Ом).

Світловий екран між світлодіодом та фотобатареєю був відсутній. Генератор лінійної напруги Г6-15 формував пілкоподібні імпульси симетричної форми амплітудою 10 В та періодом 10 мс, які надходили на фотобатарею з 12 p - n переходів. У вихідне коло p -канального МДН-транзистора КП921 з високою крутизною вхідної характеристики (800 мА/В) увімкнено світлодіод АЛ107Б ($\lambda_{\text{випр}} = 0,95$ мкм) та резистор навантаження опором 210 Ом. Напруга джерела живлення $U_{\text{ж}} = 15$ В.

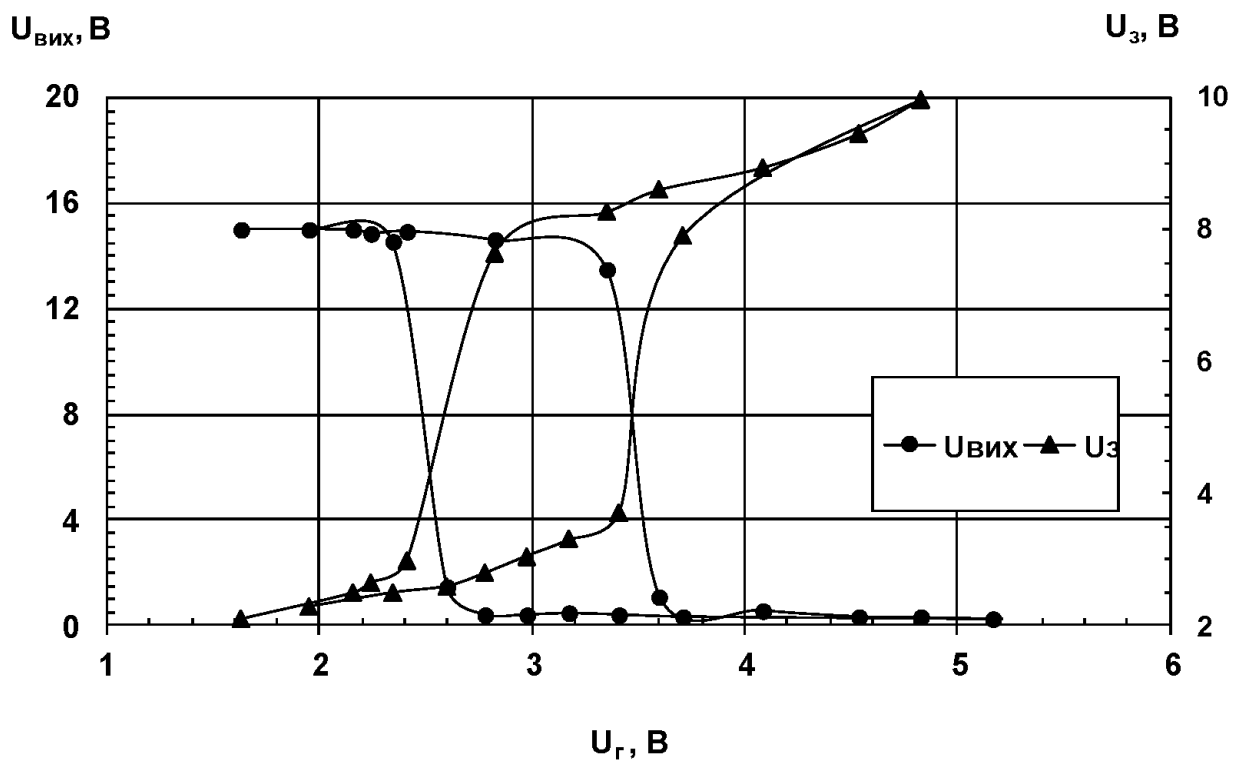


Рис. 4.13. Спускові характеристики координатного фотоперетворювача

Оптичний зв'язок між світлодіодом та фотобатареєю модулюють непрозорим світловим екраном, виконаним з тонкої (товщина 200 мкм) металізованої поліімідної плівки, що переміщується паралельно поверхні фотобатарей. Виготовлення такої плівки відбувається за технологією гібридних мікросхем. Використовувались екрани з прямокутним отвором розміром $2,537 \times 0,195$ (мм²) та $2,537 \times 0,317$ (мм²). Відстань між джерелом випромінювання та поверхнею фотобатарей становила 10 мм, а світловим

екраном – 6 мм. Досліджувались координатні характеристики фотобатарей з 12 $p-n$ переходів, які сформовані на площі $1,85 \times 0,15$ (мм²) (крива КХ-1) та $1,85 \times 0,25$ (мм²) (крива КХ-2). Переміщення здійснювалось за допомогою мікрометричного гвинта, а контролювалось мікрометром з роздільною здатністю 1 мкм. Для вимірювання середньої тривалості вихідних імпульсів τ використовувався частотомір ЧЗ-63, осцилограму спостерігали на екрані осцилографа С1-98.

КХ-1: τ , мс

КХ-2: τ , мс

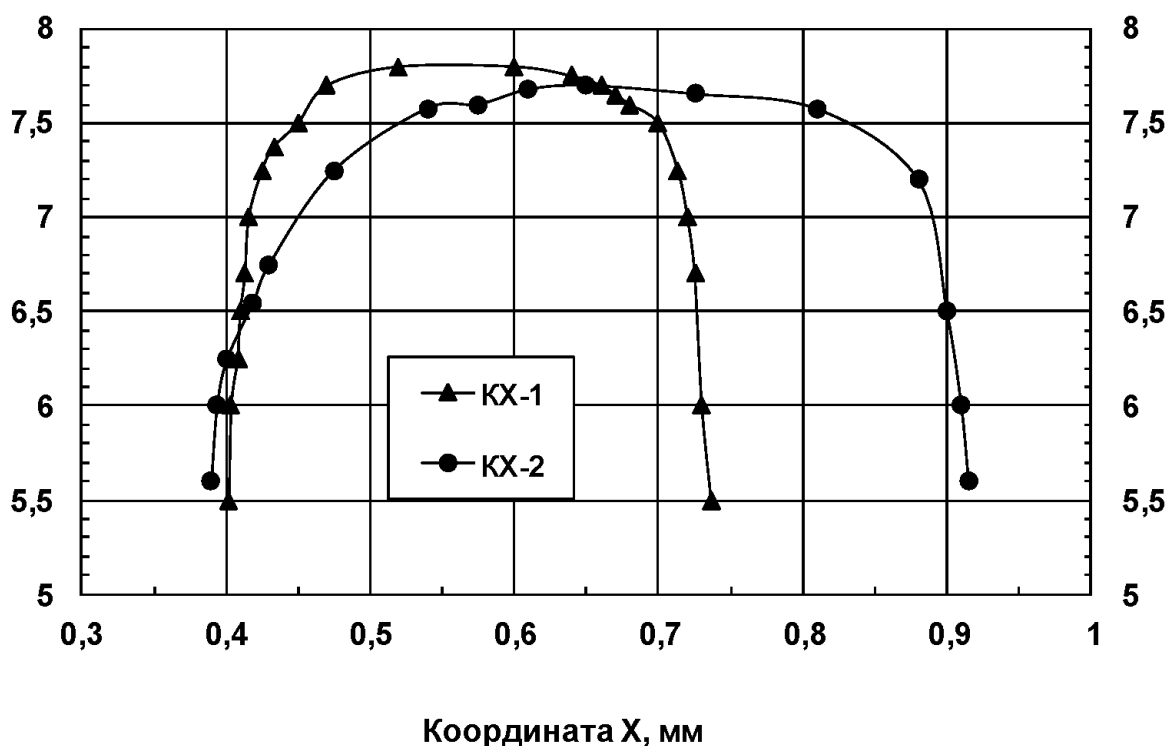


Рис. 4.14. Часо-координатні характеристики фотоперетворювача з широтно-імпульсною модуляцією.

Вихідні часові характеристики координатного фотоперетворювача з ШІМ представлено на рис. 4.14. Фронти наростання координатних характеристик екстраполюються логарифмічними залежностями $\tau_1 = 29,8 + 25,96 \ln(\Delta X)$ з квадратом змішаної кореляції $R^2 = 0,907$ для КХ-1 та

$\tau_2 = 10,98 + 4,124 \ln(\Delta X)$ з квадратом змішаної кореляції $R^2 = 0,924$ для КХ-2, що підтверджує теоретично обґрунтований вище висновок відносно залежності тривалості імпульсу від координати.

Застосування координатного фотоперетворювача, який розглянуто вище, у контрольно-вимірювальній апаратурі різноманітного призначення суттєво спрощує її конструктивно і схемотехнічно при одночасному забезпеченні високої чутливості. Вихідний сигнал фотоперетворювача має потужність, достатню для його зчитування безпосередньо індикаторними пристроями без попереднього підсилення, а імпульсна форма вихідного сигналу спрощує його перетворення в цифро-буквенну індикацію, забезпечуючи високу роздільну здатність та завадостійкість.

4.6. Оптиелектронні термочутливі перетворювачі на КСДІ

Температурні властивості КСДІ використано у схемах оптиелектронних термоперетворювачів [6, 7]. Розглянемо їх функціонування.

У фотобатарей, яка налічує N послідовно увімкнених p - n переходів, термочутливість буде $N \alpha_t$, вихідна чутливість пристрою буде вищою у K_U раз, де K_U – коефіцієнт підсилення МДН-транзистора по напрузі. Мірою температури, що вимірюється, є напруга стік-витік $U(t)$ МДН-транзистора. На цьому побудована робота оптиелектронного вимірювача температури, принципова електрична схема якого представлена на рис. 4.15.

Експерименти підтверджують, що головним фактором впливу на вихідні характеристики термоперетворювачів є температурна залежність фото-ЕРС розімкненого кола фотобатарей. Її температурна чутливість (приблизно 24 мВ/К) значно перевищує температурний дрейф крутизни та порогової напруги МДН-транзистора і є визначальною. Тому залежність фото-ЕРС $U_{\phi}(t)$ від температури на затворі МДН-транзистора є такою, що найбільш сильно впливає на вихідну характеристику термоперетворювача. Температурна залежність питомої крутизни МДН-транзистора і порогової напруги $U_{\text{пор}}(t)$ (практично лінійна зміна з коефіцієнтом $-(2,5...3)$ мВ/°С)

впливають на вихідну характеристику перетворювача температури в діапазоні температур $-50 \dots +150 \text{ }^{\circ}\text{C}$ значно слабкіше. Крутизна вихідної характеристики вимірювального перетворювача температури нелінійна і залежить від температурного діапазону. Середня температурна чутливість в діапазоні температур $0 \dots +100 \text{ }^{\circ}\text{C}$ складає $0,1 \text{ В}/^{\circ}\text{C}$.

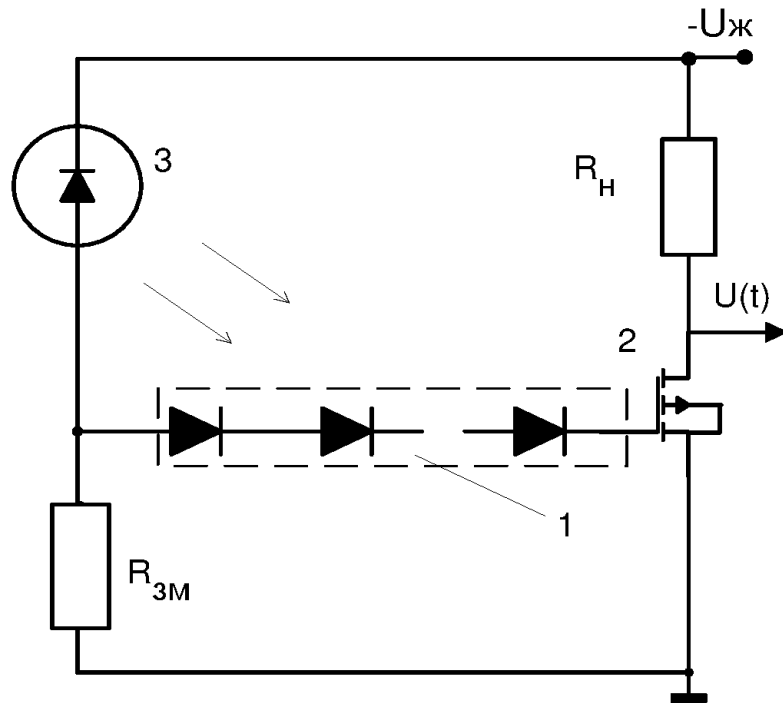


Рис. 4.15. Оптоелектронний вимірювач температури.

1 – фотобатарея; 2 – МДН-транзистор; 3 – джерело випромінювання.

На рис. 4.16 відтворені вихідні температурні залежності оптоелектронного вимірювача температури з фотобатареєю, що налічує різну кількість N p - n переходів ($N = 6, 8, 12$). В даній схемі використано p -каналний МДН-транзистор з крутизною $0,6 \text{ мА}/\text{В}^2$ та пороговою напругою $U_{\text{пор}} = 3,6 \text{ В}$. Температурний коефіцієнт фотобатареї при $N = 12$ складає $\alpha_t = 22,7 \text{ мВ}/\text{К}$.

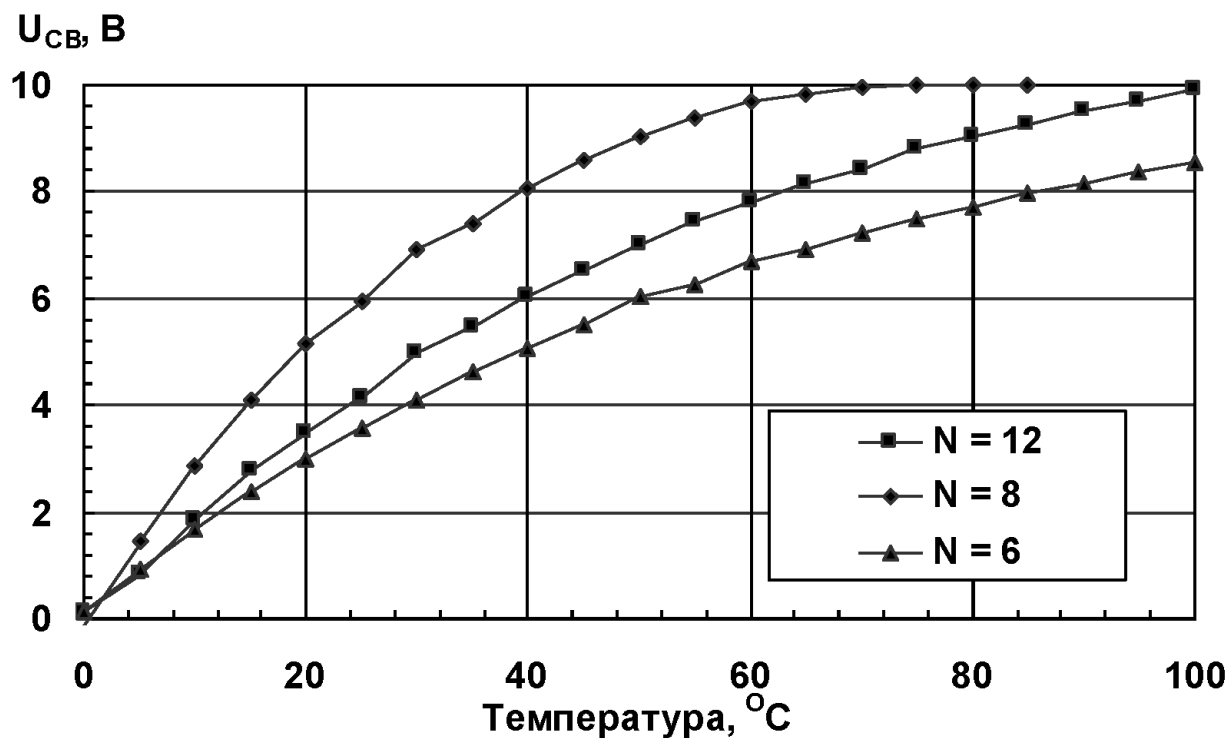


Рис. 4.16. Вихідні термометричні характеристики оптоелектронного вимірювача температури з різною кількістю N p - n переходів фотобатареї.

Якщо джерело випромінювання 3 увімкнути у вихідне коло МДН-транзистора 2 так, як показано на рисунку 4.17, то отримаємо тепловий ключ. Він функціонує наступним чином.

Нехай у вихідному стані ключа, яке назвемо світловим, напруга на затворі МДН-транзистора 2 U_z , яка складається з напруги зміщення $U_{зм}$ та фото-ЕРС фотобатареї U_{ϕ} , перевищує порогову напругу МДН- транзистора 2: $U_z = U_{зм} + U_{\phi} > U_{пор}$. МДН-транзистор 2 відкрито, у його вихідному колі протікає струм, що забезпечує випромінення від джерела 3. Випромінення, потрапляючи на фотобатарею 1, генерує фото-ЕРС U_{ϕ} , чим підтримується відкритий стан МДН-транзистора. Завдяки додатному оптичному зв'язку між джерелом 3 і фотобатареею 1 цей стан є стійким і триватиме доти, доки напруга на затворі U_z не стане близькою до порогової $U_{пор}$. Тоді МДН-

транзистор 2 почне закриватись, струм у його вихідному колі спадати, потужність випромінювання зменшуватись, знижуючи рівень фото-ЕРС U_{ϕ} . Якщо напруга зміщення $U_{зм}$ знаходиться в межах $0 < U_{зм} < U_{пор}$, то МДН-транзистор закриється і ключ перейде в інший стійкий стан – темновий, в якому джерело світла 3 не випромінює, а напруга на затворі $U_з = U_{зм} < U_{пор}$. В світловому стані вихідна напруга стік-витік МДН-транзистора 2 низька (логічний „нуль”), а у темновому висока (логічна „одиниця”).

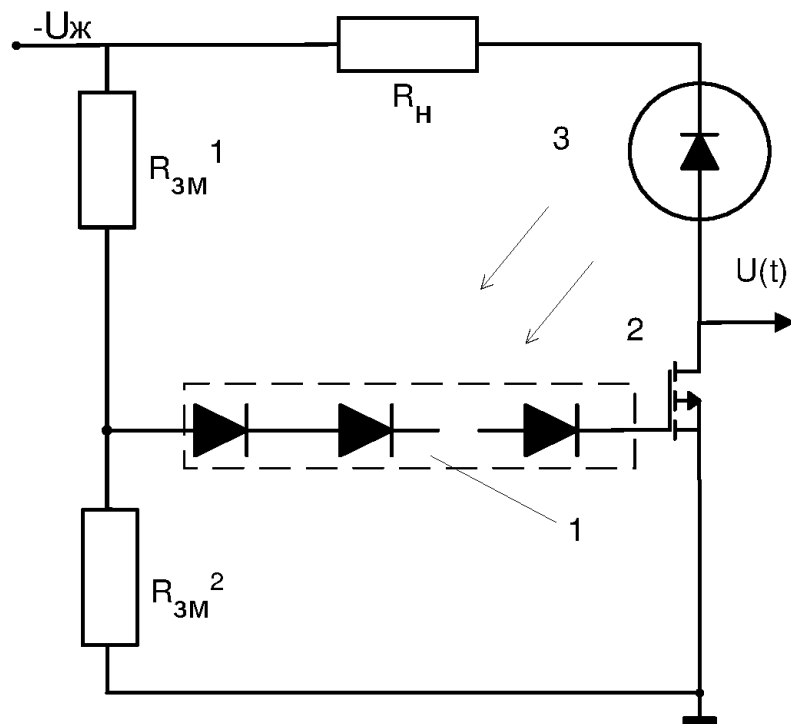


Рис. 4.17. Тепловий ключ. 1 – фотобатарея; 2 – МДН-транзистор; 3 – джерело випромінювання.

Перемикання ключа зі світлового стану можливе під дією теплового поля. Якщо керуюча напруга в затворному колі МДН-транзистора складається з напруги зміщення $U_{зм}$ та фото-ЕРС фотобатареї $U_{\phi} = NU_{pn}(t)$, то результуюча напруга на затворі МДН-транзистора $U_з(t) = U_{зм} + U_{\phi} = U_{зм} + N(U_{pn}^0 - \alpha_t(t - t^0))$. Значення температурного

коефіцієнта α_t знаходяться в межах 1,8 ... 2,5 мВ/К і залежать від потужності опромінювання $p-n$ переходу.

На рис. 4.18 подано температурні діаграми напруг оптоелектронного термодатчика з фотобатареею, що налічує $N = 12$ $p-n$ переходів. Зі зміною напруги зміщення від 2,1 В до 3,5 В температура перемикавання змінюється від $+20^\circ\text{C}$ до $+84^\circ\text{C}$.

Нехай у світловому стані ключ перебуває під дією температури t , коли напруга на затворі $U_3(t) = U_{\text{зм}} + U_{pn}(t) > U_{\text{пор}}$. Збільшення температури призведе до того, що напруга на затворі буде зменшуватись за законом: $U_3 = U_{\text{зм}} + NU_{pn}^0 - N\alpha_t(t - t_0)$, і за деякої температури $t_1 > t$ досягне значення, близького до порогової напруги $U_{\text{пор}}$. Почнеться лавиноподібний процес закривання МДН-транзистора і ключ стрибкоподібно перемкнеться у темновий стан.

Після зниження температури до $t < t_1$ повернення в світловий стан можна здійснити збільшенням напруги зміщення або короткочасним замиканням ділянки кола стік-витік. Температуру перемикавання можна плавно регулювати напругою зміщення в межах $0 < U_{\text{зм}} < U_{\text{пор}}$. Температура перемикавання t_1 знаходиться у діапазоні:

$$\frac{NU_{pn}^0 - U_{\text{пор}}}{N\alpha_t} + t_0 < t_1 < \frac{NU_{pn}^0 - U_{\text{пор}} + U_{\text{зм}}}{N\alpha_t} + t_0 \quad (5.1)$$

Розрахунки за формулою (5.1) показують, що якщо кількість $p-n$ переходів $N = 12$, $N\alpha_t = 22,7$ мВ/К, $U_{\text{пор}} = 4,1$ В, $U_{pn}^0 = 0,3$ В при $t_0 = 0^\circ\text{C}$, $U_{\text{зм}} = 0 \dots 3,0$ В температура перемикавання термодатчика знаходиться в межах $-22^\circ\text{C} \dots +110^\circ\text{C}$.

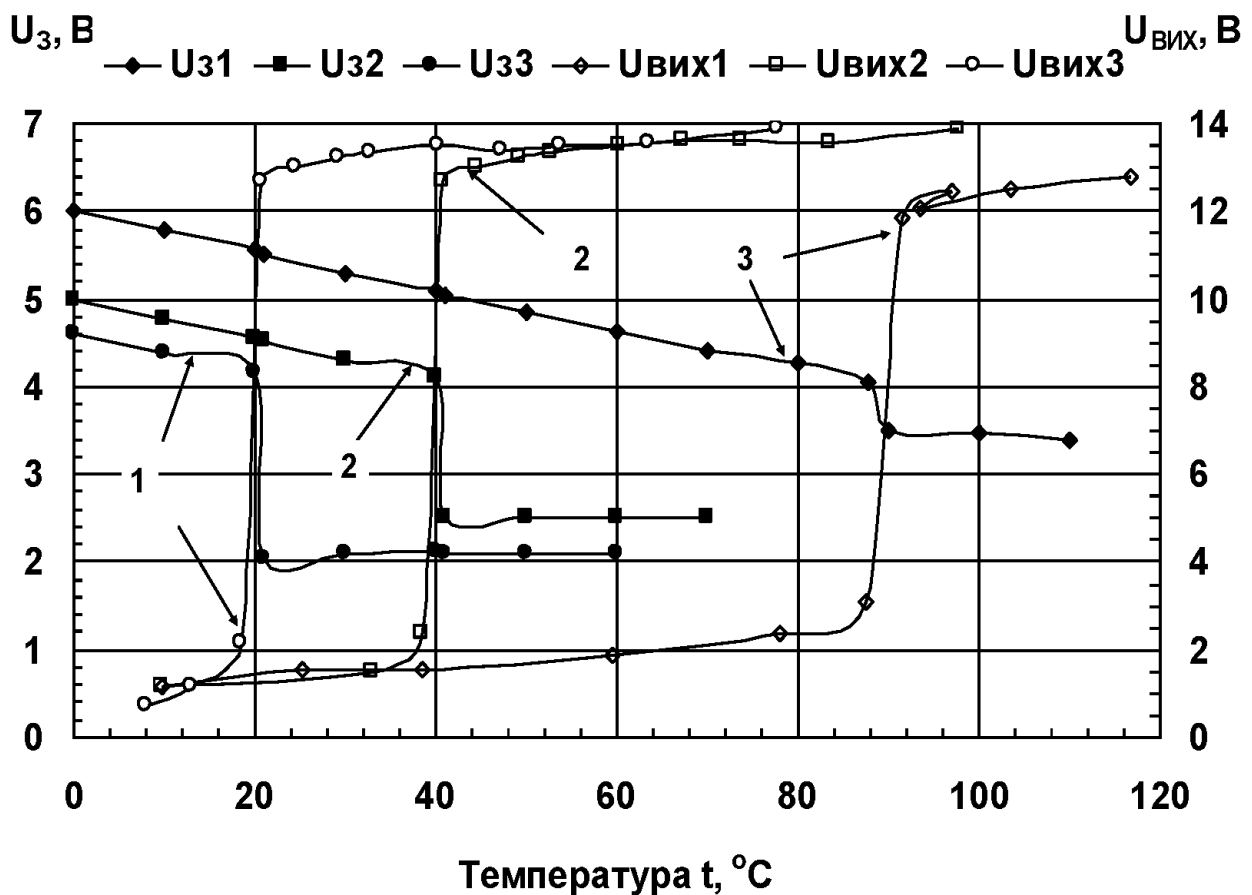


Рис. 4.18. Температурні діаграми напруг МДН-транзистора оптоелектронного теплового ключа. U_3 – напруга на затворі МДН-транзистора; $U_{\text{вих}}$ – напруга стік-витік МДН-транзистора.

1 – напруга зміщення $U_{3\text{М}}^1 = 2,1 \text{ В}$; 2 – напруга зміщення $U_{3\text{М}}^2 = 2,5 \text{ В}$;
3 – напруга зміщення $U_{3\text{М}}^3 = 3,5 \text{ В}$.

Розширити функціональні можливості оптоелектронного ключа можна, увівши додаткове джерело випромінювання 4 в коло зміщення напруги затвору МДН-транзистора 2, забезпечивши при цьому між джерелом випромінювання 4 та фотобатареєю 1 оптичний зв'язок, як це показано на рис. 5.19. Пристрій набуде властивостей термореле, що автоматично перемикатиметься з темного стану в світловий після зниження температури. Це відбувається завдяки тому, що джерело 4 у колі зміщення МДН-транзистора 2 створює постійну освітленість E_4 фотобатареї 1 при

будь-якій температурі. Отже, навіть після перемикання після досягненні температури t_1 на фотобатарейі завжди буде існувати фото-ЕРС, яка буде змінюватись з температурою згідно з вищенаведеною залежністю $U_{pn}(t)$.

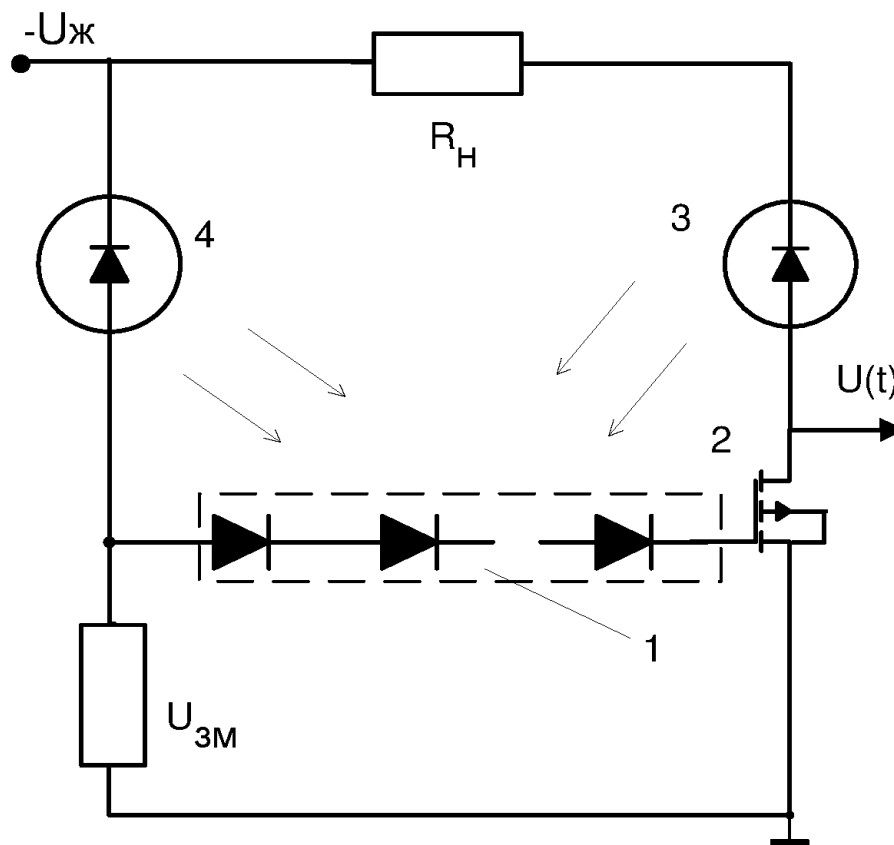


Рис. 4.19. Оптиелектронне термореле. 1 – фотобатарея; 2 – МДН-транзистор; 3, 4 – джерела випромінювання.

Так само, як і в оптиелектронному ключі, визначимо світловий стан термореле як такий, коли джерело світла 3 у вихідному колі МДН-транзистора 2 випромінює, МДН-транзистор 2 відкрито і вихідний потенціал низький ($U_{вих}^0$). В темновому стані джерело 3 не випромінює, МДН-транзистор 2 закрито, а потенціал його вихідного кола високий ($U_{вих}^1$). У світловому стані при температурі t випромінюють обидва джерела 4 та 3, створюючи на фотобатарейі 1 сумарну освітленість $E = E_4 + E_3$ та фото-ЕРС,

яка разом з напругою зміщення $U_{зм}$ підтримує відкритий стан МДН-транзистора 2 та низький рівень вихідної напруги.

Збільшення температури викликає зменшення фото-ЕРС $U_{pn}(t)$, і при деякій температурі t_1 МДН-транзистор 2 почне закриватись, термореле стрибкоподібно змінить свій стан на темновий, вихідна напруга збільшиться до $U_{вих}^1$. У цьому стані на фотобатарейі 1 освітленість E_4 тільки від джерела випромінювання 4, яка менша за $E = E_4 + E_3$, тому і фото-ЕРС фотобатарейі буде визначатись освітленістю E . Режим функціонування джерела 4 слід підбирати таким, щоб фото-ЕРС U_{pn}^4 , генерована внаслідок його опромінення, разом із напругою зміщення були б менші порогової напруги МДН-транзистора: $U_{зм} + U_{pn}^4 < U_{пор}$.

Подальше зростання температури не змінить стану оптореле, але спадання спричинить до збільшення фото-ЕРС фотобатарейі. При деякій температурі t_2 на затворі МДН-транзистора 2 напруга $U_3 = U_{зм} + U_{pn} > U_{пор}$, з чого почнеться лавиноподібний процес відкривання транзистора і перехід термореле в світловий стан. Вихідна напруга знову стане низькою.

На рис. 4.20 наведено експериментальні вихідні характеристики температурного оптореле. Напруга джерела живлення становила 15 В. В якості джерел випромінювання використовувались світлодіоди АЛ107Б ($\lambda_{випр} = 0,95$ мкм), які розташовували на відстані 10 мм від фронтальної поверхні КСДІ. Для зменшення впливу теплового поля на оптичні характеристики світлодіодів температуру підкладки КСДІ регулювали струмом, що протікав по дифузійних резисторах, а контроль температури підкладки здійснювали за допомогою ТМХ фотобатарейі, яку визначали окремо. Напругу на затворі МДН-транзистора вимірювали за допомогою вольтметра ВК2-16 з високим вхідним опором ($R_{вх} > 10^{14}$ Ом).

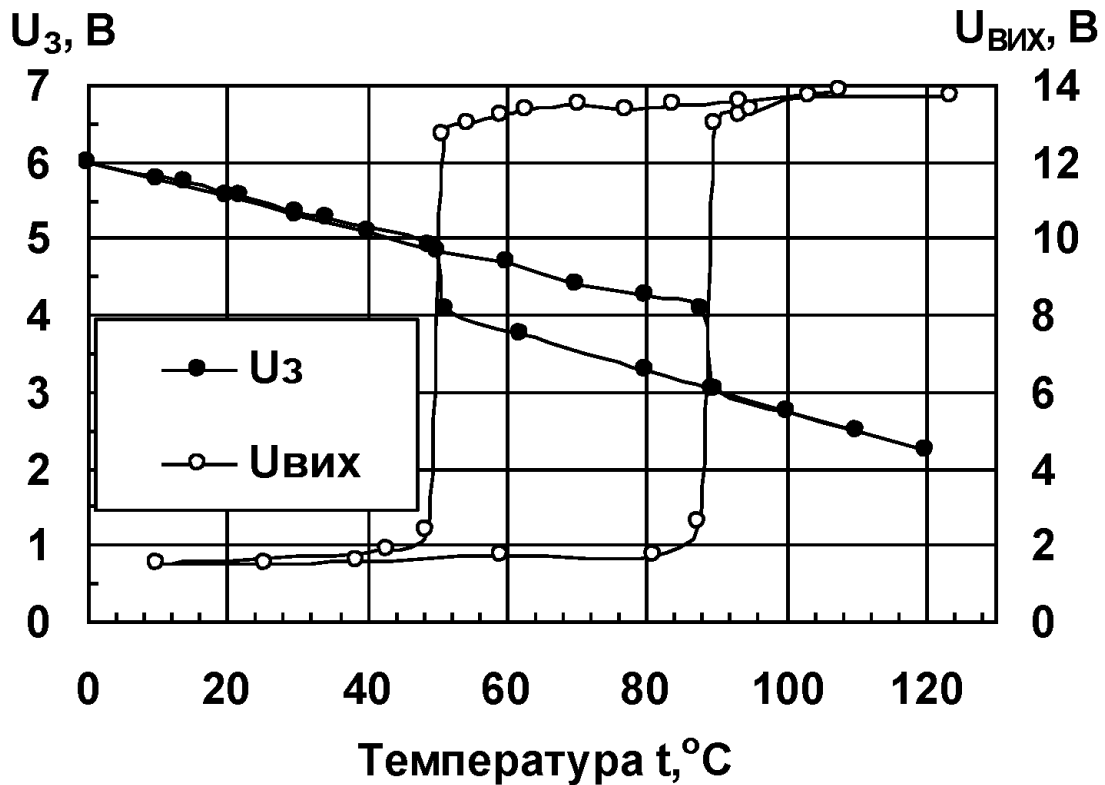


Рис. 4.20. Температурні діаграми напруг МДН-транзистора у схемі оптореле з фотобатареєю, що налічує $N = 12$ p - n переходів. U_3 – напруга на затворі МДН-транзистора; $U_{\text{вих}}$ – напруга стік-витік МДН-транзистора.

Отже, даний пристрій, крім ключових властивостей, має здатність автоматичного перемикання в заданому інтервалі температур. Температура t_1

визначається з рівняння
$$t_1 = \frac{N \cdot U_{pk}(E) - U_{nop} + U_{3M}}{N \cdot \alpha_t(E)} + t_0,$$
 де $\alpha_t(E)$ – термочутливість

p - n переходу в світловому режимі при освітленості E , а температура t_2 з

рівняння
$$t_2 = \frac{N \cdot U_{pk}(E_4) - U_{nop} + U_{3M}}{N \cdot \alpha_t(E_4)} + t_0,$$
 де $\alpha_t(E_4)$ – термочутливість

p - n переходу в темновому режимі при освітленості E_4 .

4.7. Термостабілізація вихідного сигналу координатних фотоперетворювачів

У вимірювальній системі завжди актуальною є задача точного визначення кількісних оцінок фактора, що вимірюється, в умовах зовнішніх неконтрольованих впливів. Для покращення метрологічних характеристик координатних сенсорів обирають різні шляхи, які є найбільш ефективними в конкретних умовах експлуатації. Серед них розглядають як технологічні, що передбачають внесення змін в конструкцію перетворювача, так і схемотехнічні. Останні не передбачають конструктивних змін, але пов'язані з введенням у вторинні каскади обробки сигналу додаткових елементів компенсації дрейфу, що часто тягне за собою значне ускладнення апаратної частини датчика, яке в кінцевому варіанті може не відповідати ні технічному завданню, ні економічній доцільності. Взагалі, задача вирішується тим ефективніше, чим простіше схемо-технологічне рішення.

Найбільш розповсюджений спосіб досягнення термостабільності напівпровідникових датчиків полягає в забезпеченні сталості температури в області розташування чутливого елемента. Іноді для цього створюють умови функціонування сенсора при температурі вищій, ніж максимальна робоча температура пристрою. Подібні рішення використовують для операційних підсилювачів, інтегральних мікросхем, прецизійних джерел опорної напруги, напівпровідникових газових аналізаторів, пристроїв, що працюють в умовах жорсткого опромінення. Для останніх дрейф радіаційної деградації параметрів, які настають внаслідок структурних змін в твердому тілі, вдається компенсувати шляхом зниження температури попередньо нагрітої підкладки.

Конструктивно термостатування передбачає наявність нагрівача елемента та термосенсора, який вимірює температуру чутливого елемента. Сигнал, пропорційний різниці температур між чутливим елементом та навколишнім середовищем, подають на нагрівальний елемент, чим досягають підтримання стабільності умов функціонування чутливого елемента.

Недоліки методу термостатування пов'язані з тим, що чутливий елемент постійно знаходиться в таких умовах середовища, які апіорі гірші, ніж цього вимагають реальні умови функціонування, адже характеристики чутливого елемента при екстремальних температурах не є оптимальними. Інший недолік пов'язаний з надмірним енергоспоживанням. Це може мати принципове значення для систем у складі пристроїв з локальними джерелами енергопостачання, ресурс потужності яких обмежено.

Розглянемо інші можливості використання схмотехнічного та технологічного потенціалу КСДІ для вирішення проблеми точності вимірювання фізичної величини в умовах зовнішнього збурюючого впливу.

Відомо, що диференційне увімкнення координатних фотоперетворювачів дозволяє зменшити вплив синфазної завади на вихідний сигнал. Якщо вихідні функції перетворення деякої вхідної величини знаходяться під впливом, наприклад, температури, $y_1 = f(x_1) + T$, $y_2 = f(x_2) + T$, то сигнал різниці $y = dif(y_1 - y_2)$ буде вільним від цього впливу. Але необхідно, щоб функції перетворення сигналів f були б ідентичні.

У практичних вимірюваннях цьому стають на заваді ряд обставин, зокрема, те, що теплові параметри кожного окремо взятого каналу перетворення, як правило, неможливо встановити аналітично, умови тепловідводу вимірювальних перетворювачів в процесі експлуатації встановити аналітично складно, потужності, що виділяються вимірювальними перетворювачами під час функціонування, різні, завжди існують впливи зовнішніх факторів на матеріали та елементи конструкції каналів перетворення, що складно піддаються контролю тощо.

Тому в реальних вимірювальних системах цю ідентичність або близькість із заданою точністю забезпечують шляхом корекції параметрів каналів перетворення у деякому діапазоні температур, а функції перетворення встановлюють емпірично.

На рис. 4.21 представлено передаточну характеристику МДН-транзистора T_1 та T_2 для різних температур. Порівняння характеристик на рисунках 3.19 – 3.20 та 4.21 свідчить, що головну складову температурного дрейфу формують фотобатареї, а температурна залежність крутизни ВАХ МДН-транзисторів значно слабкіша.

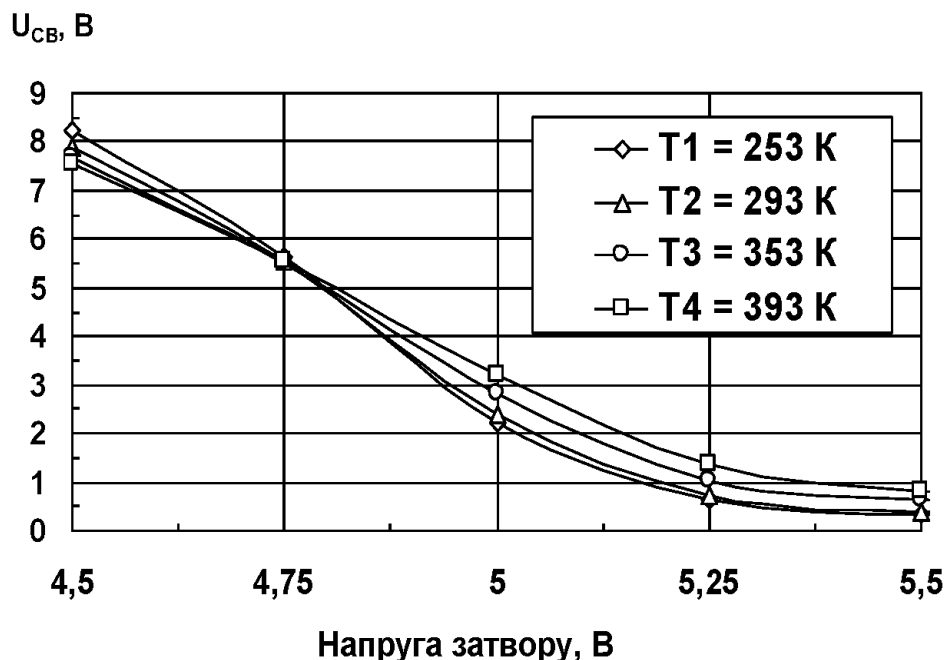


Рис. 4.21. Типова передаточна характеристика МДН-транзистора КСДІ для різних температур ($U_{ж} = 10\text{ В}$, $R_H = 10\text{ кОм}$).

На рис. 4.22 подано схему увімкнення елементів КСДІ в диференційному координатному фотоперетворювачі. Фото-ЕРС, що генеруються фотобатареями $\Phi Б_1$ та $\Phi Б_2$, керують роботою МДН-транзисторів T_1 та T_2 , визначаючи рівень вихідних сигналів $U_{вих}^1(X)$ та $U_{вих}^2(X)$. Диференційний вимірювальний перетворювач мікропереміщень на КСДІ завдяки інтегральному мікроелектронному виконанню зводить до мінімуму вплив деяких вище перерахованих обставин. Групова технологія виготовлення елементів мікросхеми мінімізує технологічний розкид їх параметрів. Це

дозволяє звузити число факторів зовнішнього впливу на координатну характеристику, обмежившись залежністю функції перетворення координати тільки від деяких, до яких, зокрема, належить і температура: $y = f(x, T)$.

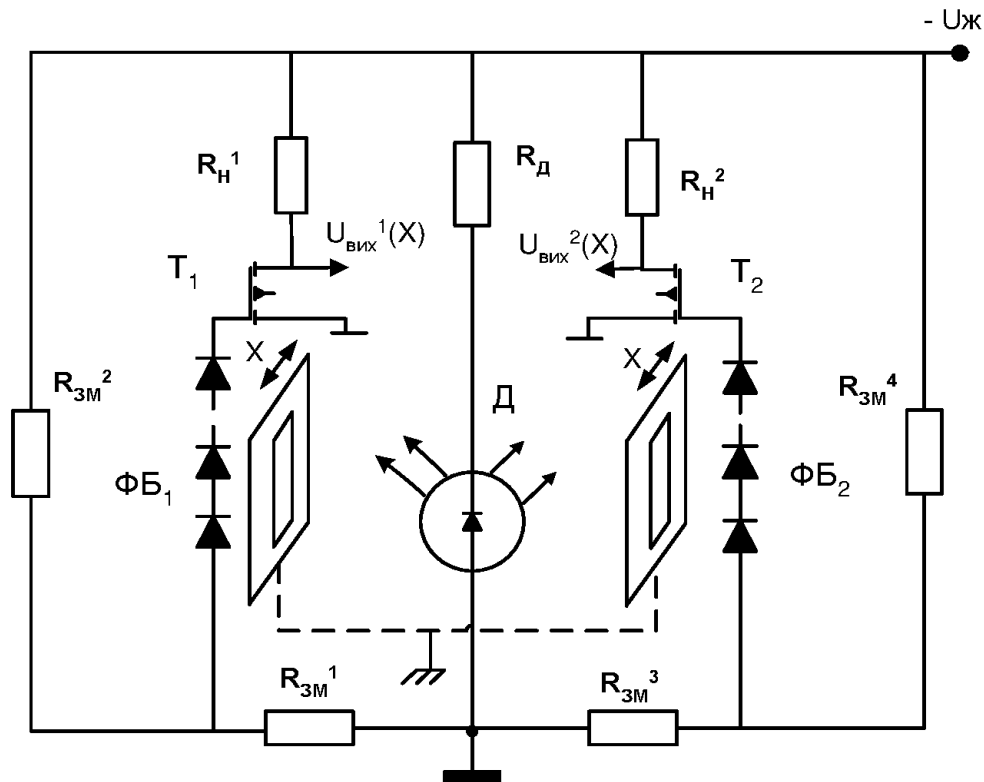


Рис. 4.22. Диференційний координатний фотоперетворювач.

На рис. 4.23 представлено залежність вихідного сигналу різниці напруг $U_{\text{ВИХ}}(X) = U_{\text{ВИХ}}^1(X) - U_{\text{ВИХ}}^2(X)$ як функцію координати світлової плями X на поверхні світлочутливої області. Порівняльний аналіз позиційної характеристики фотобатареї і диференційного координатного фотоперетворювача вказує на те, що вплив теплового поля на вихідний сигнал зменшився. В діапазоні переміщень $0 \dots 100$ мкм температурна чутливість вихідного сигналу для фотобатареї становить 23 мВ/К, а для диференційного координатного фотоперетворювача 10 мВ/К. Вона визначається головним чином різною температурною чутливістю

фотобатарей і МДН-транзистора, які знаходяться при різних освітленостях. Апроксимаційний поліном багатofакторної функції $U_{\text{диф}}(T, X)$ встановлюють, наприклад, методом найменших квадратів.

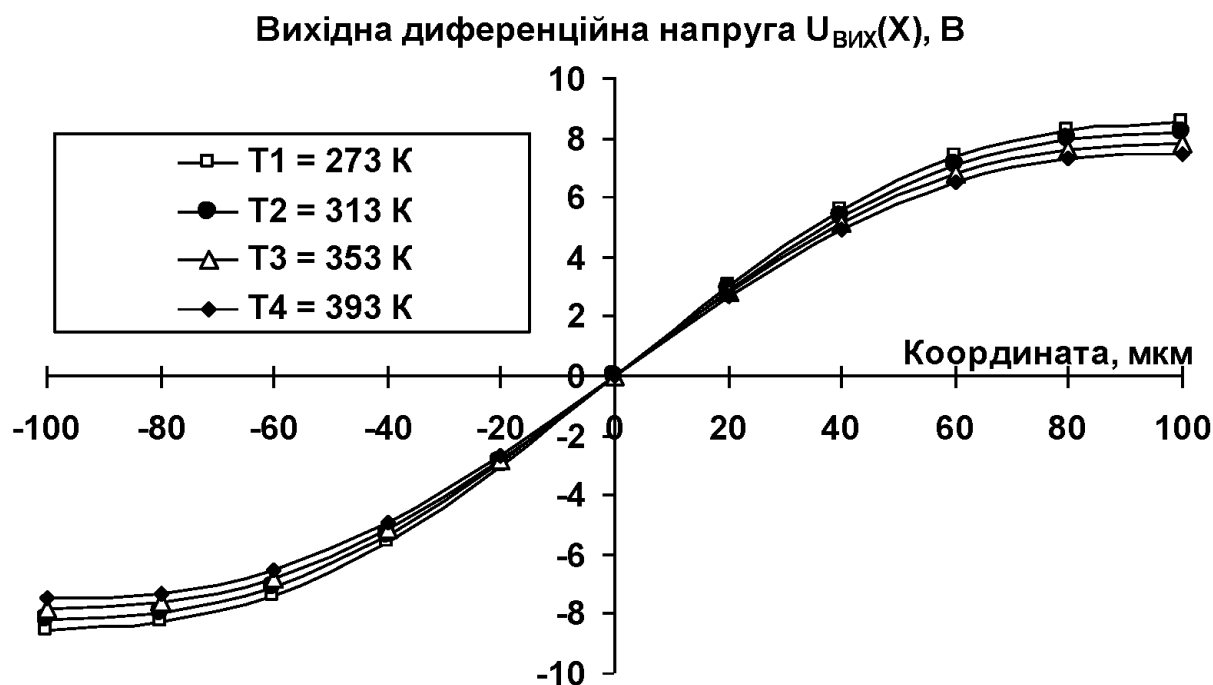


Рис. 4.23. Диференційна характеристика координатного фотоперетворювача

Таким чином, оптоелектронні перетворювачі на КСДІ володіють властивостями, які мають суттєві відмінності від аналогів. Вони поєднують конструктивну простоту і ефективність перетворення неелектричної величини в електричний сигнал. Разом з тим за рахунок раціонального використання схемотехнічного та технологічного потенціалу КСДІ здатна вирішувати проблеми стабілізації вихідного сигналу в умовах неконтрольованого впливу зовнішніх завад.

Висновки по розділу 4

Представлено результати досліджень фотоелектричних властивостей мікроелектронного вимірювального перетворювача на КСДІ, які доводять, що інтегральна струмова фоточутливість КСДІ співставна з фоточутливістю лавинних фотодіодів та фотоелектронних помножувачів. В діапазоні освітленості $1 \dots 100$ лк вона становить від 56000 до 900 А/лм.

Представлено метрологічні характеристики високочутливих сенсорів на основі КСДІ. Координато чутливий фотоелектричний перетворювач на КСДІ має крутизну вихідної характеристики від 950 мВ/мкм до 30 мВ/мкм.

Розглянуто температурні властивості КСДІ, які використано в схемах оптоелектронних термоперетворювачів. Оптоелектронний вимірювач температури на КСДІ має середню температурну чутливість в діапазоні температур $0 \dots +100$ оС не менше 0,1 В/оС. На його основі можна створювати малогабаритні високочутливі оптоелектронні термодатчики і термореле.

Контрольні запитання до розділу 4.

1. Чому до складу мікроелектронних фотоперетворювачів входить підсилювач струму?
2. Як можна забезпечити високу фоточутливість мікроелектронного фотоперетворювача без застосування складних схем підсилення електричного сигналу?
3. Чи можна у схемі фотоперетворювача з фотобатареею з послідовно увімкнених *p-n* переходів використати біполярний транзистор?
4. Наскільки ефективно підвищення фоточутливості МДН-транзистора шляхом заміни матеріалу затвору з алюмінію на прозору електропровідну плівку?

РОЗДІЛ 5. МОДЕЛЮВАННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

5.1. Методи моделювання метрологічних характеристик

Завданням сучасної метрології є забезпечення градування сенсора з точністю, що максимально відповідає потенційним фізичним можливостям первинного вимірювального перетворювача. В той же час деякі фізичні моделі, зокрема, діодних сенсорів температури, для метрологічних задач забезпечують точність апроксимації нижчу потенційно можливої похибки вимірювання експериментальних даних. Тому ідеальні фізичні моделі струмопереносу доповнюють емпіричними математичними формулами, що забезпечують мінімальну похибку апроксимації метрологічної характеристики (MX). Актуальною є задача моделювання MX вимірювального перетворювача методом, що забезпечує задану достовірність визначення фізичної величини, автоматизований розрахунок параметрів моделі, універсальність і гнучкість при визначенні неелектричних величин різної природи.

Як правило, математичною моделлю вважають деяку функцію або систему рівнянь, за допомогою яких встановлюють відповідність між електричним сигналом сенсора і рівнем фізичної величини, що характеризує вимірюваний стан технічної системи. Оскільки в будь-якій системі існують слабо детерміновані фактори, що не враховані моделлю, це обумовлює наявність похибок моделювання. Тому будь-яка математична модель є формою абстрагування процесів, які вона описує. Критеріями оптимальності для моделі є точність моделювання, зручність користування, зрозумілий алгоритм математичних перетворень, простота оцінки достовірності отриманих результатів. Модель вважається прийнятною, якщо похибка апроксимації фізичної величини є прийнятною для користувача.

Використання того або іншого методу моделювання визначається умовами функціонування датчика, нелінійністю МХ перетворювача, апаратними можливостями користувача, практичною доцільністю, необхідною точністю результатів вимірювання. Найчастіше подання вихідної МХ здійснюють:

- табуляцією із заданою дискретністю;
- математичним моделюванням на основі врахування фізичних явищ і механізмів генерації та переносу носіїв зарядів;
- інтерполяцією шляхом підбору сплайн-функцій, значення яких збігаються у виміряних експериментальних точках;
- апроксимацією аналітичною функцією, що мінімізує інтегральну похибку визначення фізичної величини у заданому діапазоні.

Табличне представлення МХ пов'язують, як правило, з прямим градуванням шляхом безпосереднього вимірювання фізичної величини в області визначення. Недоліком цього методу є велика розмірність масиву експериментальних даних, яка обумовлюється кроком дискретизації МХ. Для високоточних систем необхідно проводити десятки тисяч вимірювань, що, безумовно, впливає на вартість градування.

Фізичне і математичне моделювання МХ є альтернативою табличного градування. Фізичне моделювання вимагає знань механізмів переносу зарядів у сенсорі в умовах дії зовнішніх збурень, точних значень констант, за допомогою яких описують ці механізми, допустимих граничних умов тощо. Математичне моделювання ставить на меті перш за все забезпечення максимальної точності представлення вимірювальної фізичної величини набором простих, частіше поліноміальних, функцій:

$$y_{\text{mod}}(X) = \sum_{i=1}^n b_i f_i(X),$$

де X – вектор значень вимірюваної величини; $y_{\text{mod}}(X)$ – відгук технічної системи; b_i – коефіцієнти поліному.

Додатковими вимогами до таких функцій є неперервність і диференційованість в області визначення.

Серед методів математичного моделювання найчастіше використовують інтерполяцію та апроксимацію. Інтерполяційні поліноми в точності відтворюють значення вимірюваного параметра в точках експерименту, але в проміжку цих точок можуть значно осцилювати. Похибка інтерполяційного поліному залежить складним чином як від степені поліному n , так і від кількості інтерполяційних вузлів. Намагання мінімізувати похибку чи звести її до наперед заданої величини може викликати необхідність вибору поліному занадто високого степеня.

Застосування апроксимації в ряді випадків є більш доцільним з огляду на сукупність критеріїв, що визначають переваги цього методу. Він не вимагає значної кількості експериментальних вимірювань у порівнянні з табличним способом подання даних, має нижчу чутливість до випадкових похибок, ніж, наприклад, інтерполяційний метод. Степінь апроксимаційного поліному обирають, враховуючи точність наближення, збіжність функції, рівномірність кроків вимірювань. Коефіцієнти b_i визначають із системи рівнянь, керуючись певним критерієм.

Практична доцільність використання метрологічної характеристики сенсора диктує вибір степеня поліному до $n = 10 \dots 14$. Проте, якщо діапазон вимірюваної величини широкий, а механізми струмопереносу в цьому діапазоні не залишаються однаковими, як це має місце, наприклад, в діодних датчиках температури, прагнення одержати апроксимуючу функцію у всьому вимірюваному діапазоні призводить до необхідності використовувати складні і громіздкі поліноміальні функції. Наприклад, в роботі [34] для апроксимації термометричної характеристики кремнієвих діодних сенсорів в діапазоні температур 4,2 К – 450 К були використані ортогональні поліноми Чебишева степеня від 218 до 242.

Удосконалення методів апроксимації метрологічних характеристик широкодіапазонних датчиків, які відповідали б основним критеріям оптимальності, триває. Використання того або іншого методу представлення результатів градуювання визначається кінетикою носіїв заряду, умовами функціонування датчика, необхідною точністю подання результатів вимірювання, нелінійністю МХ перетворювача, апаратними можливостями користувача, традиційними уявленнями про механізми переносу зарядів та ін. Завдання полягає в тому, щоб, керуючись міркуваннями практичної доцільності, визначити метод і форму представлення МХ сенсорів, що максимально відповідають фізичним можливостям вимірювання неелектричної величини і є зручними у використанні.

5.2. Регресійний аналіз

Регресійний (багатофакторний) аналіз є одним з найбільш розроблених методів апроксимації експериментальних даних. Його особливістю є те, що стан технічної системи, якою в даному розгляді є вимірювальний перетворювач фізичної величини, описують функцією багатьох аргументів, які змінюються одночасно [35]. Числове значення функції – параметр оптимізації Y , що залежить від факторів x_i , $i = 1, 2, \dots, M$, де m – номер фактора. Множина можливих сполучень факторів і їхніх значень визначає множину станів технічної системи. Теоретично ця множина може бути необмеженою, однак практично її вважають скінченною.

Факторами можуть бути як незалежні змінні, так і функції одного або декількох факторів. З точки зору формалізму представлення параметра Y ця різниця несуттєва, оскільки ці функції можна подати як нові фактори, наприклад, $x_{n+1} = x_1 x_2$; ... ; $x_k = x_{n-1} x_n$; $x_{n+k} = x_1^2$; ... ; $x_m = x_n^2$ тощо. Функціональний зв'язок параметру Y з факторами x_i моделюють поліномом (рівнянням регресії) виду:

$$Y = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2 + \dots + b_nx_n + b_{12}x_1x_2 + b_{13}x_1x_3 + \dots b_{n-1,n}x_{n-1}x_n + \dots + b_{n+k}x_1^2 + b_{n+k+1}x_2^2 + \dots + b_mx_n^2 + \dots = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2 + \dots + b_nx_n + \dots + b_mx_m + \dots \quad (5.1)$$

Коефіцієнти регресії b_i визначають, виходячи з критерію мінімізації суми квадратів різниці між експериментально встановленими значеннями параметра y_j і модельним значенням параметра y_{jmod} у всіх експериментальних точках $j = 1, 2, 3 \dots N$, де N – кількість дослідів:

$$\frac{\partial}{\partial b_i} \sum_{j=1}^N (y_j - y_{j \bmod})^2 = 0. \text{ Рівність нулю частинних похідних } \frac{\partial}{\partial b_i} \sum_{j=1}^N (y_j - y_{j \bmod})^2 = 0$$

визначає систему n рівнянь з n невідомими, якими є коефіцієнти b_i рівняння регресії (7.1):

$$\begin{aligned}
& b_0 N + b_1 \sum_{j=1}^N x_{1j} + b_2 \sum_{j=1}^N x_{2j} + \dots + b_n \sum_{j=1}^N x_{nj} + \dots + b_m \sum_{j=1}^N x_{mj} = \sum_{j=1}^N y_j \\
& b_0 \sum_{j=1}^N x_{1j} + b_1 \sum_{j=1}^N x_{1j}^2 + b_2 \sum_{j=1}^N x_{1j}x_{2j} + \dots + b_n \sum_{j=1}^N x_{1j}x_{nj} + \dots = \sum_{i=1}^N x_{1j}y_j \\
& b_0 \sum_{j=1}^N x_{2j} + b_1 \sum_{j=1}^N x_{2j}x_{1j} + b_2 \sum_{j=1}^N x_{2j}^2 + \dots + b_n \sum_{j=1}^N x_{2j}x_{ni} + \dots = \sum_{j=1}^N x_{2j}y_j \\
& \dots\dots\dots \\
& b_0 \sum_{j=1}^N x_{nj} + b_1 \sum_{j=1}^N x_{nj}x_{1j} + b_2 \sum_{j=1}^N x_{nj}x_{2j} + \dots + b_n \sum_{j=1}^N x_{nj}^2 + \dots = \sum_{i=1}^N x_{nj}y_j
\end{aligned} \tag{5.2}$$

Ліву частину системи рівнянь (7.2) можна представити добутком трьох матриць $(X^T X)B$, а праву добутком двох матриць $X^T Y$, де X – матриця умов, X^T – транспонована матриця X , B – матриця коефіцієнтів, Y – матриця результатів (матриця станів), x_{kl} – значення k -го фактора в l -му досліді.

$$X = \begin{pmatrix} 1 & x_{11} & x_{21} & \cdot & x_{n1} & x_{11} \cdot x_{21} & x_{11} \cdot x_{31} & \cdot & x_{n-1,1} \cdot x_{n,1} \\ 1 & x_{12} & x_{22} & \cdot & x_{n2} & x_{12} \cdot x_{22} & x_{12} \cdot x_{32} & \cdot & x_{n-1,2} \cdot x_{n,2} \\ 1 & x_{13} & x_{23} & \cdot & x_{n3} & x_{13} \cdot x_{23} & x_{13} \cdot x_{33} & \cdot & x_{n-1,3} \cdot x_{n,3} \\ 1 & \cdot & \cdot & x_{kl} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & x_{n-1,l} \cdot x_{n,l} \\ 1 & x_{1N} & x_{2N} & \cdot & x_{nN} & x_{1N} \cdot x_{2N} & x_{1N} \cdot x_{3N} & \cdot & x_{n-1,N} \cdot x_{n,N} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \cdot \\ b_n \\ \cdot \\ b_m \end{pmatrix}, \quad Y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_l \\ \cdot \\ y_N \end{pmatrix}.$$

У матричному вигляді систему (7.2) записують рівнянням $(X^T \cdot X) \cdot B = (X^T \cdot Y)$.

З останнього рівняння очевидно, що коефіцієнти b_i визначаються як $B = (X^T \cdot X)^{-1} \cdot (X^T \cdot Y)$, де $(X^T X)^{-1}$ – обернена матриця $(X^T X)$. Дисперсію моделювання оцінюють за формулою:

$$\sigma_{\text{мод}}^2 = \frac{\sum_{j=1}^N (y_j - y_{j\text{мод}})^2}{N - d}, \quad (5.3)$$

де d – число членів регресійного поліному.

Оскільки метод регресійного аналізу дозволяє визначати стан багатфакторної системи при одночасній зміні факторів, цю особливість використаємо для моделювання термометричної характеристики діодних сенсорів температури.

5.3. Моделювання термометричної характеристики діодних сенсорів температури методом регресійного аналізу

Загальноприйнятий спосіб градуювання ДСТ передбачає вимірювання падіння напруги на прямозміщеному p - n переході при стабільному струмі. З метою недопущення саморозігріву сенсора струм зазвичай не перевищує 100 мкА, а для областей низьких температур від азотних до гелієвих його зменшують до 10 ... 0,01 мкА. Стабільність струму підтримують на рівні

0,05% [34]. Такі жорсткі вимоги до апаратної частини датчика обмежують для користувача можливість його використання, оскільки точність вимірювання температури задається стандартною градуювальною характеристикою виробника, яка для деяких типів датчиків є унікальною.

Таким, зокрема, є ДСТ ДТ-450 виробництва Інституту фізики напівпровідників (ІФН) НАНУ, стандартна градуювальна характеристика якого наведена на рис. 5.1. Експериментальні дослідження, які проводились як з цим датчиком, так і з іншими діодними сенсорами, незмінно констатували температурну нелінійність падіння напруги на прямозміщеному $p-n$ переході як при стабільному, так і вільнозмінному струмі в діапазоні значень 0,01 ... 100 мкА. Від 4,2 К до 10 К термочутливість діодного сенсора зростає майже до 180 мВ/К, потім спадає, досягаючи мінімуму в області температур 20 ... 30 К до рівня 10^{-1} мВ/К, і далі монотонно збільшується зі зростанням температури до 2,5 мВ/К при 500 К [36].

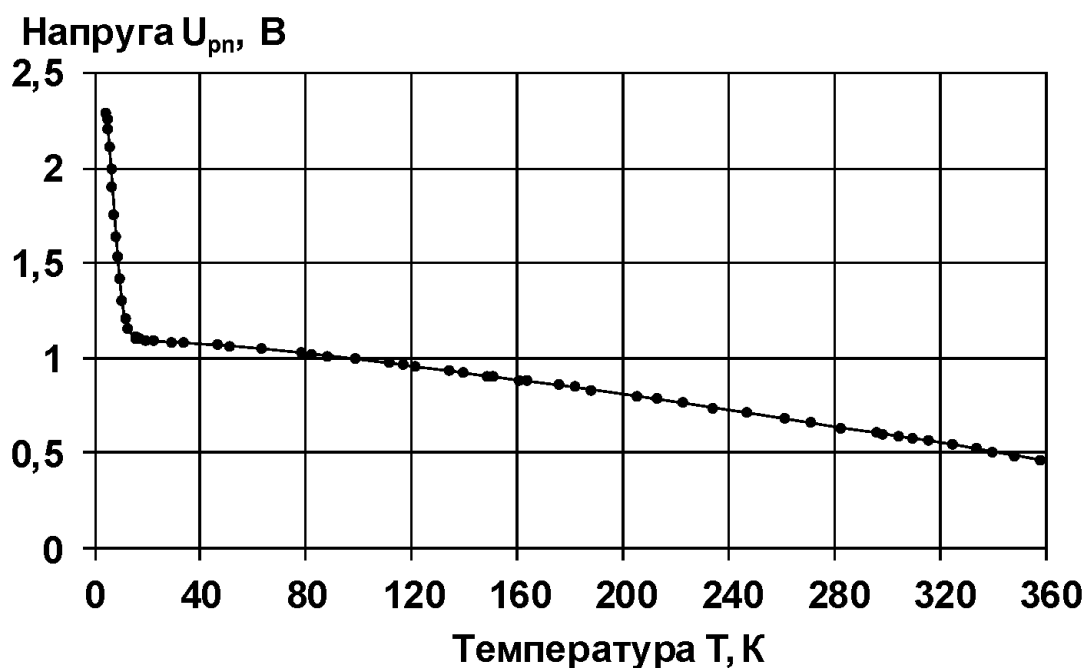


Рис. 5.1. Термометрична характеристика діодного сенсора ДТ-450 при прямому струмі $I = 10 \pm 0,005$ мкА

Струм і напруга діодного сенсора є факторами взаємопов'язаними. Як класична модель Шоклі тонкого p - n переходу в нерівноважному стані, так і модель за формулою (1.13) розглядають струм I_{pn} (або параметр генерації G) як аргумент напруги U_{pn} і навпаки. І цей функціональний зв'язок є однозначним, якщо зовнішній опір R і напруга живлення U стабільні. Оскільки постійність R та U досягається для користувача значно меншими зусиллями, ніж струму I_{pn} , виглядає сумнівними з точки зору практичної доцільності намагання за будь-яку ціну утримувати стабільним прямий струм у колі діодного сенсора при градуюванні і подальших вимірюваннях, „нав'язуючи” вихідну напругу на p - n переході, яка, власне, і визначає ТМХ.

На рис. 5.2 представлена електрична схема включення діодного датчика температури для визначення ТМХ. Температурну залежність зміни струму $I(T_j)$ і напруги $U_D(T_j)$ в колі увімкнення діодного датчика при напрузі живлення $U = 2$ В та опорі $R = 30$ кОм представлено на рис. 5.3.

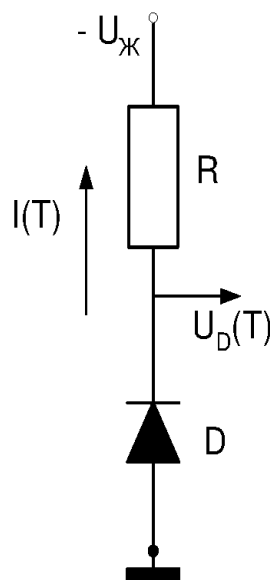


Рис. 5.2. Схема вимірювання ТМХ діодного сенсора температури. Позначення: D – діодний сенсор температури; R – обмежувальний опір; $I(T)$ – струм у колі; $U_D(T)$ – падіння напруги на діодному сенсорі температури; $U_{\text{ж}}$ – напруга живлення.

Для градуювання ДСТ струм і напругу будемо розглядати як фактори технічної системи, за допомогою яких встановлюють значення вимірюваної температури [37]. Отже, фактор x_1 – це напруга $U_D(T_j)$, фактор x_2 – струм $I(T_j)$, параметр y_j – температура T_j . ТМХ датчика можна представити в області визначення функції апроксимуючим регресійним рівнянням виду

$$T_{mod}(U_D, I) = b_0 + b_1 U_D + b_2 I + b_{12} U_D I. \quad (5.4)$$

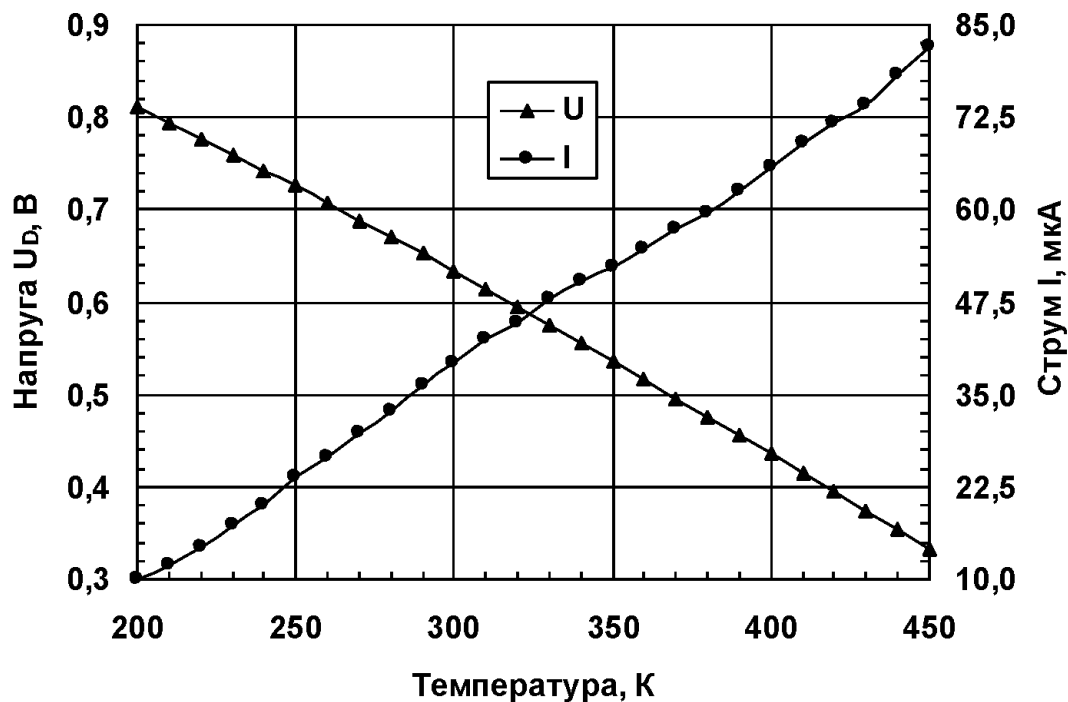


Рис. 5.3. Температурна залежність напруги U_D та струму I діодного датчика.

На рисунку 5.4 представлено сімейство ВАХ p - n переходу зі складу КСДІ при температурах від 273 К до 383 К та прямі навантаження при різних опорах навантаження R та напругах живлення $U_{ж}$ (дивись рис. 5.2). Ці зображення на рис. 5.3, 5.4 ілюструють однозначний зв'язок між струмом і

напругою електричного кола та температурою. Кожен з них може розглядатись і як аргумент, і як функція інших змінних.

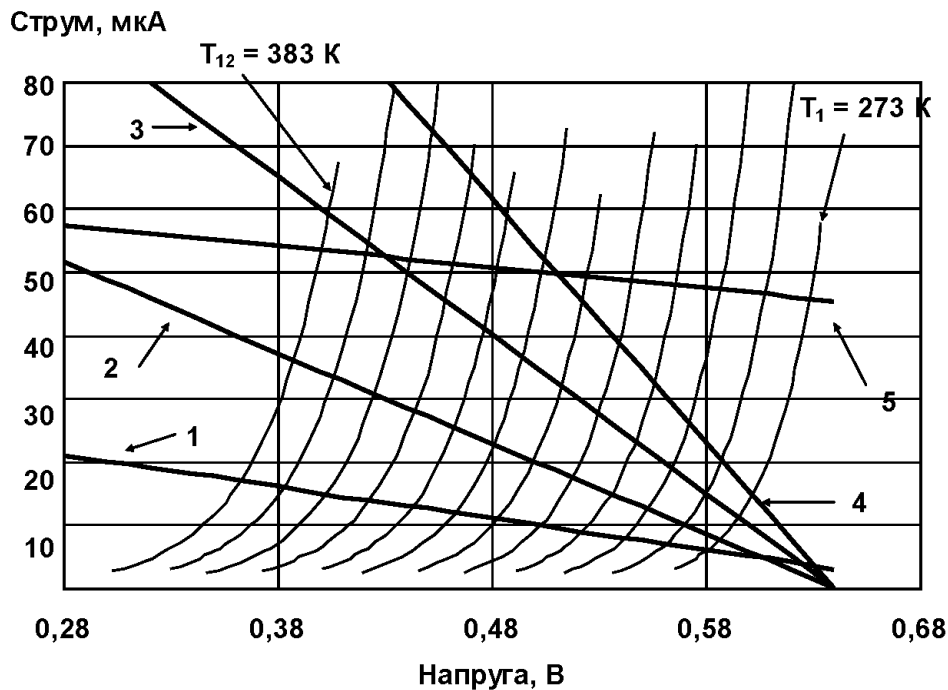


Рис. 5.4. Прямі навантаження (1 - 5) і сімейство ВАХ p - n переходу КСДІ, виміряні з температурним кроком $\Delta T = 10 \text{ K}$ ($T_1 = 273 \text{ K}$; $T_{12} = 383 \text{ K}$). 1 – опір навантаження $R = 20 \text{ кОм}$, напруга живлення $U_{\text{ж}} = 0,7 \text{ В}$; 2 – $R = 7 \text{ кОм}$, $U_{\text{ж}} = 0,64 \text{ В}$; 3 – $R = 4 \text{ кОм}$, $U_{\text{ж}} = 0,64 \text{ В}$; 4 – $R = 3,5 \text{ кОм}$, $U_{\text{ж}} = 0,66 \text{ В}$; 5 – $R = 30 \text{ кОм}$, $U_{\text{ж}} = 2 \text{ В}$.

Вважаємо температуру моделюючою функцією, а струм і напругу в колі датчика її аргументами. Коефіцієнти моделі розраховуємо за результатами проведеного експерименту з матричного рівняння $B = (X^T X)^{-1} \cdot (X^T Y)$. Дисперсію моделювання оцінюємо за формулою (5.3), де $d = 4$. У таблиці 1Додатку представлені результати моделювання ТМХ, отримані при дослідженні діодного датчика температури серії ДТ-450. Вони свідчать, що в діапазоні температур $200 \text{ K} \dots 450 \text{ K}$ термометрична апроксимаційна характеристика датчика температури моделюється

рівнянням (5.4) з дисперсією моделювання $\sigma^2 = 0,008 \dots 0,05$ та абсолютною похибкою апроксимації $\sigma = 0,08 \dots 0,2$. Число дослідів $N = 26$ з рівномірним кроком $\Delta T = 10$ К, падіння напруги на датчику U_D вимірювалось у вольтах, а струм у мікроамперах. Розкид значень коефіцієнтів регресії та дисперсії апроксимації визначається напругою живлення U й опором R , що обмежує струм у колі, тобто, умовами функціонування датчика. При цьому дотримуються виконання нерівності $1 \text{ мкА} < I < 100 \text{ мкА}$, яка відповідає режиму низької інжекції носіїв заряду крізь p - n перехід та запобігає перегріву p - n переходу.

У таблиці 2 Додатку наведено результати моделювання ТМХ діодного сенсора зі складу КСДІ. Коефіцієнти рівняння регресії, розраховані за меншим числом дослідів $N = 7, 14$, вибирались з масиву експериментальних даних як рівномірно з кроком $\Delta T = 20$ К та $\Delta T = 40$ К, так і випадково у тому ж діапазоні температур. Рандомізація номерів дослідів, що потрапили у вибірку, здійснювалась за допомогою генератора випадкових чисел.

Розкид значень коефіцієнтів регресії та дисперсії апроксимації визначається напругою живлення U й опором R , що обмежує струм у колі, тобто, умовами функціонування датчика. При цьому дотримуються виконання нерівності $1 \text{ мкА} < I < 100 \text{ мкА}$, яка відповідає режиму низької інжекції носіїв заряду крізь p - n перехід та запобігає перегріву p - n переходу.

Як з'ясувалось, відмова від штучної стабілізації струму в колі не призвела до зниження точності представлення ТМХ. Користувачу надано можливість визначити прийнятну для нього процедуру градуювання: зі стабільним струмом і одним аргументом ТМХ (падінням напруги на діодному сенсорі), чи з двома змінними (напругою і струмом), які визначатимуть температурну поверхню станів p - n переходу.

На рис. 5.5 подано графічне зображення температурної поверхні станів діодного датчика як функції падіння напруги U_D та обмежувального опору R

за напруги живлення 0,64 В. Через опір $R = \frac{U_{ж} - U_D}{I}$ можна визначати струм у колі датчика. Поверхня функції T в аргументах U_D та I буде вогнутою і матиме менш образний вигляд.

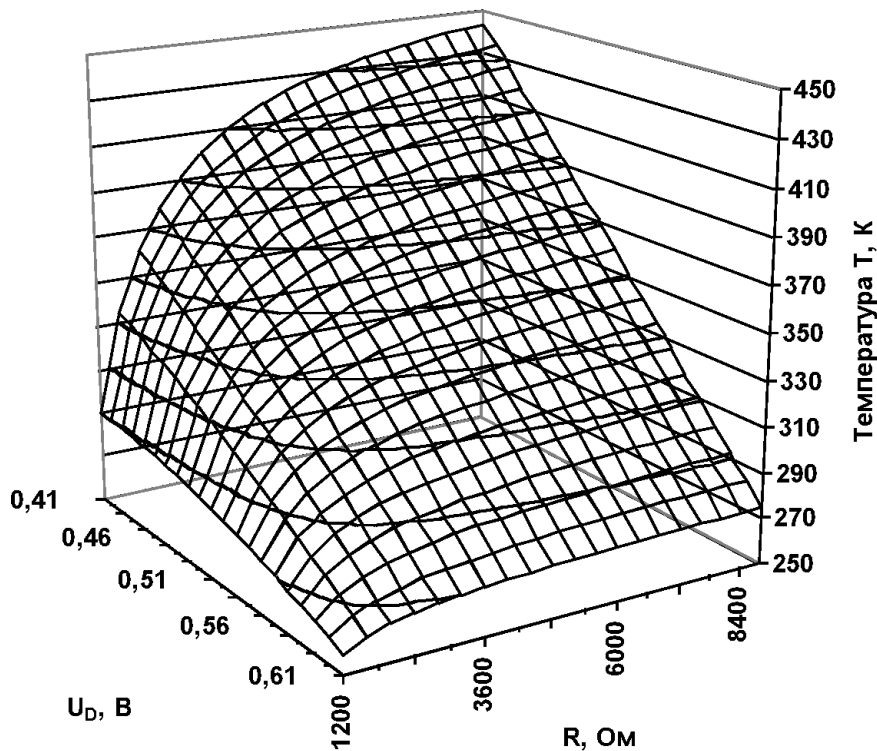


Рис. 5.5. Температурна поверхня станів діодного датчика ($U = 0,64$ В)

Регресійний поліном є опорним рішенням задачі підвищення точності апроксимації ТМХ шляхом параметричної оптимізації. У таблиці 3 Додатку наведені значення коефіцієнтів регресії та середньоквадратичне відхилення σ при $N = 59$, $d = 11$ для регресійного поліному виду:

$$U(T) = b_0 + b_1T + b_2T^2 + b_3T^3 + b_4T^4 + b_5T^5 + b_6T^6 + b_7T^7 + b_8T^8 + b_9T^9 + b_{10}T^{10}.$$

Розглядаючи цю функцію як базову, на наступному етапі апроксимації, засобами параметричної оптимізації надбудови „Підбір параметра” у пакеті Microsoft Office визначено коефіцієнти цільової функції:

$$U(T) = U_0 + AT^a + BT^b + CT^c + DT^d + ET^e + FT^f + GT^g + HT^h + IT^i + JT^j,$$

ступінь якої не повинен бути більшим від степеня регресійного поліному.

Відмічається значне покращення результатів апроксимації ТМХ. Застосування параметричної оптимізації знизило середньоквадратичне відхилення апроксимації від 58,6 мК до 5 мК.

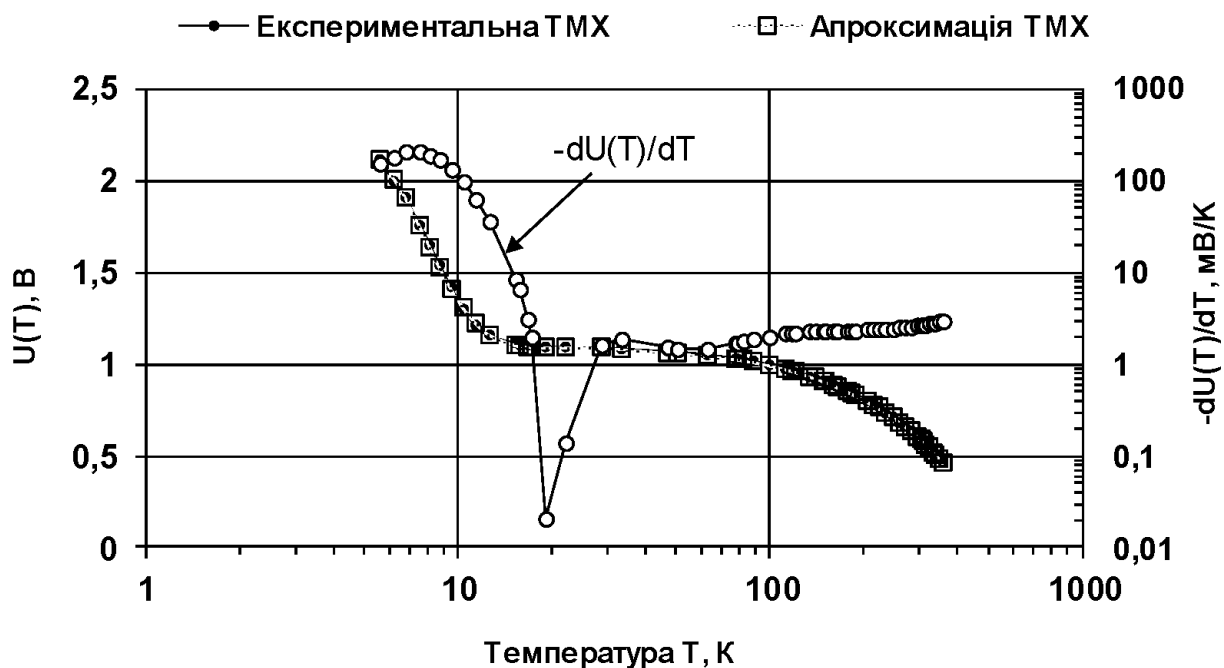


Рис. 5.6. Термометрична характеристика $U(T)$ та її похідна $-dU(T)/dT$ діодного сенсора температури ДТ-450.

На рис. 5.6 подано експериментальну та апроксимаційну ТМХ кремнієвого діодного датчика температури ДТ-450. Отримані результати дозволили підтвердити на ТМХ наявність області зменшення чутливості $\alpha(T) = dU(T)/dT$ ДСТ при низьких температурах, чого у явному вигляді не спостерігається на стандартній градуовальній ТМХ ДСТ ДТ-450 (див. рис. 5.1). Аналіз процесів переносу заряду в ДСТ підтверджує, що при низьких температурах справді відбувається зміна механізмів переносу зарядів. Через „виморожування” носіїв заряду, різко зростає опір бази діодної структури, з чого починається стрімке зростання чутливості ДСТ. Абсолютне значення чутливості в околі температури 22 К не слід приймати як остаточне, оскільки відбувається осциляція функції чутливості при зміні монотонності

експериментальних значень залежності $U(T)$. Проте отриманий результат виявляє область ТМХ, в якій необхідно провести додаткові дослідження.

5.4. Моделювання термометричної характеристики діодних сенсорів в умовах радіаційного опромінення та температурного дрейфу

Метрологічна характеристика сенсора визначається шляхом градування. Представлена у вигляді таблиці з високою роздільною здатністю або аналітичною функцією, вона є джерелом інформації для встановлення числового значення фізичної величини, що вимірюється. В умовах дії зовнішніх полів різної природи, частина яких може виявитись неконтрольованими, в сенсорі відбуваються структурні зміни, внаслідок чого вихідний сигнал містить систематичну похибку, що спотворює достовірність вимірів [38]. Виробники сенсорів на основі аналізу фізичних властивостей чутливої структури визначають допуск метрологічної характеристики, в межах якого виміри вважають достовірними. Точність сенсора визначається допуском, який перевіряється і уточнюється під час наступних калібрувань. За їх результатами вносять необхідні корективи в метрологічну характеристику.

Проведення перекалібрувань вимагає витрат додаткових ресурсів. В ряді випадків внаслідок особливостей протікання процесу вимірювання перекалібрування сенсору або його перевірку здійснити неможливо або недоцільно. Наприклад, контроль температурних режимів небезпечних безперервних довготривалих процесів, станів технічних систем супутників, ядерних реакторів тощо. В цих випадках технологічний термін функціонування сенсора суттєво скорочується.

На рисунку 5.7 подана ТМХ ДСТ після гама-опромінення Co^{60} , яка свідчить про зміну сенсорних властивостей p - n переходу, що проявляється у наявності дрейфу вихідного сигналу термометричної характеристики.

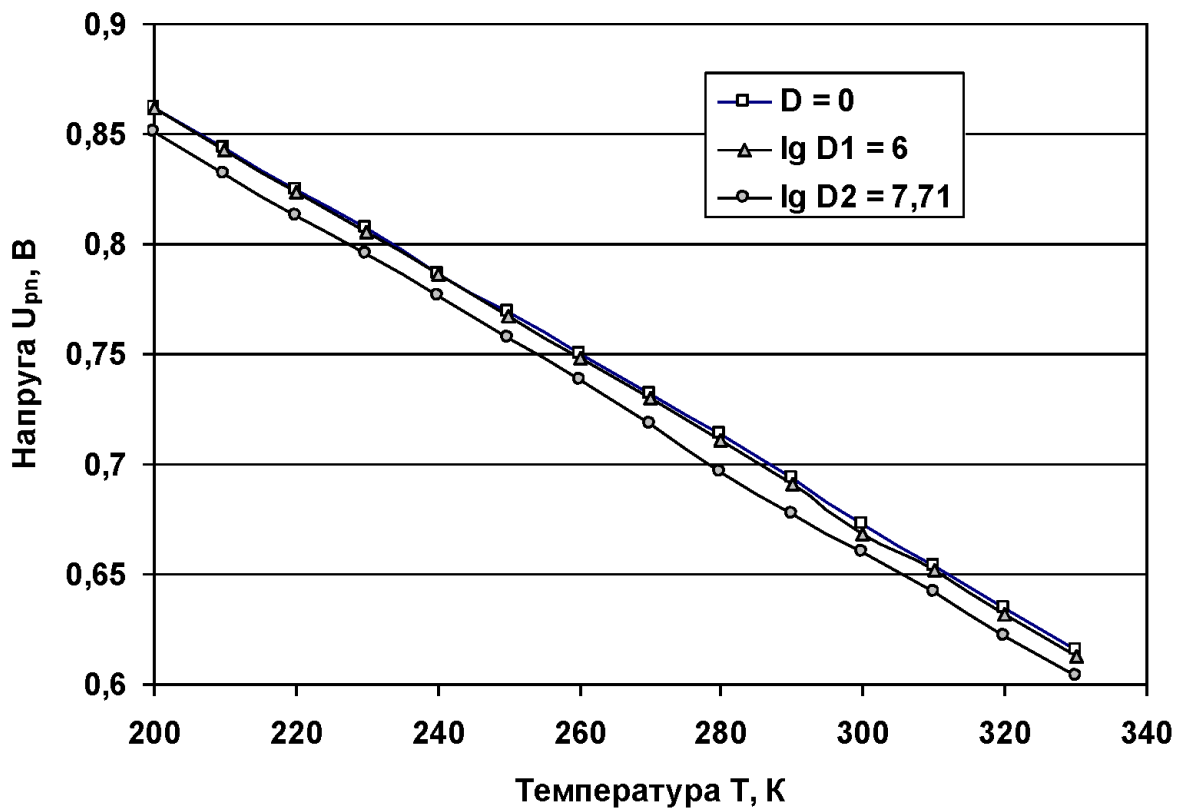


Рис. 5.7. Термометрична характеристика ДСТ внаслідок
 гама-опромінення Co^{60} дозами $D1 = 10^6$ рад та $D2 = 5,09 \cdot 10^7$ рад.

Підвищити точність вимірювання і подовжити термін роботи сенсора можна не тільки за рахунок конструктивних і технологічних змін приладу, але і шляхом встановлення достовірної метрологічної характеристики, що враховує дрейф вихідного сигналу під дією зовнішніх полів різної природи. Продемонструємо це на прикладі моделювання термометричної характеристики ДСТ в умовах проникаючого рентгенівського опромінення.

У таблиці 4 Додатку представлені результати вимірювання напруги ДСТ з постійним струмом 10 мкА у діапазоні температур 200 К ... 330 К за відсутності радіації ($D = 0$) і дозах опромінення D від 10^5 рад до $5,09 \cdot 10^7$ рад гама-квантами Co^{60} у тому ж температурному діапазоні (експериментальні дані надані лабораторією сенсорів фізичних величин ІФН НАНУ).

ТМХ неопроміненого ДСТ в діапазоні температур 200 ... 330 К з середньоквадратичною похибкою $\sigma = \pm 0,01$ В апроксимується лінійним рівнянням з крутизною 0,0019 В/К. Отже, похибка вимірювання температури діодного сенсора досягає $\pm 5,26$ К. Під дією радіаційного опромінення дрейф вихідного сигналу становить від 0,48 мВ до 17,24 мВ. Це додатково збільшує загальну похибку вимірювання ще на величини від 0,25 К до 9,07 К. Зрозуміло, що така точність вимірювання температури даним сенсором не може бути прийнятною в більшості технічних систем, які функціонують в умовах опромінення. Проте якщо в апроксимаційному рівнянні ТМХ врахувати дозу опромінення, похибка визначення температури цим діодним сенсором суттєво зменшиться.

Представимо метрологічну характеристику ДСТ двофакторним рівнянням регресії: $U(T, D) = U(T) + \Delta U(T, D)$, де $U(T)$ – складова МХ до опромінення, $\Delta U(T, D)$ – дрейф вихідного сигналу під дією опромінення D та температури T . Задавши модель функції $\Delta U(T, D)$ рівнянням регресії $\Delta U(T, D) = b_0 + b_1 T + b_2 \lg D + b_3 T \lg D + b_4 T^2 + b_5 (\lg D)^2$, матричним методом визначено коефіцієнти $b_0 - b_5$ (дивись таблицю 5 Додатку). Середньоквадратична похибка апроксимації функції $\Delta U(T, D)$ дорівнює $\sigma = \pm 2,11$ мВ, внаслідок чого середнє значення поправки на похибку вимірювання температури становить $\Delta T = 2,11/1,9 = 1,11$ К. У таблиці 5 Додатку представлено також результат параметричної оптимізації моделюючого поліноміального рівняння:

$$\Delta U(T, D) = b_0 + b_1 T + b_2 \lg D + b_3 T^a (\lg D)^b + b_4 T^c + b_5 (\lg D)^d.$$

Середньоквадратична похибка апроксимації функції $\Delta U(T, D)$ становить $\sigma = 1,737$ мВ, а середнє значення поправки на похибку вимірювання температури $\Delta T = 1,737/1,9 = 0,914$ К. Порівняння отриманого результату з вихідними даними доводить, що точність апроксимації ТМХ діодного сенсора після параметричної оптимізації зросла майже в 10 раз.

На рисунку 5.8 представлена поверхня станів апроксимаційної функції $\Delta U(T, D)$, яка ілюструє дрейф вихідного сигналу ДСТ від температури та проникаючого опромінення.

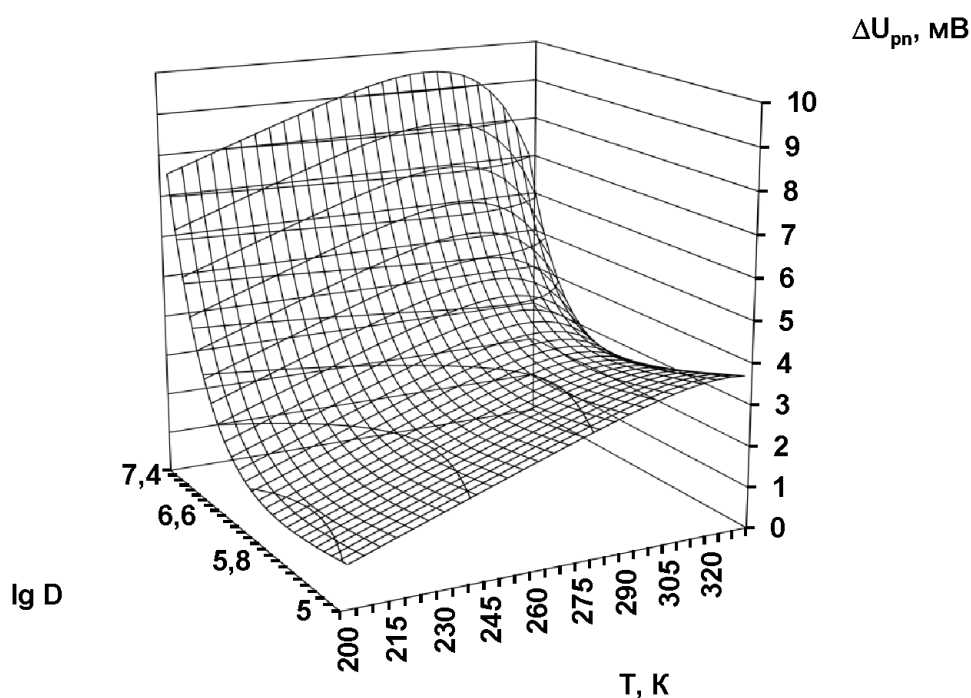


Рис. 5.8. Залежність дрейфу вихідного сигналу $\Delta U(T, \lg D)$ ДСТ від дози опромінення ($\lg D$) та температури (T).

Остаточне рівняння моделі метрологічної характеристики сенсора є компромісом між мінімізацією похибки вимірювання і складністю апроксимуючого рівняння.

Знання особливостей функціонування координатного фотоперетворювача на КСДІ, його фотоелектричних та термометричних характеристик використано у методі калібрування та вимірювання координати в умовах невизначеності, що виникає під впливом теплового поля. Покажемо особливість використання цього методу на прикладі

ідентифікації позиційної характеристики (ПХ) координатного фотоперетворювача на КСДІ [39].

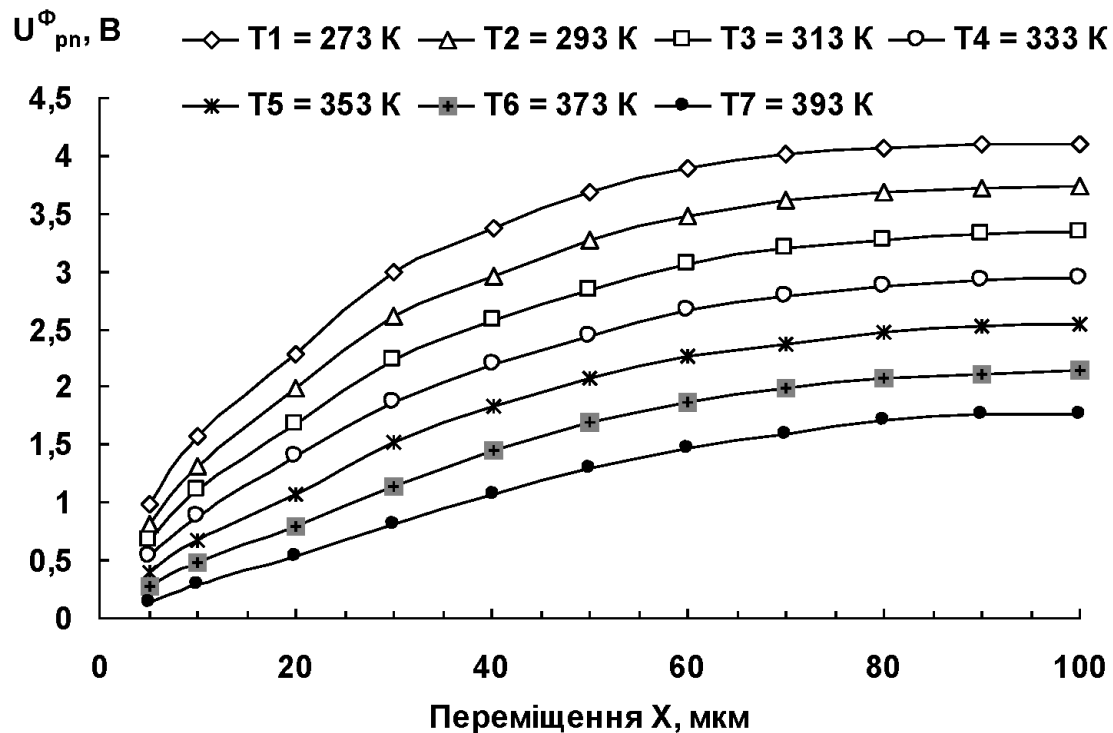


Рис. 5.9. Позиційні характеристики фотобатареї зі складу КСДІ при різних температурах T підкладки. Розмір фоточутливої області фотобатареї $100 \times 1900 \text{ мкм}^2$.

На рис. 5.9 подано експериментальну залежність ПХ фотобатареї $U^{\Phi}_{ph}(X, T)$ у складі КСДІ від переміщення світлової плями X при різних температурах підкладки. Очевидно, що фото-ЕРС є не тільки функцією координати X світлової плями на поверхні фотобатареї, але і температури T : $U_{вих} = \varphi(U^{\Phi}) = f(X, T)$. Як відомо, фото-ЕРС розімкненого кола фотобатареї $U^{\Phi} = U(\Phi(X), T_0) - \alpha(\Phi) \cdot (T - T_0)$, де $U(\Phi(X), T_0)$ - фото-ЕРС в координаті X і при температурі T_0 , $\alpha(\Phi)$ - температурний коефіцієнт спадання фото-ЕРС, залежний від світлового потоку $\Phi(X)$. Отже, фото-ЕРС фотобатареї не визначає однозначно координату X чутливого елемента, оскільки містить

інформацію як про неї, так і про температуру T фотобатареї. Тому у вихідному сигналі датчика мікропереміщень необхідно виділити складову, пов'язану тільки з вимірюваним параметром X .

Для цього потрібно встановити температуру T мікроелектронної фотобатареї, але це пов'язане з проблемами, які обумовлені її малими розмірами. Припущення, що температура фотобатареї рівна температурі навколишнього середовища, є наближенням через динамічні умови функціонування пристрою і складність врахування теплового опору між областю локалізації діодної структури і навколишнім середовищем. Вимірювання координати в таких умовах супроводжується систематичною температурною похибкою.

В даному методі пропонується розглядати позиційну характеристику координатного фотоперетворювача як багатофакторну функцію координати і температури, а значення останнього аргументу визначати з ТМХ діодної структури. Для цього на етапі калібрування координатного фотоперетворювача встановлюють залежність падіння напруги прямозміщених p - n переходів, які входять до складу фотобатареї, від температури $U_{pn}(T)$, а також фото-ЕРС розімкненого кола фотобатареї $U^{\Phi}_{pn}(X, T)$ від координати X та температури T . Вимірювання залежності $U_{pn}(T)$ проводять одночасно з вимірюванням $U^{\Phi}_{pn}(X, T)$ шляхом короткочасної комутації ключем K (рис. 5.10) електричного кола, в якому p - n переходи фотобатареї функціонують в режимі температурних сенсорів (див. розділ 3).

В результаті експерименту визначають поверхню станів фотобатареї в умовах температурного дрейфу (див. рис.5.11). Для отримання однозначної відповідності координати і вихідної напруги на етапі вимірювання необхідно ідентифікувати вихідну ПХ з сімейства функцій, відградуйовану в тих умовах, в яких здійснюється вимірювання параметру X .

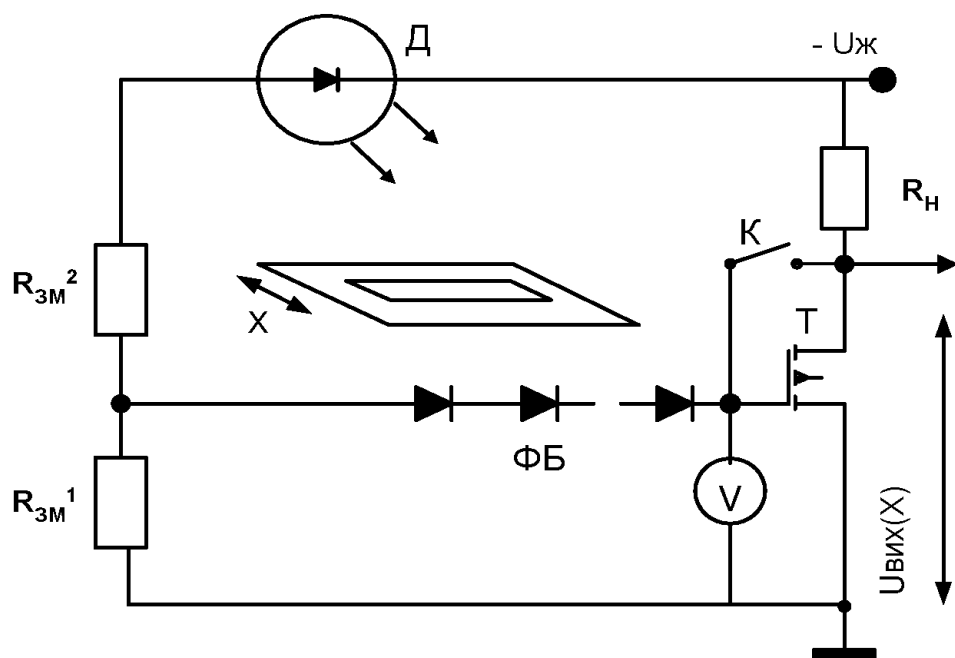


Рис. 5.10. Вимірювання температури підкладки координатного фотоперетворювача за падінням напруги на $p-n$ переходах фотобатареї

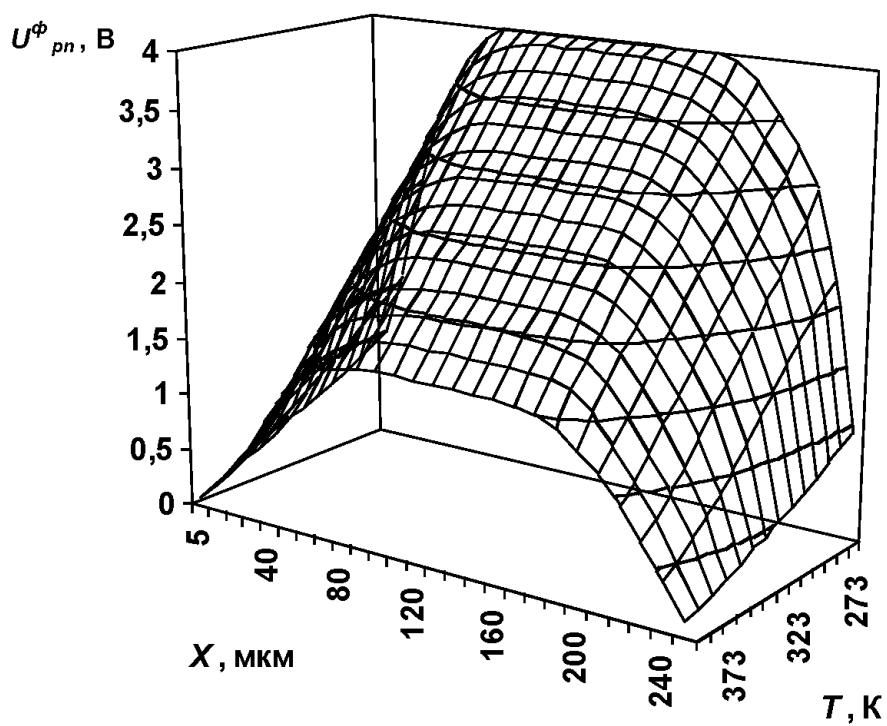


Рис. 5.11. Координатно-температурна поверхня станів фотобатареї

При проведенні цього експерименту температуру T та координату X не фіксують на певних рівнях, а змінюють в довільному порядку з області допустимих значень, заносючи кожного разу результати вимірювання у таблицю даних.

При цьому передбачається, що за час комутації і фіксації напруг $U_{pn}(T)$, $U^{\Phi}_{pn}(X, T)$, температури T та координати X умови проведення експерименту не змінюються. Це нескладно зробити, вимірюючи координату та температуру так само, як це відбувалось на етапі калібрування з тією лише різницею, що в якості аргументів будуть виступати фото-ЕРС фотобатареї U^{Φ}_{pn} та напруга на прямозміщених p - n переходах U_{pn} : $X = \Psi(U^{\Phi}_{pn}, T)$, $T = \Phi(U_{pn})$. Розгортаючи ланцюжок отримання інформації в зворотньому порядку, встановлюють залежність функції $X = F(U^{\Phi}, U_{pn})$, в якій фото-ЕРС фотобатареї U^{Φ}_{pn} та напруга на прямозміщених p - n переходах U_{pn} входять як аргументи.

Точність поліноміальної апроксимації є високою і задовольняє лабораторні і дослідницькі потреби користувача вимірювальної системи.

На рис. 5.12 подана поверхнева діаграма поліноміальної апроксимуючої функції залежності координати світлової плями на поверхні фотобатареї від фото-ЕРС розімкненого кола та напруги на прямозміщених p - n переходах фотобатареї, коефіцієнти якої знайдені методом регресійного аналізу з подальшою параметричною оптимізацією функції:

$$X(U^{\Phi}_{pn}, U_{pn}) = b_0 + b_1 U^{\Phi}_{pn} + b_2 U_{pn} + b_3 \cdot (U^{\Phi}_{pn})^a \cdot (U_{pn})^b + b_4 (U^{\Phi}_{pn})^c + b_5 (U_{pn})^d + b_6 (U^{\Phi}_{pn})^e + b_7 (U_{pn})^f.$$

В таблиці 6 Додатку наведено числові значення параметрів координатної функції $X(U^{\Phi}_{pn}, U_{pn})$, дисперсію σ^2 та середньоквадратичне відхилення апроксимації σ з середньоквадратичною похибкою $\sigma = \pm 1,52$ мкм.

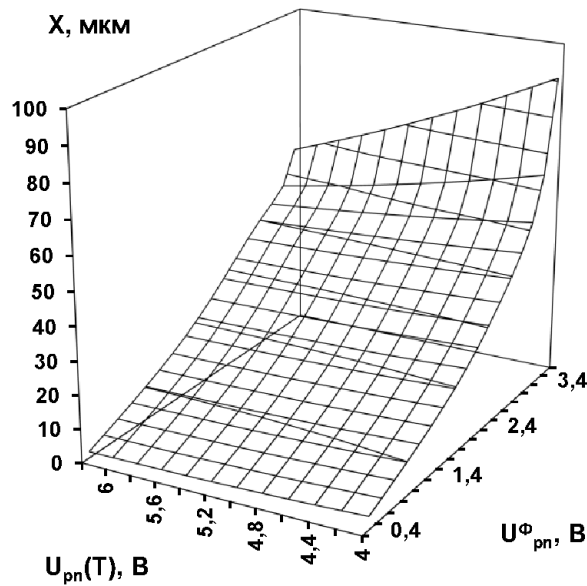


Рис. 5.12. Поверхнева діаграма поліноміальної метрологічної функції $X(U^{\phi}_{pn}, U_{pn})$

Отже, поліноміальна апроксимація МХ сенсорів є звичною та зручною формою моделювання. Найбільш відомим методом визначення коефіцієнтів поліному є метод найменших квадратів, а матрична форма реалізації методу дозволяє автоматизувати процес пошуку рішення на ПЕОМ, оскільки підпрограми матричної алгебри входять в пакет Microsoft Office і не є унікальними. Поліноми, що знайдені методом регресійного аналізу, диференційовані у всьому діапазоні експериментальних даних.

5.5. Нейромережна апроксимація термометричної характеристики діодних сенсорів

Нейромережові алгоритми апроксимації експериментальних даних вважаються кращими. Вони ґрунтуються на теоретичних дослідженнях О.М. Колмогорова [40], В.І. Арнольда [41], де доведено, що будь-яку функцію багатьох змінних можна представити суперпозицією неперервних функцій однієї змінної. Формально це моделюється двошаровою нейронною мережею з прямими зв'язками з n нейронами вхідного шару, $2n + 1$ нейронами прихованого шару, m нейронами вихідного шару з функціями активації f , які повинні бути неперервними та диференційованими в області визначення. Цим вимогам відповідають сигмоїдальні функції, вихідні значення яких монотонно змінюються від 0 до 1 [42-44].

Функціонування штучної нейронної мережі імітує роботу кори головного мозку, в якому формування керуючого сигналу відбувається в результаті паралельної обробки великого об'єму інформації. На відміну від ЕОМ фон Неймана, обчислювальні процеси в яких відбуваються шляхом виконання послідовних процедур, нейронна мережа потребує значно менших обчислювальних ресурсів завдяки паралельним алгоритмам обробки інформації. До того ж, її можна налаштовувати на правильний результат, на основі якого приймається рішення в аналогічних ситуаціях, тобто, має здатність навчатись. Подібно людському мозку, одного разу навчившись, нейромережа здатна знаходити правильні рішення на новому масиві даних.

Структура двошарової нейронної мережі представлена на рис. 5.13. В архітектурі нейромережі прагнуть дотримуватись виконання наступних рекомендацій, які, проте, не є обов'язковими: $2 \cdot (n + L + m) \leq N \leq 10 \cdot (n + L + m)$, де n – розмірність вхідного сигналу; m – розмірність вихідного сигналу; $L = \frac{L_w}{n + m}$ – число нейронів прихованого шару; L_w – число синаптичних ваг; N – число членів навчаючої виборки.

Математична модель двошарової мережі має вигляд:

$$Y(X) = f_1 \left(\sum_k a_k f_2 \left(\sum_m b_{km} f_3 \left(\sum_n c_{mi} \cdot x_n \right) \right) \right),$$

де a_k , b_{km} , c_{mi} – синаптичні коефіцієнти, f_1 , f_2 , f_3 – передаточні функції шарів (функції активації).

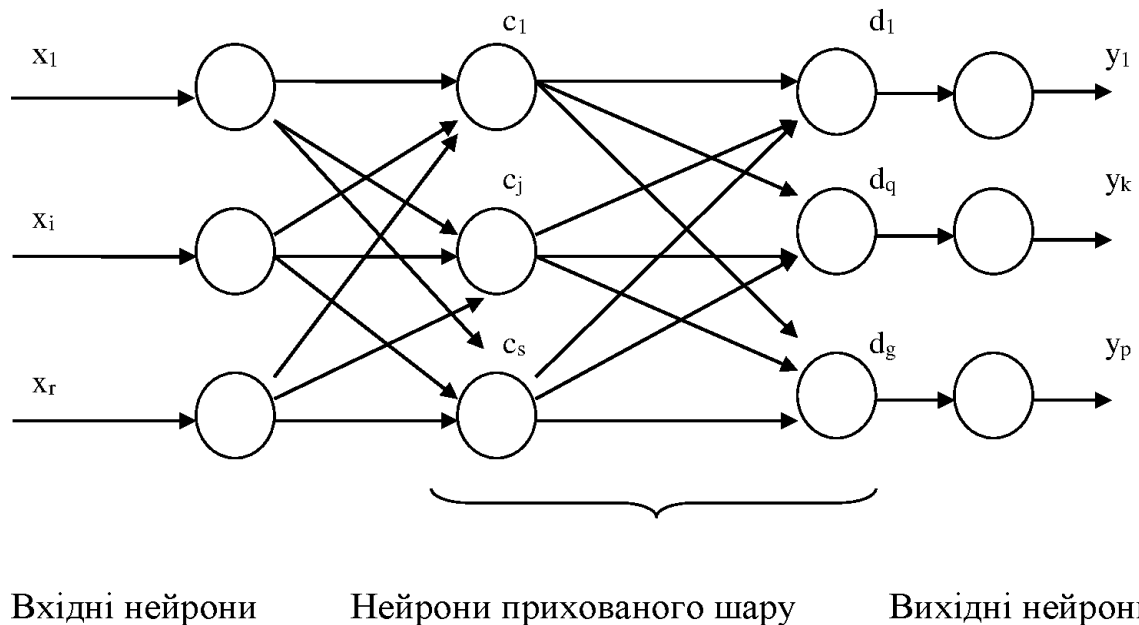


Рис. 5.13. Структура мережі з двома внутрішніми шарами нейронів

Для рішення задачі нейромережної апроксимації ТМХ кремнієвих діодних сенсорів [45] програмними методами пакету прикладних програм Matlab 6.0 [46] була створена проста нейронна мережа з одним прихованим шаром та прямими зв'язками, граф якої представлений на рисунку 5.14. Вхідний вектор температур T збуджував вхідний нейрон 1, що був зв'язаний синаптичними (ваговими) коефіцієнтами з 20 нейронами прихованого шару 2, кожний з яких мав зміщення (початкове збудження). Виходи нейронів прихованого шару формували вихідний вектор напруг U вихідного нейрону

3. Функція активації нейронів прихованого шару f_1 гіперболічний тангенс, а вихідного нейрону f_2 лінійна функція без зміщення.

Математична модель даної нейронної мережі представлена системою рівнянь:

$$\begin{cases} c_j = f_1(a_j \cdot X + a_j^0); \\ Y = f_2(\sum_{j=1}^{20} c_j \cdot b_j + b^0); \end{cases} \quad (5.5)$$

де X – вектор вхідних значень; a_j, b_j - синаптичні (вагові) коефіцієнти зв'язків; a_j^0, b^0 - початкове зміщення (збудження) нейронів прихованого шару і вихідного нейрону відповідно; c_j - вихідний сигнал j -го нейрону прихованого шару; f_1, f_2 - функції активації нейронів прихованого шару і вихідного нейрону; Y – вектор вихідних значень.

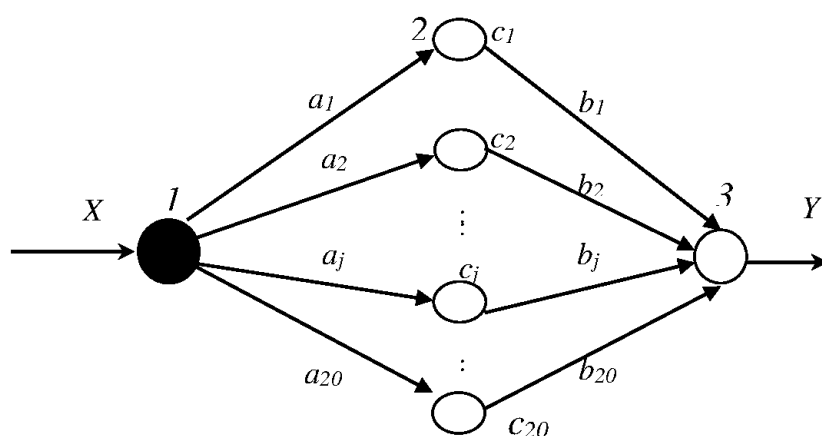


Рис. 5.14. Граф нейронної мережі задачі апроксимації ТМХ:

1 – вхідний нейрон; 2 – нейрони прихованого шару;
3 – вихідний нейрон.

Перед тим, як почати процедуру апроксимації, нейронна мережа була попередньо навчена на репрезентативній вибірці, оскільки після ініціалізації архітектури мережі її синаптичні коефіцієнти є випадковими числами і апроксимація відбувається з недостатньою точністю. Навчаючою вибіркою для мережі були експериментальні результати вимірювання падіння напруги на кремнієвому діодному датчику температури ДТ-450 в діапазоні температур від 4 К до 360 К (59 вимірювань з нерівномірним кроком). Навчаючою процедурою було „навчання з вчителем”, коли нейромережі пред’являли як вхідні дані X , так і правильні вихідні дані Y , які очікуються від нейромережі. В даному випадку вхідним аргументом X була температура, а вихідним значенням функції Y падіння напруги на діодному сенсорі. В процесі навчання після вводу кожного значення вхідного аргументу вихідне значення апроксимуючої функції корегується в залежності від похибки апроксимації. Нейромережа реагує на цю похибку зміною синаптичних коефіцієнтів, і наступне вхідне значення X обробляється так, що похибка апроксимації стабільно знижується.

Підбір синаптичних коефіцієнтів відбувається градієнтним методом з процедурою регуляризації на основі правила Байеса, яка реалізована у складі пакету прикладних програм Matlab 6.0, 7.0 з власним критерієм зупинки процедури пошуку рішення. Для досягнення результату знадобилось близько 300 ітерацій навчання загальною тривалістю близько 1,5 сек. Таким чином був визначений 61 ваговий коефіцієнт нейромережі, що забезпечило середньоквадратичну похибку апроксимації $\sigma = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{j,k} (Y_{j,k} - U_{j,k})^2} = 0,00147$ К, де $Y_{j,k}$ – вихідний стан j -го нейрону при збудженні його k -м з сигналом вхідного вектора даних (у випадку, що розглядається, це напруга U).

Для якісного моделювання перед тим, як почати процедуру навчання нейромережі, необхідно провести попереднє нормування вхідних даних. Це обумовлюється тим, що функція активації нейронів прихованого шару

f_1 –гіперболічний тангенс – швидко досягає області насичення при значних відхиленнях аргументу X від середнього значення по масиву вхідних даних. Тому кодування вектора X проводилось так, щоб його значення знаходилося в інтервалі $[-1; +1]$. Для цього використовувалась формула перетворення:

$$\tilde{X} = \frac{2 \cdot (X - X_{\min})}{X_{\max} - X_{\min}} - 1,$$

де $\tilde{X}$ – кодоване значення елементу вхідної множини, X – значення елементів вхідної множини, $X_{\min}$ – значення мінімального елементу вхідної множини, $X_{\max}$ – значення максимального елементу вхідної множини.

Множина вихідних значень також нормується, але вже безпосередньо нейромережею. Тому для відновлення змінних в первісному масштабі та сама процедура була проведена з множиною вихідних значень, але вже з метою декодування.

В таблиці 7 Додатку наводяться синаптичні коефіцієнти апроксимаційної функції (5.5). Загальний апроксимаційний вираз, сформований нейромережею, у відповідності з (3) містить 21 доданок: 20 функцій активації нейронів прихованого шару і вихідного шару, а також коефіцієнт початкового зміщення нейрону вихідного шару $b^0 = -0,877$. Загальне рішення досить громіздке, тому нижче наводиться фрагмент функції апроксимації, що включає початкові і прикінцеві доданки:

$$U = 0,91393 \tilde{Y} + 0,5767,$$

де $\tilde{Y} = 0,118 \cdot th(-9,5337 \cdot \tilde{X} + 10,506) + 0,0302 \cdot th(-10,198 \cdot \tilde{X} + 8,9351) - 0,01845 \cdot th(10,046 \cdot \tilde{X} - 8,0976) + \dots - 6,911 \cdot th(26,127 \cdot \tilde{X} + 25,759),$

$$\text{а } \tilde{X} = \frac{2 \cdot (T - 4,229)}{352,887} - 1.$$

Графічна ілюстрація результатів моделювання ТМХ діодного сенсора методом регресійного аналізу та методом нейронних мереж подана на рисунках 5.15, 5.16. Як і регресійний аналіз, нейромережа „помітила” аномалію ТМХ в області температури 22 К, де має місце зміна механізмів переносу заряду.

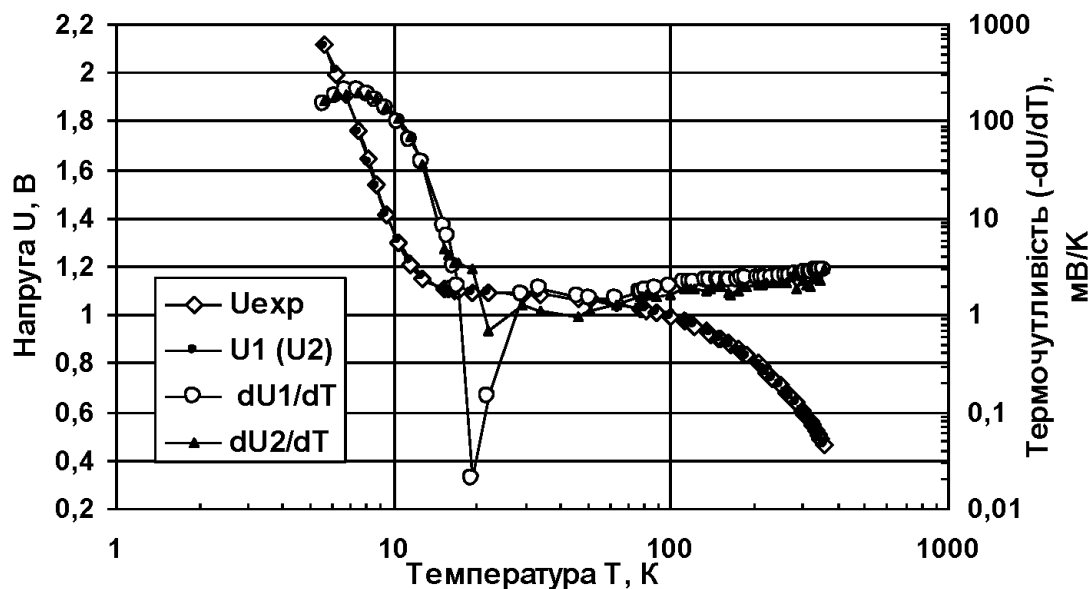


Рис. 5.15. Моделювання ТМХ ДСТ. U_{exp} – експериментальні дані;

U_1 – поліноміальна апроксимація; U_2 – нейроапроксимація.

На рис. 5.17 подано порівняння середньоквадратичних відхилень σ (мК) апроксимації термометричної характеристики ДСТ за цими методами. Запропоновані методи апроксимації метрологічних характеристик вирішують фактично проблеми градування датчиків, не вирішені досі іншими методами. Точність апроксимації експериментальних даних знаходиться на рівні похибки відтворювання реперних точок температурної шкали і достатня для більшості практичних і лабораторних задач, які доводиться вирішувати споживачу.

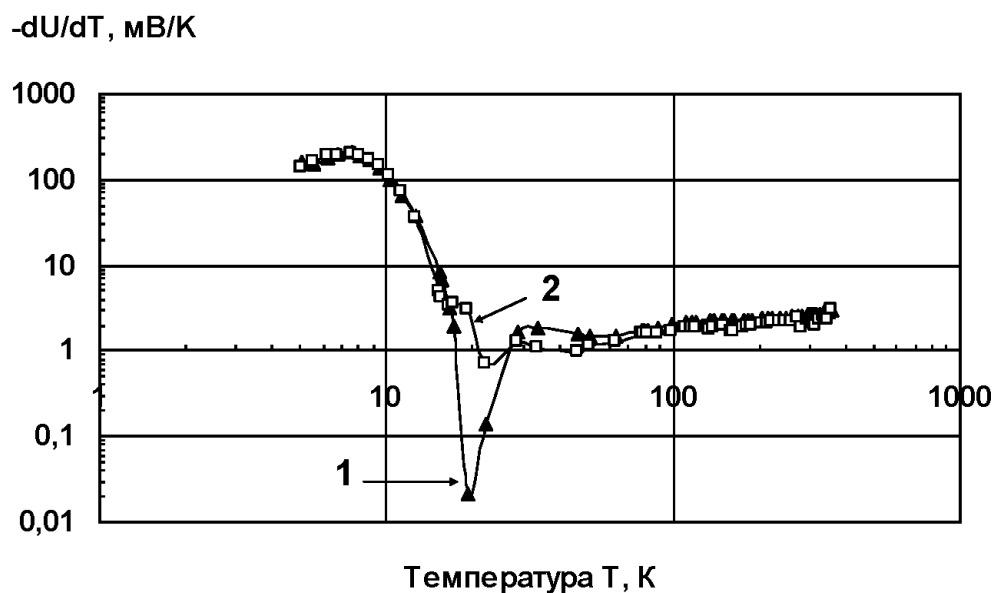


Рис. 5.16. Моделювання термочутливості ДСТ:

1 – поліноміальна апроксимація; 2 – нейроапроксимація.

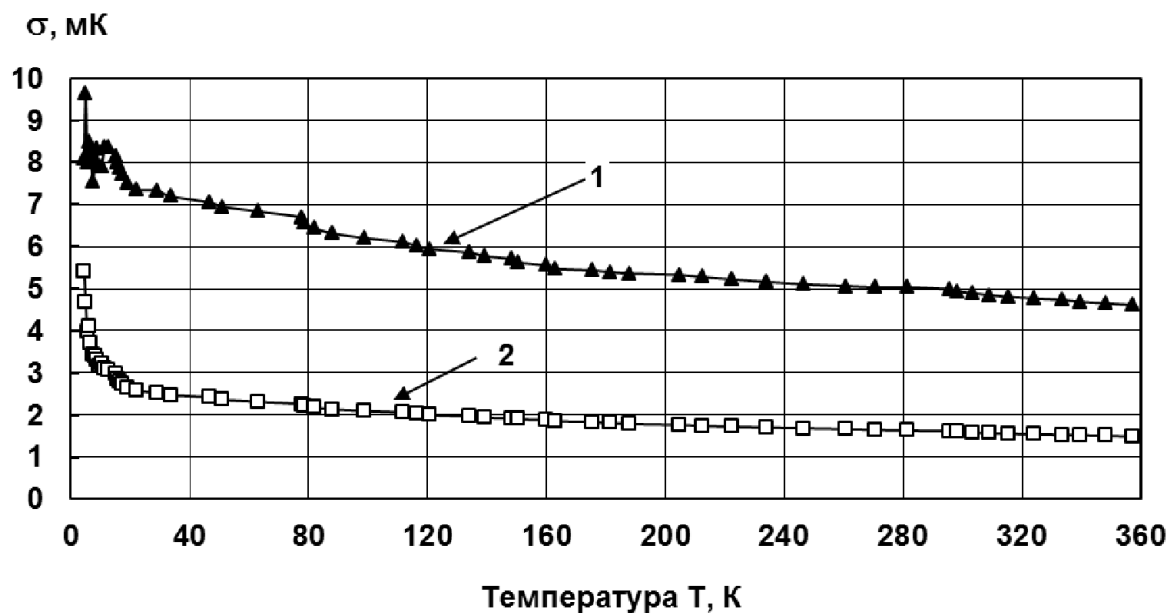


Рис. 5.17. Середньоквадратичне відхилення σ апроксимації термометричної характеристики ДСТ в діапазоні температур 4 К ... 357 К: 1 – методом регресійного аналізу; 2 – методом нейронних мереж.

Нейроапроксимаційні дані МХ зазвичай представляють таблично. До недавнього часу це могло розглядатись як недолік методу, однак на сьогодні така оцінка застаріла. Таблична форма метрологічної характеристики не є перешкодою для користувача, оскільки у вимірювальних системах для калібрування сенсорів широко використовують мікропроцесори, завдяки чому можливо здійснювати перетворення вихідного сигналу вимірювальної системи, врахувати похибку визначення фізичної величини, провести ефективну корекцію сигналу у вторинному перетворювачі або магістральному інтерфейсі. Для цього у пам'ять процесора заносять калібровочні дані сенсора з кроком, що відповідає роздільній здатності вимірювального перетворювача. Набір цих даних є унікальним для кожного датчика і використовується при безпосередньому вимірюванні фізичної величини в процесі кусочно-лінійної апроксимації вихідної характеристики.

На сьогодні існує три варіанти реалізації нейронної мережі, кожен з яких має принципові відмінності. Перший варіант має на меті чисто програмну реалізацію на універсальних ЕОМ з традиційною архітектурою і послідовними алгоритмами обробки даних. Приклад такої реалізації розглянуто вище. Спеціалізовані програмні пакети обробки сигналів і попередньої обробки даних Data Sculptor (виробник NeuralWare, Inc), DADISP/Neural Net (виробник DSP Developer Corp.), DataEngine (виробник MIT), AutoNet (виробник Recognition Research, Inc.), призначені для розв'язку спеціальних та загальних математичних задач в нейромережовому базисі, використовують в якості доступного лабораторного інструментарію [47].

Другий варіант передбачає використання комп'ютерного периферійного пристрою, наприклад, з інтерфейсом PCI або USB, за допомогою якого виконують деякі попередні нейрообчислювальні операції, а основні операції нелінійного перетворення відбуваються в центральному процесорі ЕОМ. Як правило, апаратна частина периферійного пристрою побудована на програмованих логічних інтегральних схемах (ПЛІС). Ці

однокристалльні інтегральні мікросхеми можуть бути запрограмовані або перепрограмовані для реалізації нейромережових алгоритмів розв'язку задач з фізичним розпаралелюванням на рівні мікрочіпу. Кожний блок вводу/виводу кодується для виконання функцій елементів зв'язуючого інтерфейсу зі зовнішньою системою датчиків, конфігураційні логічні блоки – для виконання логічних операцій, а гнучкі міжз'єднання виконують роль швидкісних комунікативних каналів інформації. Необхідні коди прописуються в адресному просторі ПЛС. Гнучкість конфігурації та здатність перебудовуватись дозволяють забезпечувати за допомогою ПЛС оперативність та неперервність обробки інформації, надаючи їй якостей сопроцессора ЕОМ [48].

Третій варіант полягає в тому, що засобами сучасної мікроелектроніки на основі технологій КМДН та КНІ всі елементи нейромережі, за виключенням деяких блоків, реалізуються апаратно у вигляді НВІС-нейрочипу. Окремий клас НВІС-нейрочипів складають проблемно-орієнтовані. Вони призначені для обробки, архівування та фрагментування окремих зображень, аналізу відеопотоку, розпізнавання образів тощо. Нейрочіпи виготовляються як з жорсткою, так і гнучкою архітектурою, коли різні нейроалгоритми записуються в ПЗП у спеціальні бібліотеки і використовуються в залежності від виду та складності задач [49].

Реалізація можливостей нейронних мереж дозволяє відновити значення вимірювального параметру без застосування дорогої а іноді і просто неможливої процедури позапланової повірки сенсора, ідентифікувати всю метрологічну характеристику за декількома реперними точками. Паралельний процес обчислень та гнучкість архітектури робить нейромережі незамінним інструментом обробки швидкісних потоків інформації в системах контролю і управління з потенційно вищою точністю, сумісним з сучасними комп'ютерними технологіями, для якого розроблена апаратна та програмна підтримка.

Висновки по розділу 5

Розвинено і поширено на моделювання метрологічних характеристик діодних сенсорів методи регресійного аналізу та алгоритми нейронних мереж. Сенсорну діодну структуру розглянуто як динамічну багатofакторну технічну систему, стан якої змінюється під час одночасної дії багатьох змінних. Модель станів такої системи може бути представлено як поліноміальною залежністю за методом регресійного аналізу, так і у вигляді складеної функції за методом нейронних мереж.

Зазначені методи використано для моделювання метрологічних характеристик вимірювальних перетворювачів. Їх ефективність продемонстрована на прикладі синтезу ТМХ діодного сенсора в умовах радіаційного опромінення, для градуювання ДСТ без обов'язкової стабілізації прямого струму, позиційної характеристики оптоелектронного перетворювача мікропереміщень в умовах температурного дрейфу вихідного сигналу, підвищення точності градуювання в діодній термометрії.

Представлено метод моделювання позиційно чутливої характеристики координатного фотоперетворювача, залежної від температури координато чутливого елементу. Показано спосіб вимірювання температури освітленого *p-n* переходу шляхом встановлення падіння напруги на ньому у режимі прямого зміщення. Це дає змогу ідентифікувати позиційну характеристику в умовах температурного дрейфу і підвищити точність вимірювання координати.

Контрольні запитання до розділу 5.

1. В чому полягають відмінності фізичного і математичного моделювання метрологічних характеристик вимірювальних перетворювачів? Переваги? Недоліки?
2. Як представити ВАХ транзистора регресійним рівнянням?

3. Як можна автоматизувати процес визначення моделюючого рівняння стану багатофакторної динамічної технічної системи на основі методу регресійного аналізу?
4. У чому подібність і у чому різниця методів моделювання за регресійним аналізом і на основі алгоритму нейронних мереж?
5. У чому полягають переваги і недоліки нейромережних технологій з апроксимації метрологічних характеристик вимірювальних перетворювачів?
6. Як правильно обрати конфігурацію нейронної мережі для вирішення конкретної технічної задачі?

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Карцев Е.А. Сопоставительная оценка датчиковой аппаратуры отечественного и зарубежного производства / Карцев Е.А., Красивский И.Н., Ермилов С.М., Красивская М.И., Басенко О.В. // Датчики и преобразователи информации систем измерения, контроля и управления. Материалы 16-й научно-технической конференции с участием зарубежных специалистов / Под редакцией профессора В.Н.Азарова – М.: МГИЭМ, 2004. – С 341.
2. Головин П.Д. Физические явления (эффекты), используемые для построения первичных измерительных преобразователей (датчиков) / Головин П.Д., Блинов А.В.// Датчики и системы. – 2003, № 11. – С. 3-9.
3. МакГихин П. Прогноз британской техники: стратегия в области датчиков до 2015 г. / МакГихин П. // Датчики и системы. – 2003, № 11. – С. 51- 59.
4. Свечников Г.С. Интегральная оптика. – Киев: Наукова думка, 1988. – 166 с.
5. Матюнин С.А. Принципы построения многокомпонентных оптоэлектронных систем спектрального взаимодействия // Датчики и системы. – 2001. – № 12. – С. 42 - 51.
6. Яганов П.О. Оптоелектронні ключові термоперетворювачі на кремнієвій структурі з діелектричною ізоляцією // Оптоелектроника и полупроводниковая техника. – 2005. – Вып. 40. – С. 42-47.
7. Яганов П.О., Борисов О.В. Оптоелектроні сенсори на кремнієвій структурі з діелектричною ізоляцією // Сборник научных трудов 2-го международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ – 2005. Том V. Международная конференция „СВЧ и оптоэлектроника”. – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ. – 2005. – С. 172 – 175.

8. Бартенев В.Г. Цифровые датчики температуры / Бартенев В.Г. // Датчики и системы. – 2004. - № 12. – с. 33 – 38.
9. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. Кн.1. / Зи С. / – М.: Мир, 1984. – 456 с.
10. Стриха В.И. Контактные явления в полупроводниках. / Стриха В.И. / – К.: Выща школа, 1982. – 224 с.
11. Яганов П.А. Связь фото-ЭДС холостого хода фотоэлемента с уровнем легирования р- и n-бластей / Яганов П.А., Клетченков И.И. // Диэлектрики и полупроводники. – 1987. – Вып.31. – с.89 - 95.
12. Мнацаканов Т.Т. Исследование электронно-дырочного рассеяния в р-кремнии при низком уровне инжекции носителей заряда / Мнацаканов Т.Т., Поморцева Л.И., Шуман В.Б. // Физика и техника полупроводников. – 1997. – Т.31, № 7. – С. 833 – 835.
13. Борисов А.В. Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода с учетом конечной скорости рекомбинации на омических контактах / Борисов А.В., Спидчук Л.Н. // Электроника и связь. – 1998. - №5. - с.102 - 104.
14. Яганов П.А. Моделирование температурных характеристик кремниевых датчиков при малых уровнях инжекции / Яганов П.А. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2005. – № 6. – С. 72 – 78.
15. Сукач Г.О. Історія та перспективи розвитку промислового виробництва напівпровідникових матеріалів в Україні / Сукач Г.О. // Оптоэлектроника и полупроводниковая техника. – 2000. – Вып. 35. – С. 201-206.
16. Гук Е.Г. Создание методом твердофазного прямого срачивания отдельных р-n-переходов, разделенных изолирующим слоем / Гук Е.Г., Подласкин Б.Г., Токранова Н.А., Воронков В.Б., Козлов В.А. // Физика и техника полупроводников. – 1999. – Т. 33, вып. 7. – С 880 – 886.

17. Шварц Ю.М. Физические основы полупроводниковых приборов экстремальной электроники/ Шварц Ю.М. - Дис... доктора физ.-мат. наук: 01.04.10. – Киев, 2004. – 342 с.
18. Lombardi C. A Physicall Based Mobility Model for Numerical Simullation of Nonplanar Devices / Lombardi C., Manzini S., Saporito A. and M.Vanzi. // IEEE Transactions on Computer-Aided Design. – 1988. – Vol. 7, No 11. – P. 1164 – 1171.
19. Jacobini C. A Review of Some Charge Transport Properties of Silicon / Jacobini C., Canali C., Ottaviani G., Quaranta A.A. // Solid State electronics – 1977. – Vol.20. – P.77.
20. Nishida T. A Physicall Based Mobility Model for MOSFET Numerical Simullation / Nishida T., C.-T. Sah. // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1987. – Vol. ED-34, No 2. – P. 310 – 320.
21. Гергель В.А. О температурной и полевой зависимости эффективной поверхностной подвижности в МДП структурах / Гергель В.А., Тимофеев М.В., Зеленый А.П.// Физика и техника полупроводников. – 1998. – Т. 32, № 6. – С. 748 – 751.
22. Андреев А.Д. Влияние уровня легирования и температуры на подвижность электронов в n-канале МОП-полевого транзистора / Андреев А.Д., Борздов В.М., Валиев А.А., Жевняк О.Г., Комаров Ф.Ф. // Инженерно-физический журнал. – 1998. – Т.71, № 1. – С. 116 – 119.
23. Яганов П.О. Моделювання термopольової залежності рухливості носіїв заряду в інверсному шарі кремнієвого МОН-транзистора / Яганов П.О. // Наукові вісті КПІ. – 2005. - № 3. – С. 16 – 22.
24. Яганов П.О. Термометричні характеристики інтегрального мікроелектронного сенсора / Яганов П.О. // Електроніка і зв'язь. – 2005. – № 26. – С. 21 – 26.
25. Dodrill B.C. Perfomence Characteristics of Silicon Diode Cryogenic Temperature Sensors / Dodrill B.C., Krause J.K., Swinehart P.R., Wang V. //Applications of Cryotronic Technology. – 1991. – No 10. – P. 85-107.

26. Круковский П.Г. Тепловой анализ погрешностей измерения кремниевых датчиков температуры в диапазоне 4,2 ... 500 К / Круковский П.Г., Шварц Ю.М. // IV Минский международный форум по тепло- и массообмену. Тезисы докладов. Минск, 22-26 мая 2000 г. – Мн.:НМТ, 2000. – С. 398 - 401.
27. Матюнин С.А. Принципы построения многокомпонентных оптоэлектронных систем спектрального взаимодействия // Датчики и системы. – 2001. – № 12. – С. 42 - 51.
28. Аксененко М.Д., Бараночников, Смолин О.В. Микроэлектронные фотоприемные устройства. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 208 с.
29. Анисимова И.Д., Вакулин И.М., Заитов Ф.А., Курмашев Ш.Д. Полупроводниковые фотоприемники: ультрафиолетовый, видимый и ближний инфракрасный диапазоны спектра. Под ред. В.И. Стафеева. – М.: Радио и связь, 1984. – 216 с.
30. Яганов П.О., Політанський Л.Ф. Використання прозорих електропровідних плівок двоокису олова у конструкціях МДН-фототранзисторів // Науковий вісник Чернівецького університету: збірник наукових праць. Фізика. Електроніка. – Т. 1. Вип. 1 – Чернівці: Чернівецький національний університет, 2011. – С. 69 – 72.
31. Клетченков И.И., Яганов П.А., Левченко О.И., Иванчиков В.Ф. Разработка способа получения и исследование станатных пленок повышенной электропроводности // Диэлектрики и полупроводники. – 1985. – Вып.27. – С. 84-85.
32. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Прокопова М.О., Осинський С.В. Дослідження газових напівпровідникових елементів на основі полікристалічних плівок окису // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2003. - № 5. – С. 108 – 113.
33. Яганов П.О. Координатний фотоперетворювач з широтно-імпульсною модуляцією // Електроніка и связь. – 2004. – № 23. – С. 9 – 12.

34. Иващенко А.Н., Шварц Ю.М. Аппроксимация термометрических характеристик кремниевых диодных сенсоров температуры. – «Оптоэлектроника и полупроводниковая техника», 2003, вып. 38, с. 61 – 70.
35. Яганов П.О. Регресійний аналіз багатофакторних технічних систем: Тексти лекцій. – К.:НТУУ «КПІ», 2006. – 36 с.
36. Shwarts Yu.M., Borblik V.L., Kulish N.R., Venger E.F., Sokolov V.N. Limiting characteristics of diode temperature sensors// Sensors and Actuators. – 2000. – A.86. – P.197-205.
37. Яганов П.О., Шварц Ю.М. Апроксимація термометричної характеристики діодних сенсорів методом багатофакторного аналізу // Вісник НТУУ „КПІ”. Серія приладобудування. – 2005. – № 30. – С. 5 – 11.
38. Горбань А.П., Прима Н.А., Саченко А.В., Костильов В.П., Сербя А.А., Черненко В.В. Вплив радіації на кремнієві сонячні елементи. Теоретичне моделювання ефектів, пов'язаних з просторовою неоднорідністю розподілу радіаційних дефектів. // Оптоэлектроника и полупроводниковая техника. – 2001. – Вып. 36. – С. 57 – 64.
39. Яганов П.О., Борисов О.В. Визначення позиційної характеристики координатного фотоперетворювача в умовах теплового дрейфу // Сенсорна електроніка і мікросистемні технології. – 2005. – № 3. – С. 23 – 29.
40. Колмогоров А.Н. О представлении непрерывных функций нескольких переменных в виде суперпозиции непрерывных функций одного переменного // Докл. АН СССР. Математика. – 1957. – Т. 114, № 5. – С. 953 – 956.
41. Арнольд В.И. О представлении функций нескольких переменных в виде суперпозиции функций меньшего числа переменных // Математическое просвещение. – 1958. – Вып.3. – С. 41 – 61.

42. Круглов В.В., Борисов В.В. Искусственные нейронные сети. Теория и практика. – М.: Горячая линия-Телеком, 2002. – 382 с.
43. Комарцова Л.Г., Максимов А.В. Нейрокомпьютеры. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2002. – 320 с.
44. Назаров А.В., Лоскутов А.И. Нейросетевые алгоритмы прогнозирования и оптимизации систем. – СПб.: Наука и Техника, 2003. – 384 с.
45. Шварц Ю.М., Яганов П.А., Дзюба В.Г. Нейросетевая аппроксимация термометрической характеристики диодного сенсора // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2005. – № 5 . – С. 22 – 26.
46. Медведев В.С., Потемкин В.Г. Нейронные сети. MATLAB 6.0 (Пакеты прикладных программ. Кн. 4) / Под общей редакцией В.Г. Потемкина. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002. – 496 с.
47. Галушкин А.И. Нейрокомпьютеры. Книга 3: Учебное пособие для вузов / Общая редакция А.И. Галушкина . – М.: ИПРЖР, 2000. – 528 с.
48. Реализация нейронных сетей на ПЛИС XILINKS. – Scan Engineering Telecom, декабрь 2000 г.
49. Рогоза В.С., Ищенко А.В. Нейровычисления: состояние проблемы развития математического аппарата и аппаратного обеспечения // Электроника и связь. – 2004. – № 23. – С. 76 – 89.

ДОДАТОК

Таблиця 1

Коефіцієнти рівняння регресії b_i , дисперсія σ^2 та похибка апроксимації σ ТМХ діодного термосенсора ДТ-450 для різних режимів вимірювання

$R, \Omega; U, V$	b_0	b_1	b_2	b_{12}	σ^2	σ
R=8500;U=0,9	610,6	-510,5	-0,173	0,78	0,0376	0,1940
R=10000;U=1,0	-35,8	137,9	6,307	0,71	0,0093	0,0964
R=10000;U=1,2	-26791,7	22323,6	228,3	0,65	0,0071	0,0847
R=13000;U=1,2	601,5	-504,2	-0,079	0,82	0,0086	0,0927
R=13000;U=1,5	55,3	-155,6	4,7	0,86	0,0094	0,0971
R=20000;U=1,5	-510,6	224,3	14,67	1,25	0,0080	0,0892
R=26000;U=1,8	589,8	-527,1	-0,032	1,66	0,0082	0,0906
R=30000;U=2,0	1347,2	-918,1	-11,4	1,94	0,0077	0,0880

Таблиця 2

Дисперсія σ^2 та похибка апроксимації σ ТМХ діодного сенсора КСДІ для різних умов проведення експерименту

R = 19 кОм U = 1,5 В	Рівномірний крок			Рандомізація дослідів	
	N = 26	N = 14	N = 7	RanN = 14	RanN = 7
b_0	598,912	226,963	2760,437	617,859	-142,868
b_1	-496,596	-268,081	-1956,478	-528,734	-22,257
b_2	-0,025	4,606	-27,483	-0,348	9,284
b_{12}	0,671	1,202	1,186	1,207	1,231
σ^2	0,00842	0,00914	0,0181	0,00874	0,01507
σ	0,09175	0,0956	0,13455	0,09351	0,12278

Таблиця 3

Коефіцієнти апроксимаційного поліному ТМХ діодного сенсора температури ДТ-450, отримані за результатами регресійного аналізу та параметричної оптимізації

Регресійний аналіз		Параметрична оптимізація поліному			
Коефіцієнти регресії		Коефіцієнти		Показники степеня	
b_0	3,318	U_0	-19,65		
b_1	-0,3008	A	-0,0309	a	0,995
b_2	0,014672	B	8541584,25	b	-4,0879
b_3	$-3,579 \cdot 10^{-4}$	C	-88503,671	c	-1,498
b_4	$5,015 \cdot 10^{-6}$	D	0,4397	d	0,6582
b_5	$-4,337 \cdot 10^{-8}$	E	431,53	e	-0,5849
b_6	$2,391 \cdot 10^{-10}$	F	-953181,3	f	-2,3869
b_7	$-8,42 \cdot 10^{-13}$	G	2483831,4	g	-2,813
b_8	$1,83 \cdot 10^{-15}$	H	-3958842,6	h	-3,3759
b_9	$-2,42 \cdot 10^{-18}$	I	196360,52	i	-1,681
b_{10}	$1,18 \cdot 10^{-21}$	J	-6357072,5	j	-4,2975
σ	0,058581	σ	0,005005		

Таблиця 4

Експериментальні дані, що визначають ТМХ кремнієвого діодного сенсора з різними дозами опромінення

№ вимір.	Т, К	Доза опромінення D, рад					
		0	10^5	10^6	$5,6 \cdot 10^6$	$2,55 \cdot 10^7$	$5,09 \cdot 10^7$
1	330	0,61585	0,61272	0,61272	0,61106	0,61307	0,6034
2	320	0,63497	0,63153	0,63153	0,62909	0,6311	0,62191
3	310	0,65348	0,65035	0,65139	0,64913	0,64913	0,64151
4	300	0,67308	0,66916	0,66812	0,66816	0,66616	0,66002
5	290	0,69377	0,69007	0,69112	0,6872	0,68519	0,67744
6	280	0,71402	0,71307	0,71098	---	0,70823	0,69678
7	270	0,73223	0,73084	0,72979	0,72526	0,72727	0,71786
8	260	0,7503	0,74756	0,74861	---	0,7463	0,73789
9	250	0,76934	0,76742	0,76742	0,76433	0,76433	0,75692
10	240	0,78672	0,78624	0,78624	---	---	0,77596
11	230	0,80701	0,80401	0,80505	0,8014	0,80239	0,79503
12	220	0,82443	0,82282	0,82387	0,82143	---	0,81246
13	210	0,84403	0,84059	0,84268	0,84046	---	0,83206
14	200	0,86145	0,86045	0,8615	0,85949	0,85649	0,85057

Таблиця 5

Коефіцієнти апроксимуючого поліному ТМХ та середньоквадратична похибка σ функції радіаційного дрейфу $\Delta U(T, D)$ діодного сенсора температури

Регресія		Параметрична оптимізація			
b ₀	51,0478	b ₀	-1,34757727	a	17,584446
b ₁	0,1844	b ₁	0,025586829	b	5,838475
b ₂	-26,5133	b ₂	-0,55390498	c	20,0992
b ₃	-0,0054	b ₃	-1,4044E-49	d	14
b ₄	-0,0003	b ₄	-7,2984E-52		
b ₅	2,4453	b ₅	4,44205E-12		
σ = 2,1118		σ = 1,737			

Таблиця 6

Коефіцієнти поліноміальної апроксимації координатної функції $X(U_{pn}^\phi, U_{pn})$

Коефіцієнти поліному b_i		Показники степеня	
b_0	-9,8771	a	13,2733
b_1	9,8159	b	0,33257
b_2	0,7886	c	4,240129
b_3	-0,00000537	d	-2
b_4	0,1775	e	14,726
b_5	112,847	f	-12
b_6	0,00000142	σ^2	2,31
b_7	-6272482,86	σ	1,52

Синаптичні коефіцієнти зв'язку та початкове зміщення нейронів
нейромережі, граф якої подано на рис. 6.14

Синаптичні коефіцієнти зв'язку a_j		Початкове зміщення нейронів a_j^0		Синаптичні коефіцієнти зв'язку b_j	
a_1	-9,5337	a_1^0	10,506	b_1	0,11807
a_2	-10,198	a_2^0	8,9351	b_2	0,030235
a_3	10,046	a_3^0	-8,0976	b_3	-0,018454
a_4	10,511	a_4^0	-6,8269	b_4	-0,062915
a_5	-10,565	a_5^0	5,5633	b_5	0,49843
a_6	-9,5062	a_6^0	4,9921	b_6	-0,56095
a_7	-9,8179	a_7^0	4,2223	b_7	0,080081
a_8	9,9897	a_8^0	-2,7079	b_8	-0,029474
a_9	10,015	a_9^0	-1,3724	b_9	-0,026572
a_{10}	9,9826	a_{10}^0	-0,00873	b_{10}	-0,026518
a_{11}	9,8544	a_{11}^0	1,5323	b_{11}	-0,018664
a_{12}	-9,326	a_{12}^0	-2,1357	b_{12}	0,018329
a_{13}	8,81	a_{13}^0	3,3608	b_{13}	-0,03141
a_{14}	8,1859	a_{14}^0	4,6195	b_{14}	-0,027927
a_{15}	-7,7582	a_{15}^0	-6,6567	b_{15}	0,12536
a_{16}	14,737	a_{16}^0	13,367	b_{16}	-2,3584
a_{17}	22,052	a_{17}^0	20,714	b_{17}	-3,5405
a_{18}	13,67	a_{18}^0	13,289	b_{18}	14,136
a_{19}	-8,1167	a_{19}^0	-10,668	b_{19}	1,1091
a_{20}	26,127	a_{20}^0	25,759	b_{20}	-6,9114